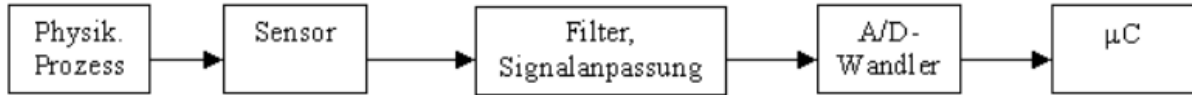


## Analog Digital Wandler (Analog to Digital Converter A/D C)<sup>1</sup>

A/D Wandler bzw. auch A/D Umsetzer genannt, verbinden die analog Welt (Spannungen von Sensoren, Verstärkern) mit der Digitalen (Rechner).

Wert- und zeitkontinuierliche Größen werden in eine wert- und zeitdiskrete Zahlenfolge umgesetzt.



### Filter, Signalanpassung:

Filter gegen verrauschte Signale, Bandbreite begrenzen, Spannungsbegrenzung, Spannungsverstärkung, ev. Linearisierung der Sensorkennlinie.

## Kenngößen von A/D Wandlern

### Auflösung

Die Auflösung eines A/D-Wandlers sind die Anzahl der Bits, die er am Ausgang liefert.

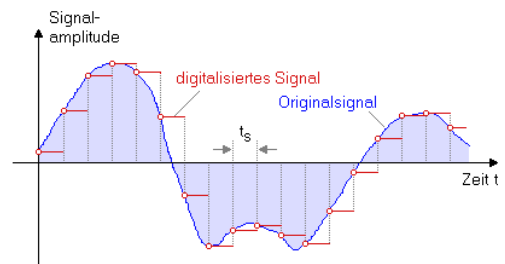
Die Auflösung bestimmt die Anzahl der Intervalle, in die das Eingangssignal unterteilt werden kann.

Das heißt, dass ein A/D-Wandler mit 8 Bit Auflösung, das Eingangssignal auf insgesamt 256 ( $2^8$ )

Stufen abbildet, während ein A/DC mit 12 Bit den selben Bereich auf 4096 Stufen abbildet.

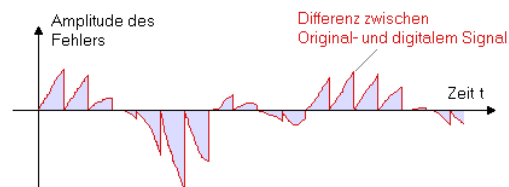
Bei einem typischen Eingangsspannungsbereich von 10 V (-5V bis +5V) entspricht damit eine Stufe beim 8-Bit-Wandler ca. 40 mV, beim 12-Bit-Wandler ca. 2.5 mV.

Bei der A/D-Wandlung wird also dem im Augenblick des Abtastens vorhandenen Eingangssignal ein Wert zugeordnet. Dies geschieht nicht exakt, sondern nur mit der durch die Auflösung des A/D-Wandlers vorgegebenen Genauigkeit und nur zu bestimmten diskreten Zeitpunkten.



**Durch die Quantisierung tritt immer eine Informationsverlust, ein sogenannter Quantisierungsfehler auf, der nicht mehr rückgängig gemacht werden kann!**

Er wird umso kleiner, je besser die Auflösung des A/D-Wandlers und je höher die Abtastfrequenz ist.



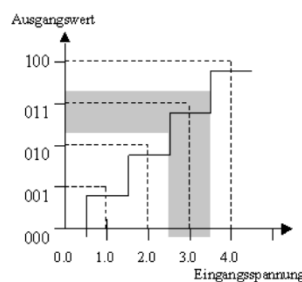
2

### Beispiel:

3 Bit Wandler; Spannungsbereich: 0- 8V.

$$U_{LSB} = \frac{8V}{2^3} = 1V$$

Der Bereich um 3V, also Spannungswerte zwischen  $> 2,5V \dots \leq 3,5V$  (grau schraffiert), erhalten den Ausgangswert **3**.



Eingangsspannung	Ausgangswert
0 V ... $\leq 0.5$ V	000
$> 0.5$ V ... $\leq 1.5$ V	001
$> 1.5$ V ... $\leq 2.5$ V	010
$> 2.5$ V ... $\leq 3.5$ V	011
$> 3.5$ V ... $\leq 4.5$ V	100
$> 4.5$ V ... $\leq 5.5$ V	101
...	...

<sup>1</sup> Teile entnommen aus

[http://www.swisseduc.ch/informatik/hardware/analog\\_digital\\_wandler/docs/script.pdf](http://www.swisseduc.ch/informatik/hardware/analog_digital_wandler/docs/script.pdf)

<sup>2</sup> [http://www.statistics4u.info/fundstat\\_germ/ee\\_analog\\_dig\\_conversion.html](http://www.statistics4u.info/fundstat_germ/ee_analog_dig_conversion.html)

## Genauigkeit

Die Genauigkeit wird zwar hauptsächlich durch die Auflösung bestimmt, ist aber nicht gleich der Auflösung! Die Genauigkeit eines Wandlers wird durch die Auflösung und die Summe aller Fehler bestimmt

## Geschwindigkeit

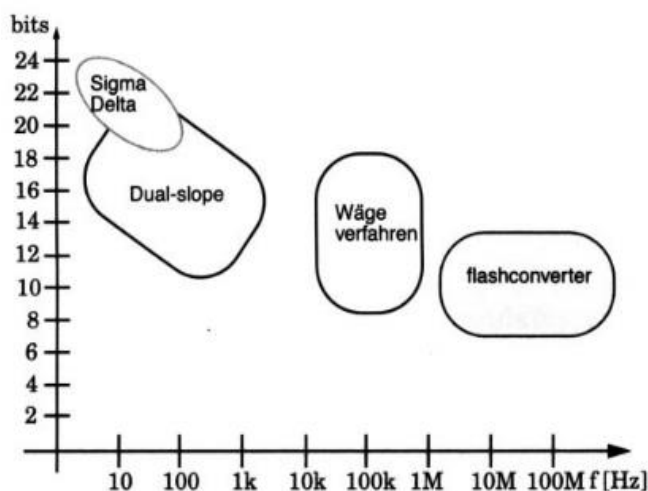
### Konversionszeit

Beschreibt die Zeitdauer die für die Lieferung des digitalen Ergebnisses benötigt wird. Betrifft ausschließlich die A/D Wandlung

### Abtastrate

Die Abtastrate (Abtastfrequenz) ist die Anzahl Messungen (Konversionen) pro Sekunde. Sie wird vor allem durch das verwendete Wandlervorgehen bestimmt. Flash-Wandler sind die Schnellsten. Sie erreichen bis 750 MS/Sekunde (Mega-Samples) bei 8 Bit Auflösung.

Übersicht über verschiedene Wandlervorgehen mit erreichbarer Auflösung und Wandler Geschwindigkeit:<sup>3</sup>



### Abtasttheorem

Die A/D Umsetzung benötigt eine gewisse Zeit (Abtastintervall, Konversionszeit  $T_a$ ).

Die Abtastfrequenz ergibt sich zu  $f_a = \frac{1}{T_a}$ .

->  $f_a > 2 \cdot f_{max}$  sein

## Weitere Kenngrößen

Eingangsspannungsbereich	Unipolar: Nur positive Spannungen gegenüber Masse erlaubt. Bipolar: Messen von negativen Spg. und Spannungsdifferenzen möglich.
Ausgangspegel	<div style="display: flex; justify-content: space-around;"> <div style="text-align: center;"> <p>TTL-Pegel (5 V)</p> </div> <div style="text-align: center;"> <p>CMOS-Pegel (5 V)</p> </div> </div>
Codierung	Meistens im dualen Zahlensystem, d.h. mit 8 Bit gibt es 256 Spannungs-Stufen. Negative Spannungen werden im 2-er Komplement, mit Vorzeichen und Betrag oder mit einem Offset dargestellt

usw.

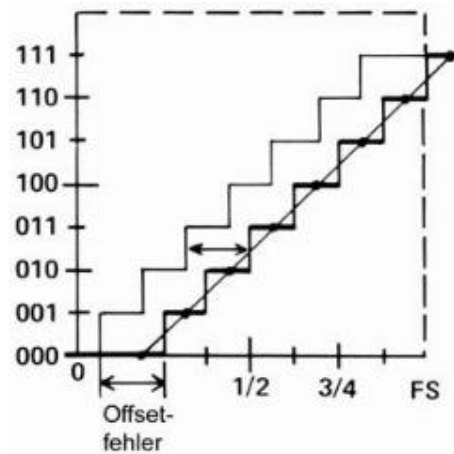
<sup>3</sup> [http://members.vienna.at/pegasus/FheScripts/MT\\_8\\_Adc.pdf](http://members.vienna.at/pegasus/FheScripts/MT_8_Adc.pdf)

## Fehler von A/D Wandlern<sup>4</sup>

### Quantisierungsfehler

Der Quantisierungsfehler beträgt  $q = \pm \frac{1}{2} U_{LSB}$ . Der Fehler kann durch Erhöhung der Bitzahl verringert werden.

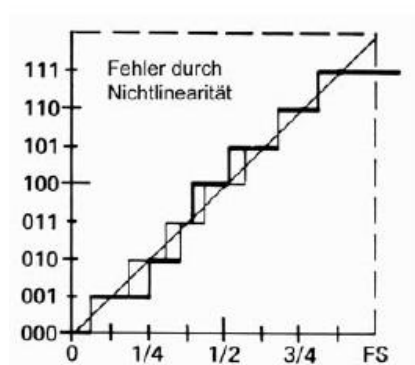
### Nullpunkts- (Offset-) Fehler



FS..full scale, Skalenendwert

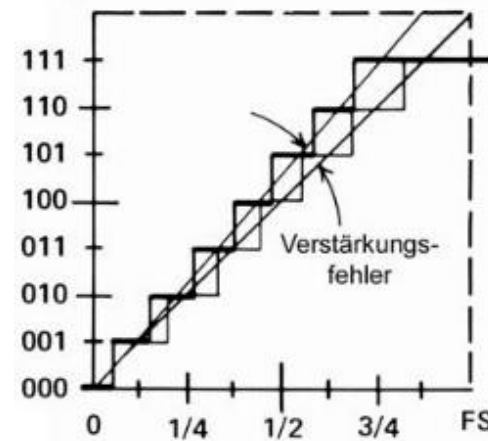
Der Offsetfehler ist als die Abweichung der tatsächlichen von der idealen Kennlinie im Nullpunkt der analogen Eingangsgröße definiert. Er tritt als konstanter, absoluter Genauigkeitsfehler für jeden Punkt der Kennlinie auf und kann abgeglichen werden.

### Linearitätsfehler



Der (integrale) Linearitätsfehler eines A/D-Umsetzers ist die Abweichung seiner realen Kennlinie von der idealen. Er wird im Allgemeinen in LSB (analoger Wert) angegeben.

### Verstärkungs-(Skalierungs-) Fehler

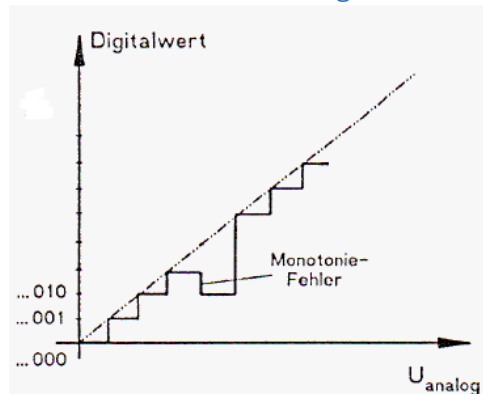


Die Kennlinie eines idealen A/D-Umsetzers weist bei gleicher Teilung eine Steigung von 45° auf.

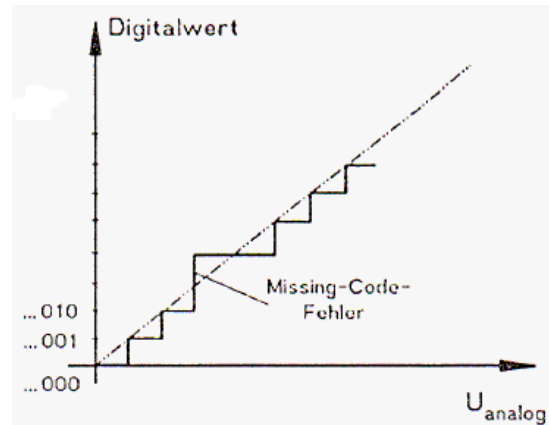
Ein Verstärkungsfehler bewirkt eine von 45° abweichende Steigung der realen Kennlinie -> ist abgleichbar

<sup>4</sup> <http://82.119.189.3/ext/dozent/lessig/Skript-AD-DA.pdf>

## Monotonie- und Missing-Code-Fehler



Der Monotoniefehler bei D/A Umsetzern liefert eine Aussage darüber, ob bei langsam und stetig steigender Binärfolge als Eingangsspannung auch eine stetig steigende Ausgangsspannung  $U_{analog}$  entsteht.



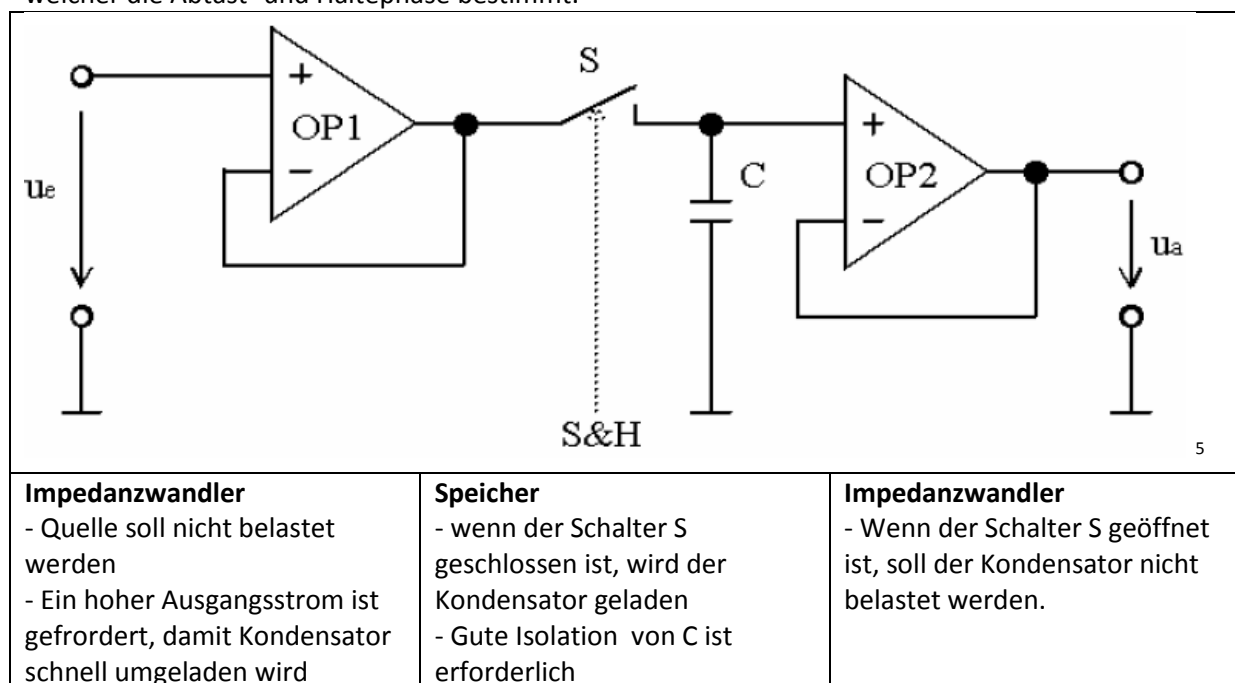
Der Missing-Code-Fehler macht sich bei A/D-Umsetzern darin bemerkbar, dass bei langsam und stetig steigender Eingangsspannung  $U_{analog}$  bestimmte Codeworte nicht erzeugt werden.

Verwendet man nicht-monotone D/A Umsetzer im Rückkoppelzweig von A/D Umsetzern, z.B. beim Wägeverfahren, so erzeugen diese unter Umständen Missing Codes.

## Abtastglied und Halteglied (sample and hold circuit)

Dienst dazu, die Eingangsspannung während der A/D Umsetzung konstant zu halten!

Das zentrale Element der Abtast-Halte-Schaltung ist ein Kondensator. Er hält in der Haltephase die Ausgangsspannung auf einem möglichst konstanten Wert. Hinzu kommt ein elektronischer Schalter, welcher die Abtast- und Haltephase bestimmt.



<sup>5</sup> [https://prof.beuth-hochschule.de/uploads/media/MT\\_4\\_WS1112.pdf](https://prof.beuth-hochschule.de/uploads/media/MT_4_WS1112.pdf)

## Verfahren

Die an einen A/D Umsetzer gestellten Anforderungen variieren stark.

So benötigen z.B. Speicheroszilloskope extrem schnelle A/D Umsetzer wohingehend für genaue Messungen mit digitalen Multimetern hohe Auflösungen mit bis zu 20 Bit gefordert werden.

Für die unterschiedlichen Anforderungen stehen verschiedene Verfahren zur Verfügung.

Prinzipiell unterscheidet man 2 Klassen von A/D-Verfahren:

### Direkte Verfahren:

- Parallelverfahren (Flashconverter)
- Zählverfahren
- Wägeverfahren

### Indirekte Verfahren:

- Sägezahn Umsetzer
- Dual-Slope-Verfahren
- Sigma-Delta-Umsetzer

Bei den indirekten Verfahren wird nicht die Eingangsspannung selbst gemessen oder verglichen, sondern eine zur Eingangsspannung proportionale Größe.

## Direkte Verfahren

### Komparator

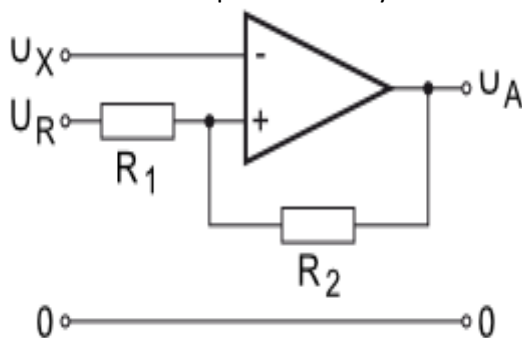
Die einfachste Methode den Wert einer zu messenden Spannung als binäres Signal auszugeben ist zu entscheiden, ob die Messspannung größer oder kleiner als eine Referenzspannung ist.

$$u_a = +U_V \text{ für } u_x < U_r$$

$$u_a = -U_V \text{ für } u_x > U_r$$

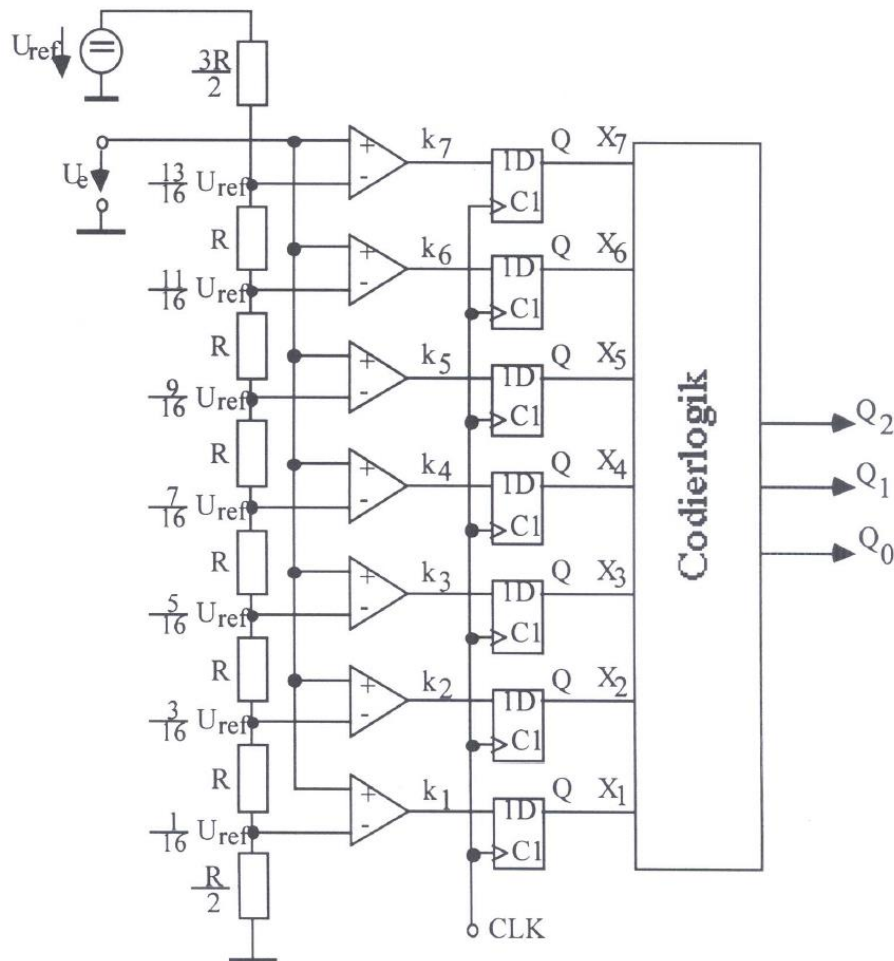
### Komparator mit Hysterese

Der Eingangsspannung  $u_x$  sind oft Oberwellen überlagert. Bei ungefähr gleich großen Spannungen  $u_x$  und  $U_r$  wird die Schaltschwelle des Komparators aufgrund dieser Oberwellen häufig über- bzw. unterschritten wodurch es zu häufigen Vorzeichenwechsel der Ausgangsspannung kommt. Abhilfe schafft hier der Komparator mit Hysterese.



## A/D Umsetzung mit parallelen Komparatoren Parallelverfahren (Flashconverter)

Dieser Wandler liefert bei jedem Takt am Ausgang einen neuen Wert.



6

Eingangsspg.	Komparatorzustand	Dualcode
$U_e < \frac{1}{16} U_{ref}$	0000000	000
$U_e < \frac{13}{16} U_{ref}$	0111111	110
...		
$U_e > \frac{13}{16} U_{ref}$	1111111	111

Ein Flash-Wandler enthält für jede Spannungsstufe einen Komparator. Um einen n-Bit Parallel A/D Umsetzer zu bauen benötigt man  $2^n - 1$  Komparatoren. Mit Hilfe von  $2^n - 1$  Komparatoren wird der Messbereich in  $2^n$  gleich große Intervalle aufgeteilt. Ein 3-Bit Flash Converter hat 8 Quantisierungsstufen und benötigt 7 Komparatoren. Jeder Komparator vergleicht die Eingangsspannung mit seiner Spannungsstufe und schaltet am Ausgang auf "1", wenn die Eingangsspannung grösser ist. Nach den Komparatoren folgt ein Paritäts-Decoder, um das korrekte Ausgangssignal zu erzeugen. Der nachfolgende Paritäts-Decoder muss aus den 8 Eingangssignalen das 3-Bit -Ausgangssignal erzeugen.

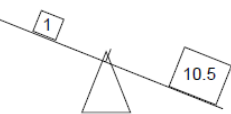
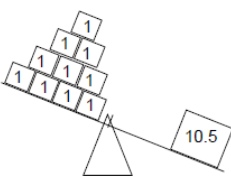
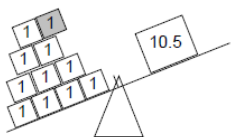
- Diese Wandler sind sehr schnell, bis einige hundert MHz. Der Aufwand ist jedoch sehr groß ( $2^n - 1$  Komparatoren für n-Bit Konverter!).
- Die Hauptanwendungen sind Bildverarbeitung (digital Oszi), Video und Radar.

**Frage:** Wie viele Quantisierungsstufen hat ein 8-Bit Flash Converter und wie viele Komparatoren werden benötigt?

<sup>6</sup> <http://www.alte-messtechnik.de/technik/A/D-wandlung.php>

## Zählverfahren

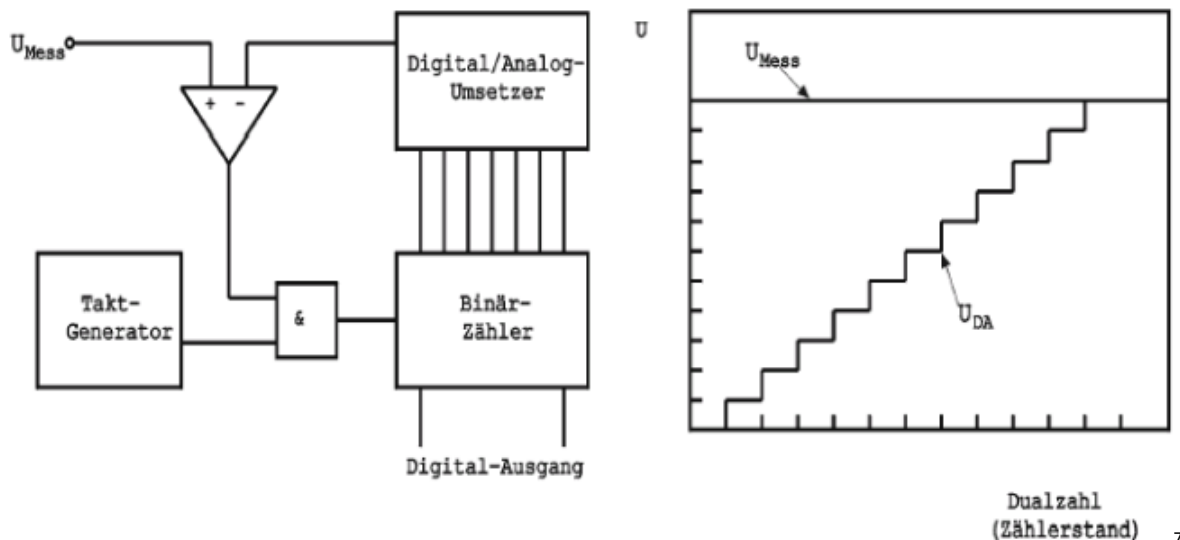
Beim Zählverfahren werden solange gleiche Gewichte auf die linke Seite der Waage gelegt, bis die Waage kippt. Dann zählt man, wie viele Gewichte sich auf der linken Seite befinden.

	Ein Gewicht ist zuwenig. Die rechte Seite (Eingangsspannung) ist also grösser als 1 Gewicht (als 1 Volt).
	Zehn Gewichte sind immer noch zuwenig. Die rechte Seite (Eingangsspannung) ist also grösser als 10 Gewichte (als 10 Volt).
	Elf Gewichte sind mehr als das zu messende Gewicht (als die Eingangsspannung). Die Eingangsspannung liegt also zwischen 10 und 11 Volt.

Die linke Seite entspricht der Referenzspannung, die Rechte der zu messenden Spannung. In der Praxis erzeugt man die "Gewichte" der linken Seite mit einem digitalen Aufwärtszähler und einem Digital/Analogwandler oder mit einem Sägezahngenerator. Als "Waage" dient ein Komparator. Das Zählverfahren ist sehr langsam, dafür die Schaltung relativ einfach. Der Hauptvorteil dieser Schaltung ist, dass sie gut Abgeglichen werden kann. Dadurch erreicht man sehr hohe Auflösungen.

## Kompensationsverfahren (Nachlauf A/D Umsetzer, Tracking A/D Converter)

Besteht aus einem n-Bit Binärzähler, einem Digital-Analog-Umsetzer, einem Komparator und einem Taktgenerator.



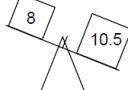
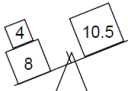
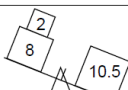
Der Taktgenerator gibt seine Impulse über das &-Gatter an den Binärzähler. Das &-Gatter lässt die Impulse solange zum Binärzähler passieren, solange der Komparatorausgang auf +Pegel liegt. Mit jedem Zählimpuls erhöht sich der Zählerstand und damit Spannung  $U_{DA}$  am Ausgang des D/A-Umsetzers treppenförmig (Kompensationsspannung folgt der Eingangsspannung, daher der Name). Erreicht diese Spannung  $U_{MESS}$ , so liefert der Komparator ein -Signal und sperrt das &-Gatter. Der Zählvorgang wird beendet und der Zählerstand entspricht der Analogspannung  $U_{MESS}$ . Der Zählvorgang beginnt stets bei Null, die Zeitdauer der Wandlung hängt von der Höhe der anliegenden Spannung ab

<sup>7</sup> [http://members.aon.at/harald-swoboda/ADU\\_V13.pdf](http://members.aon.at/harald-swoboda/ADU_V13.pdf)

### Wägeverfahren (sukzessive Approximation)

Sukzessive Approximation bedeutet schrittweise Annäherung an den digitalen Wert.

Im Gegensatz zum Zählverfahren sind hier die Gewichte unterschiedlich groß (Zweierpotenzen von  $U_{ref}$ ).

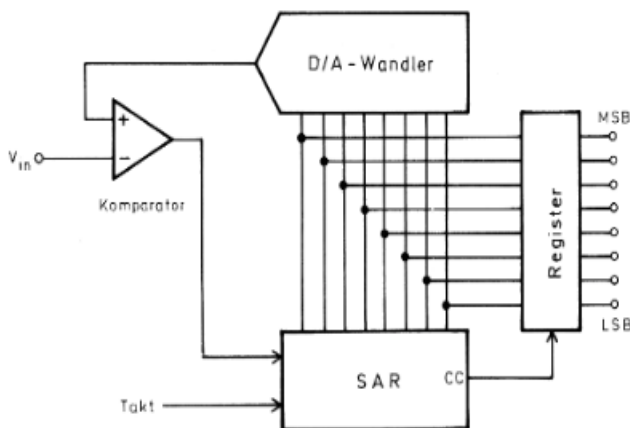
	Wir beginnen mit dem schwersten Gewicht (8). Die Waage kippt nicht, also lässt man es drauf.
	4 ist das nächst-leichtere Gewicht. Die Waage kippt, also nimmt man die 4 wieder weg.
	2 ist das nächst leichtere Gewicht. Die Waage kippt nicht, also lässt man die 2 stehen

1. Man legt das schwerste Gewicht ( $\frac{U_{ref}}{2}$ ) auf die linke Seite.
2. Wenn die Waage kippt, dann nimmt man es wieder weg.
3. Wenn Sie nicht kippt, dann lässt man das Gewicht.
4. Wenn noch weitere Gewichte da sind, dann lege das nächst leichtere Gewicht auf die linke Seite und gehe zu Punkt 2.

Die linke Seite entspricht der Referenzspannung, die Rechte der zu messenden Spannung.

Als "Waage" dient wiederum ein Komparator.

Dieses Verfahren entspricht einer binären Suche. Jedes Mal wird der Bereich, in dem sich das Gewicht befinden könnte, halbiert.



SAR...sukzessive Approximation Register

Der Vorgang beginnt mit dem Setzen des höchstwertigen

Bits (MSB)  $\rightarrow \frac{U_{ref}}{2}$ . Wenn der Komparator nicht kippt, bleibt das MSB auf High gesetzt. Dann wird der nächst kleinere Wert dazugenommen, d.h. das nächst niederwertige Bit gesetzt. Wenn der Komparator kippt, wird das zuletzt gesetzte Bit wieder auf Low gesetzt. Dann wird das nächst niederwertige Bit gesetzt u.s.w.

Im Datenregister stehen nach der Wandlung die Digitalen Werte.

Für jeden Digitalwert benötigt der Wandler einen Taktzyklus  $\rightarrow$  für **eine n-Bit Auflösung** sind **n Schritte nötig!**

Man erreicht hohe Auflösungen von 16Bit bei Wandlungsraten von 1MHz.

Anwendung in der Audiotechnik.

Eine zusätzlich vorangeschaltete Abtast- und Halteschaltung sorgt für eine konstante Eingangsspannung während des Umsetzvorgangs.



## Indirekte Verfahren

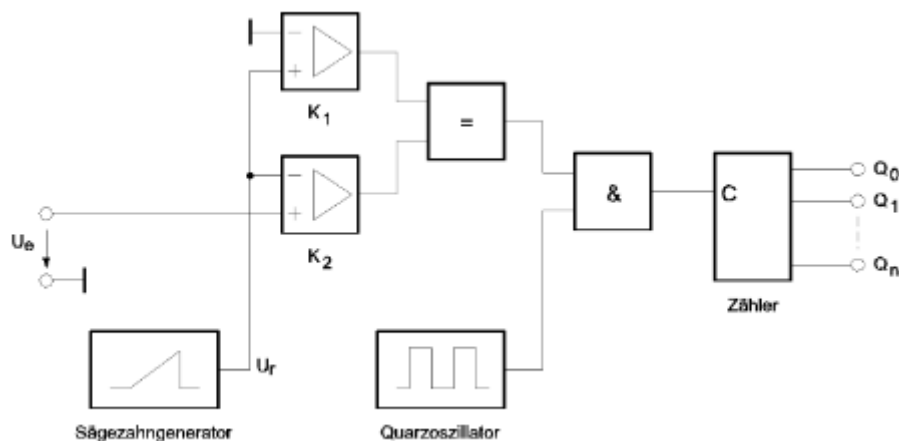
### Sägezahn Umsetzer

Ist ein indirektes Verfahren, aber auch eine Art Zählverfahren.

Der Vorteil gegenüber dem Zählverfahren ist, dass man keinen DA-Wandler benötigt.

Das Prinzip beruht darauf, dass man nicht die Eingangsspannung misst, sondern eine dazu proportionale Zeit.

Bei diesem Verfahren wird die zu digitalisierende Eingangsspannung mit einer definierten Sägezahnspannung verglichen. Bei Spannungsgleichheit wird aus der definierten Zeit des Sägezahns der Betrag für die Eingangsspannung digital abgeleitet.



8

Die Schaltung besteht aus einem Komparator  $K_2$ , an dessen einen Eingang die Eingangsspannung und an dessen zweiten Eingang ein definierter Sägezahn gelegt wird. Der zweite Komparator  $K_1$  schaltet beim Nulldurchgang der Sägezahnspannung.

Das Gatter sorgt dafür, dass der Zähler nur dann zählt, solange sich die Sägezahnspannung zwischen  $0V$  und  $U_e$  befindet.

Während des Sägezahnanstiegs, also ab dem Spannungswert  $0V$ , werden von einem Quarzoszillator Pulse an einen Zähler übertragen. Sobald die Sägezahnspannung den Spannungswert der

<sup>8</sup> [http://service.projektlabor.tu-berlin.de/wordpress/bob/wp-content/uploads/sites/9/2015/01/Sound\\_Afef-Handout.pdf](http://service.projektlabor.tu-berlin.de/wordpress/bob/wp-content/uploads/sites/9/2015/01/Sound_Afef-Handout.pdf)

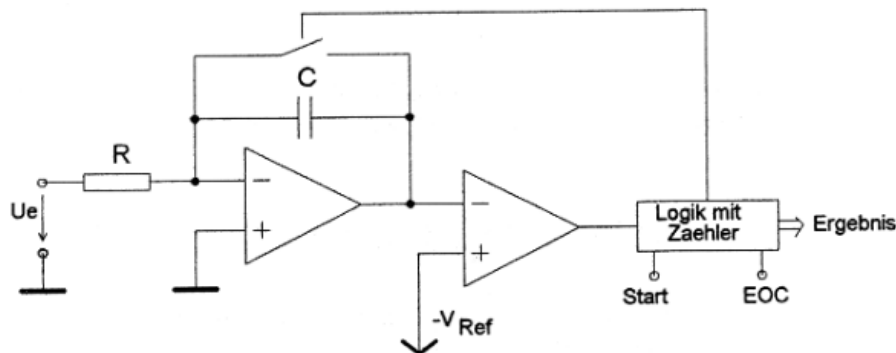
Eingangsspannung erreicht hat, wird der Zählvorgang gestoppt. Die Anzahl der gezählten Pulse ist proportional der Spannungshöhe der Eingangsspannung.

Nach dem Zurücksetzen des Zählers kann ein neuer Zählvorgang ausgelöst werden.

Nachteile:

- lange Konvertierungszeit
- nur für positive Messspannungen geeignet
- die Toleranz des Sägezahngenerators und der Taktfehler gehen direkt in das Messergebnis ein.

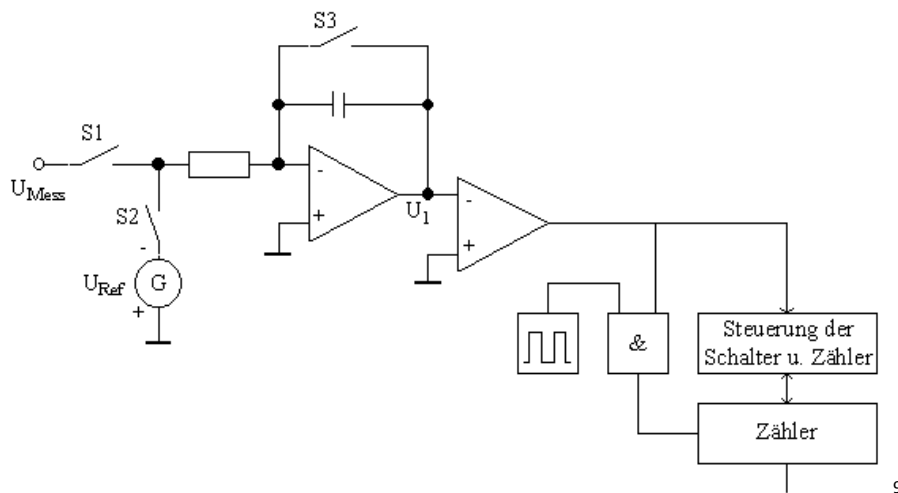
### Single-Slope-Verfahren



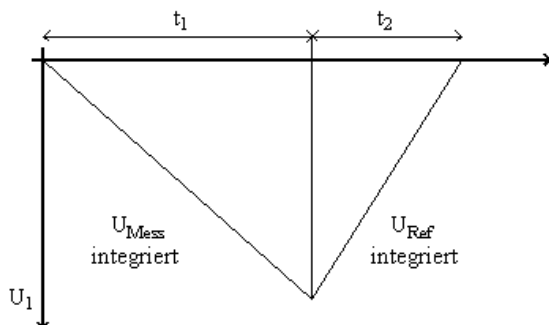
Die Eingangsspannung wird solange integriert bis die Ausgangsspannung gleich einer Referenzspannung ist. Die dafür benötigte Integrationszeit ist indirekt-proportional der Eingangsspannung.

Nachteilig ist die sehr hohe Bauteil- und Temperaturabhängigkeit (R, C)

## Dual-Slope-Verfahren



Das Prinzip ist ähnlich dem Single Slope Wandler; es besteht aus drei Phasen:



1. Im Ruhezustand sind S1 und S2 offen und S3 geschlossen. =>  $U_1 = 0$

2. Der Kondensator wird für eine bestimmte Zeit  $t_1$  aufgeladen (S1 geschlossen).  $U_1$  wird negativ  
Der Komparator gibt das Tor frei und der Zähler zählt die Impulse.  
Der Messvorgang ist beendet, wenn der Zähler überläuft;

$$Z_{\max} + 1 \text{ Takt} \Rightarrow Z = 0;$$

$$U_1 = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_{\text{mess}} dt$$

3.  $U_{\text{Ref}}$  ist eine konstante Spannung mit umgekehrten Vorzeichen von der Messspannung.  $U_1$  wird von  $U_{\text{Ref}}$  auf 0 integriert.

$$U_1 = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_{\text{mess}} dt + \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_1+t_2} U_{\text{ref}} dt = 0$$

$$U_{\text{mess}} = U_{\text{ref}} \frac{t_2}{t_1}$$

Beim Nulldurchgang von  $U_1$  wird der Zähler angehalten

$$Z = (Z_{\max} + 1) \frac{U_{\text{mess}}}{U_{\text{ref}}}$$

Wie man sieht, fallen die Zeitkonstante  $\tau = \frac{1}{RC}$  und die Taktfrequenz  $f$  heraus. Man muss lediglich fordern, dass  $\tau$  und  $f$  während der Wandlungszeit konstant sind.

Ein großer Vorteil dieses Verfahrens ist die große Störgrößenunterdrückung durch das integrierende Verhalten des Verfahrens.

Wird z.B. die Integrationsperiode als ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer der Netzfrequenz gewählt, dann werden alle in die Eingangsleitungen induzierten Störungen zufolge Netzbrumm unterdrückt.

Mit diesem Verfahren erreicht man Genauigkeiten von 0,01% und es wird häufig in Digitalvoltmetern eingesetzt.

<sup>9</sup> [http://www.mertech.de/mt/mt\\_06.html](http://www.mertech.de/mt/mt_06.html)