

# Kapitel 12

## Digital Analog Konverter



### 12.1 Grundlagen

Digital Analog Konverter können eine diskrete Anzahl von Dualzahlen in eine analoge Größe umwandeln. Dies ist oft eine Spannung, oder ein Strom.

Beträgt die Auflösung eines idealen Digital Analog Konverters  $n$  Bit, so kann die kleinste Intervallbreite  $a$  im analogen Spannungsbereich folgendermaßen berechnet werden:

$$a = \frac{U_{ref}}{2^n} \quad (12.1)$$

Dabei ist  $U_{ref}$  die sog. Referenzspannung. Die Intervallbreite  $a$  entspricht einem LSB in Analogen. Sind nur positive Ausgangswerte gewünscht, so kann die Übertragungsfunktion folgendermaßen berechnet werden:

$$U_{out} = D \cdot a \quad (12.2)$$

Dabei sind

- $a$  das kleinste Intervall im Analogen, es entspricht der Wertigkeit eines LSBs,
- $U_{ref}$  die Referenzspannung, welche den Bereich der Ausgangsgröße festlegen kann,
- $n$  die Auflösung bzw. die Bitanzahl,
- $U_{out}$  die analoge Ausgangsspannung, und
- $D$  ist das digitale Codewort, welches umgewandelt werden soll.

In manchen Fällen benötigt man am Ausgang nur Werte mit positivem Vorzeichen, z.B. bei bestimmten Anwendungen in der Messtechnik. In diesem Fall kann man **unipolare** Digital Analog Konverter verwenden. Als Beispiel wird auf der nächsten Seite die Übertragungsfunktion eines solchen Wandlers mit einer Auflösung von 4 Bit gezeigt.

Die Ausgangsspannung reicht von Null bis zum Maximalwert  $U_{max} = \frac{(2^n - 1) \cdot U_{ref}}{2^n} = \frac{15 \cdot U_{ref}}{16}$ . Der Maximalwert  $U_{max}$  ist also um ein Intervall  $a$  kleiner als die Referenzspannung. Die Anzahl der möglichen Intervalle kann bei anderer Auflösung prinzipiell aus der Bitanzahl  $n$  mit  $2^n$  berechnet werden.

Sollen am Ausgang positive und negative Spannungswerte erreicht werden können, benötigt man **bipolare** Digital Analog Konverter. Hier wird theoretisch zwischen Wandlern mit echter und ohne echte Null unterschieden. In der **Audiotechnik benötigt man meist Wandler mit echter Null, da Stille oder kein Signal korrekt abgebildet werden soll.** Ähnlich wie bei der Darstellung im Zweierkomplement wird im Negativen ein Wert weiter weg von Null entfernt erreicht als im Positiven, da die Null mit den positiven Werten dargestellt wird:

$$U_{out} = [-U_{ref} \dots + (U_{ref} - a)]. \quad (12.3)$$

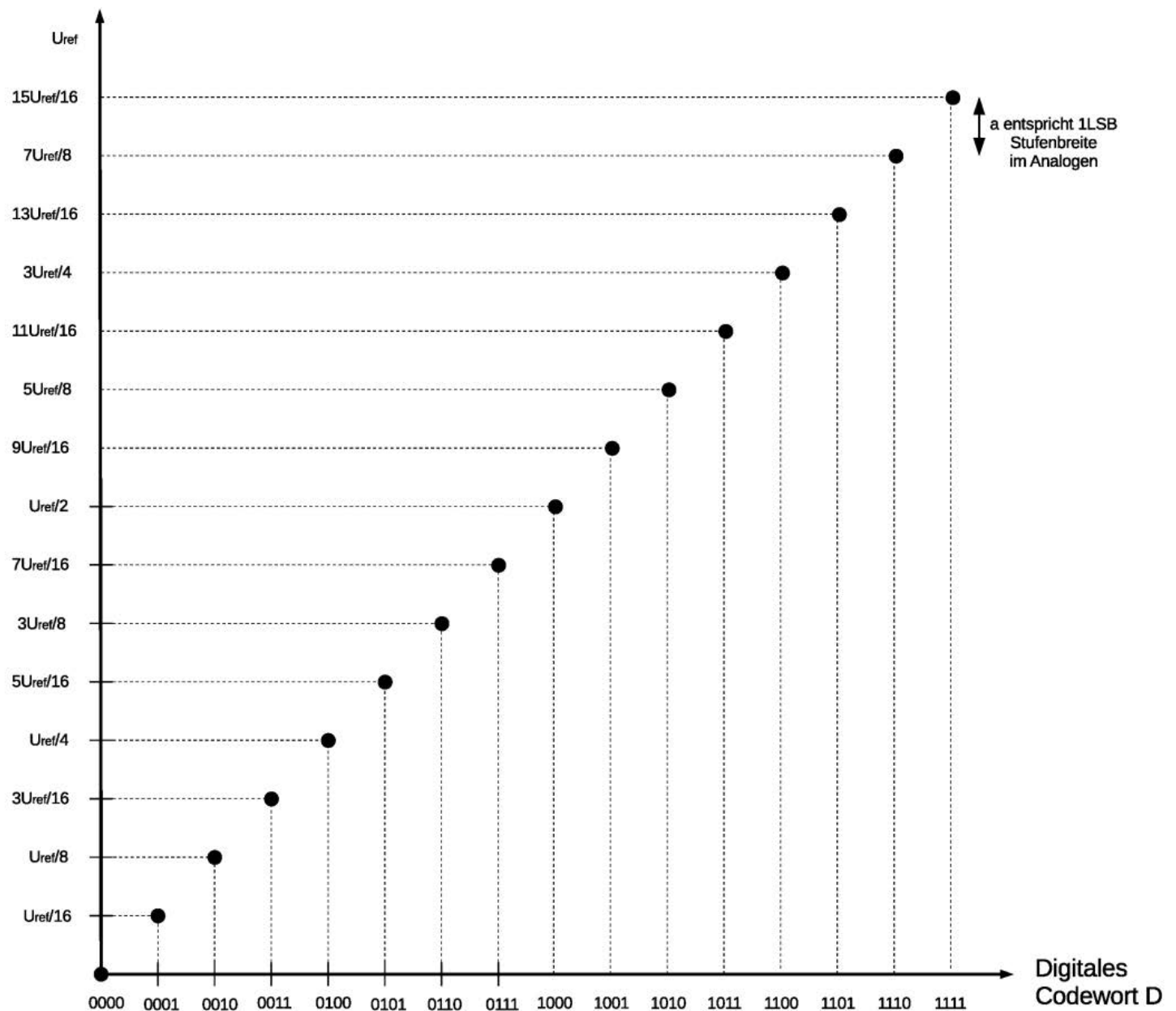
Ausgangsspannung  $U_{out}$ 

Abbildung 12.1: Unipolarer 4 Bit DAC - Übertragungsfunktion

## 12.2 Relevante Kenngrößen

- **Auflösung:** Eine der wichtigsten Größen ist die **Anzahl der Bits** ( $n$ ), auch Auflösung genannt. Sie bestimmt die Anzahl der Intervalle ( $2^n$ ), und damit die Genauigkeit der Quantisierung.
- **Lineare Fehler:** Betrachtet man die lineare Übertragungsfunktion, sind auf zwei Arten Fehler denkbar: Ist die **Gerade nach oben oder unten verschoben**, so spricht man von einem **Offsetfehler**. Stimmt die **Neigung** der Gerade nicht im dem gewünschten Wert überein, nennt man das einen **Verstärkungsfehler**.
- **Nichtlineare Fehler:** Diese verfälschen die Übertragungsfunktion, sodass aus der gedachten Gerade eine Kurvenform wird. Diese kann zum Beispiel durch Ungenauigkeiten in verbauten Widerständen entstehen. Der gefährdetste Schritt ist jener, wo vom **MSB auf eine Stufe niedriger oder umgekehrt** umgeschaltet



wird, also z.B. von 1000  $\leftrightarrow$  0111. Hier wirken alle niedriger liegenden Bitstufen zusammen.

- **Konversionsrate:** Die Anzahl der umgewandelten **Ausgangswerte pro Zeit** nennt man Konversionsrate.
- **Full Scale Jump:** Hier wird das Ausgangssignal analysiert, wenn am Eingang zuerst das **kleinste, und sofort darauf das größte** Codewort angelegt wird. Die **Einschwingzeit** gibt dabei an, **wie lange** das Einpendeln der Ausgangsspannung benötigt, bis die Ausgangsspannung innerhalb eines bestimmten Intervalls (z.B.  $\pm a/2$ ) liegt.

## 12.3 Implementierungsarten

Hier werden zwei wichtige Realisierungsmöglichkeiten besprochen.

### 12.3.1 DAC mit binär gewichteten Widerständen

Diese Bauform eines Digital Analog Konverters hat einen relativ unkomplizierten Aufbau. Die Basis dazu bildet die invertierende OPV-Grundschialtung, erweitert als Addierer mit Umschalter. Die Summationszweige werden je nach Wert der entsprechenden Codewortstelle an- oder ausgeschaltet. Die Widerstände sind üblicherweise zueinander um einen Faktor 2 gewichtet, und bestimmen so anteilmäßig den Stromanteil im jeweiligen Summierzweig je nach Codewortstelle.

Die folgende Abbildung zeigt einen Wandler mit einer Auflösung von 4 Bit:

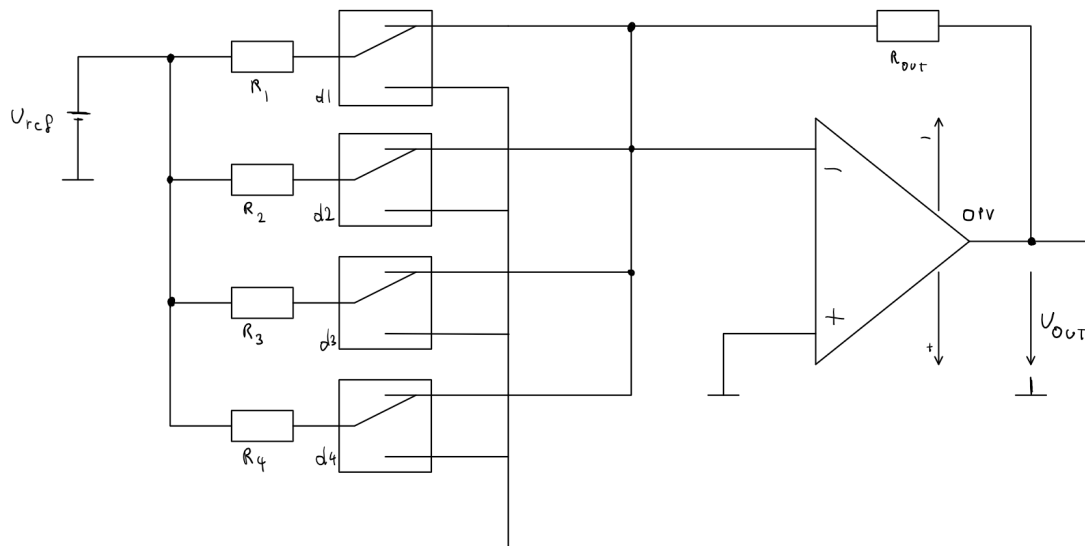


Abbildung 12.2: Digital Analog Konverter mit binär gewichtetem Widerstandsnetzwerk.

Die Bitwerte der Dualzahlen steuern die einzelnen Schalter an. Ist die Codewortstelle eine logische Eins, ist der entsprechende Schalter aktiv. Eine logische Null schaltet die Stelle ab, nimmt also den Summierzweig weg von der virtuellen Masse und legt ihn direkt auf Masse, wo er wirkungslos bleibt. Damit hat dieser abgeschaltete Zweig für die Ausgangsspannungsbildung keinen Einfluss mehr.

Die Umschalter haben zwei Vorteile: Durch das Umschalten von Masse auf virtuelle Masse müssen praktisch keine kapazitiven Umladeeffekte berücksichtigt werden, und die Referenzquelle wird bis auf das kurze Intervall der Umschaltung selbst konstant belastet.

Die Widerstände sind jeweils um einen Faktor zwei zueinander abgestuft. Die möglichen Ausgangsspannungen eines Digital Analog Konverters mit vier Bit Auflösung sind dann

$$U_{out} = -[0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15] \cdot \frac{U_{ref}}{16}. \quad (12.4)$$

Ein wesentlicher Nachteil dieser Struktur ergibt sich aus den üblichen Toleranzintervallen von Widerständen. Metallfilmwiderstände haben üblicherweise eine Toleranz um 1 %. Für Spezialanwendungen sind auch engere

Genauigkeitsbereiche möglich. Allerdings stößt man bei diesem Aufbau schnell an die Grenzen des technisch Möglichen.

Bei einem Audiowandler in CD-Qualität ist beispielsweise eine Auflösung von 16 Bit notwendig. Soll die Genauigkeit besser als ein halbes LSB sein, entspricht das dann einem Verhältnis von  $\frac{1:2^{16}}{2} \approx 7,6 \text{ ppm}$ . Das kann mit herkömmlichen Methoden nicht erreicht werden. Diese DAC Bauform hat daher nur für geringe Bittiefen eine Bedeutung. Ein 8 Bit-Wandler liefert dann das Verhältnis von  $\frac{1:2^8}{2} \approx 0,2 \%$ , was noch machbar ist.

### 12.3.2 DAC mit R-2R-Widerstandskette

Bei dieser Wandlerart wird nur ein Widerstandswert  $R$  benötigt. Für die Realisierung der  $2R$ -Widerstände können diese einfach in Reihe geschaltet werden. Daher kann diese DAC Bauform gut in integrierten Schaltkreisen eingesetzt werden.

In diesem Beispiel wird wieder ein Wandler für 4 Bit gezeigt:

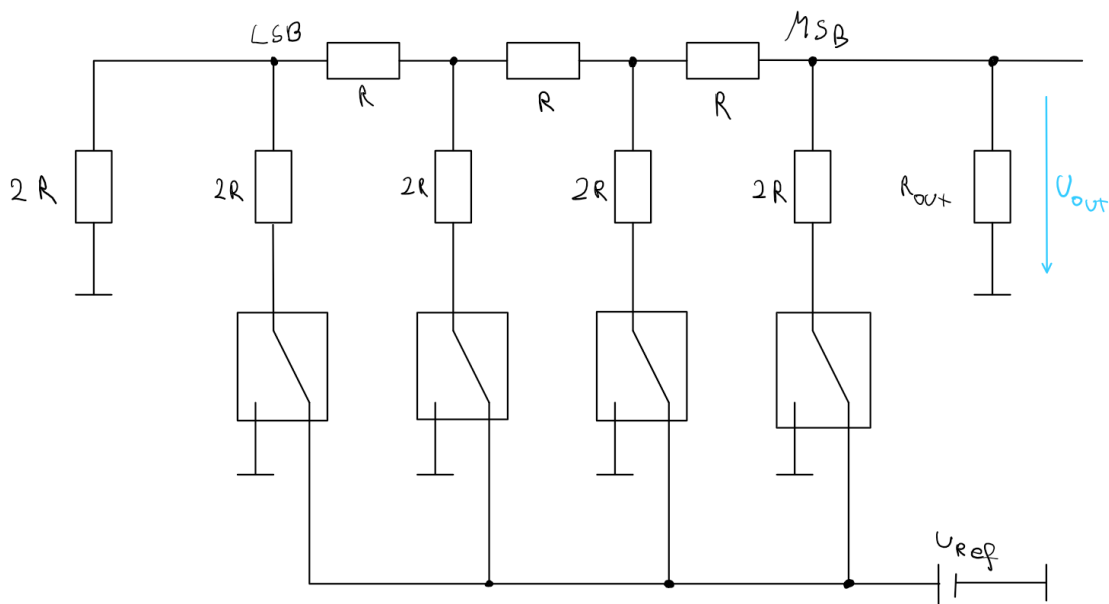


Abbildung 12.3: Digital Analog Wandler mit R-2R-Widerstandskette.

Die Codewortstellen bestimmen wieder die Schalterzustände  $d_1$  bis  $d_4$ . Entspricht die Codewortstelle einer log. Eins, wird der Schalter so gelegt, dass der Widerstand  $2R$  mit der Referenzquelle verbunden ist.

Bei der Auswahl der Schalter muss darauf geachtet werden, dass der Innenwiderstand klein im Vergleich zum Widerstand  $R$  ist.

Durch das Überlagerungsprinzip nach Helmholtz kann die Ausgangsspannung  $U_{out}$  berechnet werden. Jeder durch einen  $2R$ -Widerstand fließende Strom hat einen relevanten Anteil. Der Schalter  $d_1$  entspricht dabei dem MSB, der Schalter  $d_4$  dem LSB. Diese Struktur ist leicht auf eine höhere Auflösung erweiterbar.

$$U_{out} = U_{ref} \cdot \frac{R_{out}}{R_{out} + R} \cdot \sum_{i=1}^4 \frac{d_i}{2^i} \quad (12.5)$$

Mit Hilfe des Ersatzschaltbildes kann die Wirkungsweise der Schaltung stufenweise durchgedacht werden:

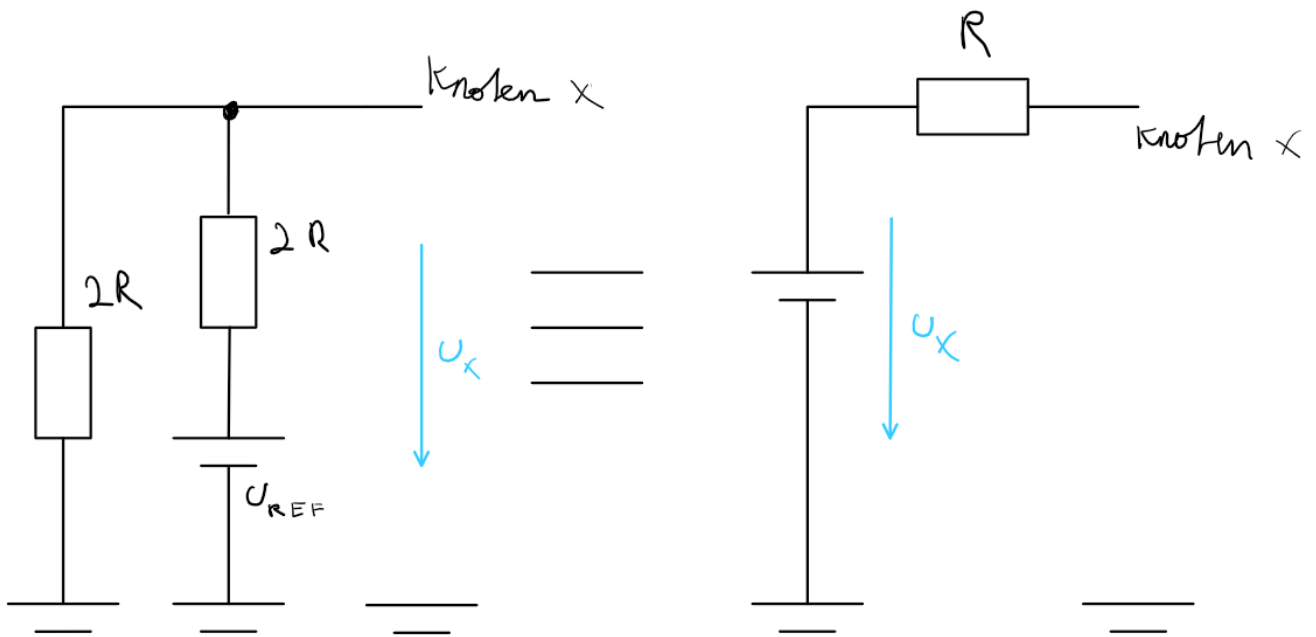


Abbildung 12.4: Ersatzschaltung zur Bestimmung der Leerlaufspannung einer Stufe.