

Sensorik 2

P. Stöckli und R. Netzer

25. September 2023

Inhaltsverzeichnis

1	Photonics	5
1.1	Grundlagen	5
1.1.1	Spektrum	5
1.1.2	Licht	5
1.1.3	Photonen-Energie in Elektronenvolt	5
1.1.4	Wellenlänge und Energie	6
1.1.5	Photonen und Elektronen	6
1.2	Energiezustände der Elektronen	6
1.3	Energiebänder	6
1.3.1	Bandlücke verschiedener Halbleiter	6
1.3.2	Halbleiter mit thermischer Leitung	6
1.4	Innerer Photoelektrischer Effekt	7
1.4.1	Sensitivität von Silizium	7
1.4.2	Quanteneffizienz	7
1.4.3	Photoleitung	7
1.4.4	Photovoltaischer Effekt	7
1.5	Schwarzkörperstrahlung	8
1.5.1	Strahlungsgesetz von Max Planck:	8
1.5.2	Wiensches Verschiebungsgesetz	8
1.5.3	Stefan-Boltzmann-Gesetz	8
1.6	Photometrie / Radiometrie	9
1.6.1	Beleuchtungs- und Bestrahlungsgrössen	9
1.7	Optische Sensoren	10
1.7.1	Photowiderstände LDR (Light Dependent Resistor)	10
1.7.2	Photodiode	10
1.7.3	Grössenordnung der Grenzfrequenzen	11
1.7.4	CCD (Charge Coupled Device)	11
1.7.5	CMOS-Bildsensoren	12
1.8	Optische Aktoren	14
1.8.1	Farbtemperatur	14
1.8.2	Lampentypen	15
1.8.3	Laser («Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation»)	16
1.9	Temperaturmessung mittels Infrarotstrahlung	16
1.9.1	Physik der kontaklosen Temperaturmessung	16
2	Verstärker	18
2.1	Differenzstufe (OTA)	18
2.1.1	Differenzstufe	18
2.1.2	Differenzstufe mit Kollektor Widerständen	18
2.1.3	Differenzverstärker mit Stromspiegel-Last	18
2.1.4	Transistor als Diode schalten	18
2.1.5	Stromspiegel mit Kaskode	19
2.1.6	Wilson Stromspiegel	19
2.1.7	OTA (Operational Transconductance Amplifier)	19
2.1.8	Verbesserter OTA	19
2.1.9	Variabler Verstärker mit OTA	19
2.1.10	Integrator mit OTA	19
2.1.11	Schmitt-Trigger mit OTA	20
2.2	Current Feedback Amplifiers	20

2.2.1	Voltage Feedback OpAmp (VFA)	20
2.2.2	Current Feedback OpAmp (CFA)	20
2.2.3	VFA als Verstärker	20
2.2.4	VFA Frequenzverhalten	20
2.2.5	CFA als Verstärker	21
2.2.6	CFA Frequenzverhalten	21
2.2.7	CFA interner Aufbau	21
2.3	Differenz Amplifiers (DiffAmps)	21
2.4	Instrumentation Amplifiers (InAmps)	22
2.4.1	InAmp ohne Verstärkung	22
2.4.2	InAmp mit Verstärkung symmetrisch	22
2.4.3	InAmp mit Verstärkung asymmetrisch	22
2.4.4	InAmp mit 2 OpAmps	22
2.5	Fully Differential Amplifier	22
2.5.1	Aufbau Fully Differential Amplifier	22
2.6	Rail-to-Rail OpAmp	23
2.6.1	Aufbau Rail-to-Rail OpAmps	23
2.6.2	Rail-to-Rail mit Charge Pump	23
2.7	Autozero-Verstärker	24
2.7.1	Anwendung von Autozero-Verstärker	24
2.7.2	Correlated Double Sampling	24
2.7.3	Autozero-Komparator	24
2.7.4	Sample Hold	24
2.7.5	Autozero-Verstärker	25
2.8	Chopper-Verstärker	26
2.8.1	Chopper Implementation	26
3	Sigma-Delta Wandler	27
3.1	Dual Slope Wandler	27
3.1.1	Dual Slope ADC	27
3.1.2	Dual Slope für + und - Eingangsspannungen	27
3.1.3	Offsetkompensation	27
3.2	Dual Slope Wandler vs Sigma-Delta	27
3.3	Sigma Delta Modulator	28
3.4	Auswertung Sigma-Delta Variante 1	28
3.5	Auswertung Sigma-Delta Variante 2	28
3.6	Pattern Noise	28
3.7	Sigma Delta Modulator im Zeitbereich	28
3.8	Sigma Delta Wandler Aufbau	29
3.9	Sigma Delta Wandler 1. Ordnung	29
3.10	Sigma Delta Wandler im Frequenzbereich	29
3.10.1	Sigma Delta Wandler 2. Ordnung	29
3.10.2	Sigma Delta Wandler 3. Ordnung	30
3.11	Zeitdiskreter Sigma Delta Wandler	31
3.11.1	Multibit Modulatoren	31
3.11.2	Digitales Filter	31
3.11.3	PWM-DAC	32
3.12	Dynamikbereich	32
3.12.1	Dithering	32
3.12.2	Oversampling	32
3.12.3	Noise Shaping	33
3.12.4	Effektive Bit-Zahl (ENOB)	33
4	Induktive- und Magnetfeldsensoren	34
4.1	Formel von Magnetfeldern	34
4.1.1	Magnetische Materialien	34
4.2	Funktionsweise induktiver Sensoren	34
4.3	Induktive Näherungs-Sensoren	35
4.3.1	Modellierung induktiver Sensoren	35
4.3.2	Auswertung induktiver Sensoren	35
4.4	Induktiver Näherungssensor	35
4.5	Induktive Wegsensoren	35

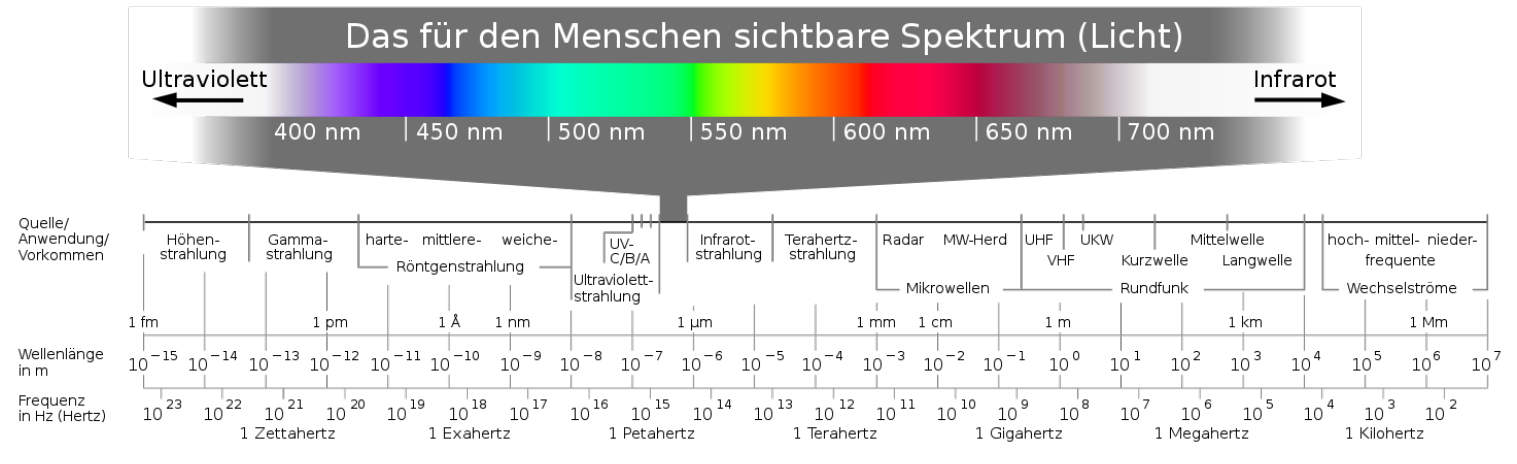
4.5.1	Messprinzip LVDT	35
4.5.2	Induktive Halbbrücken	35
4.5.3	Auswertungsmethoden	36
4.6	Hallsensoren	36
4.7	Magnetoresistive Sensoren	37
4.7.1	Magnetic Dependent Resistor (MDR)	37
4.7.2	Anisotrope Magnetoresistive Sensoren (AMR)	37
4.7.3	Auswertung von AMR-Sensoren	37
4.7.4	TMR-Sensor	37
4.7.5	GMR-Sensor	38
4.7.6	Vergleich AMR, TMR, GMR und Hall	38
4.8	Induktive Durchfluss Sensoren	38
4.8.1	Magnetischer Schalter (Reed Schalter / Reed Relais)	38
4.8.2	Drahtloser Velocomputer	38
5	PLL (Phase Locked Loop)	39
5.1	PLL Anwendungen	39
5.1.1	VCO (Voltage Controlled Oscillator)	39
5.2	Phasendetektoren	40
5.2.1	Aufgabe	40
5.2.2	Ideale Charakteristik	40
5.2.3	Analoger Multiplizierer als Phasendetektor	40
5.2.4	XOR als Phasendetektor	40
5.2.5	JK Flipflop als Phasendetektor	41
5.3	Phasen- Frequenzdetektor PFD	41
5.3.1	als Phasendetektor	41
5.3.2	als Frequenzdetektor	41
5.3.3	Ladungspumpe statt Spannungsausgang	42
5.4	Vergleich Phasendetektoren	42
5.4.1	Fazit Phasendetektoren	43
5.5	Loop Filter	43
5.5.1	Aufgabe	43
5.5.2	Lag-Glied als Loopfilter	43
5.5.3	Tiefpass als Loopfilter	43
5.5.4	Aktive Loopfilter	43
5.5.5	PFD und Ladungspumpe als Loopfilter	44
5.5.6	PFD mit stabilem Loop Filter	44
5.6	Analyse im Frequenzbereich	44
5.6.1	Linearisierung PLL	44
5.6.2	Berechnung der Güte und Polfrequenz	45
5.7	Einrasten: Lock-In	45
5.8	Arbeitsbereiche PLL	45
5.9	PLL Anwendungen	45
5.9.1	FM-Modulation	45
5.10	DLL (Delay Locked Loop)	46
6	Temperatursensoren	47
6.1	Typen von Temperatursensoren	47
6.2	Widerstands Temperatursensoren	47
6.2.1	NTC-Thermistor	47
6.2.2	RTD (PTC)	47
6.2.3	PT1000	47
6.3	Messung von Widerstandssensoren	48
6.3.1	2 Punkt Messung	48
6.3.2	4 Punkt Messung	48
6.4	Halbleitersensoren	48
6.4.1	Temperaturabhängigkeit einer Diode	48
6.4.2	Funktionsweise Halbleiter Temperatursensoren	48
6.4.3	PTAT Stromquelle	48
6.5	Thermoelemente	48
6.5.1	Seebeck Effekt	49
6.5.2	Spannungsmessung	49

6.5.3	Kompensation Kaltstelle	49
6.5.4	Isothermaler Block zur Kompensation	49
7	High Speed (Digital-) Elektronik	50
7.1	Parallel Bottleneck	50
7.2	Serial Data Communication	50
7.3	Power Vergleich	50
7.4	Low Voltage Differential Signaling (LVDS)	50
7.5	Spannungspegel differentielle Logik	50
7.6	JESD204B	50
8	Idiotenseite	51
8.1	Grundelemente	51
8.2	Kreisgüte	51
8.3	Wellen	51
8.4	Duty Cycle	51
8.5	Quantisierung	51
8.6	Konstanten / Einheiten	51
8.7	R-2R Netzwerk	51

1 Photonics

1.1 Grundlagen

1.1.1 Spektrum



1.1.2 Licht

Licht besteht aus diskreten Energiequanten, den so genannten Photonen.

Lichtgeschwindigkeit:	$c = \lambda \cdot f = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r}} = c_0 \cdot \frac{1}{n}$
Energie eines Photons:	$E_{ph} = h \cdot f = \frac{h \cdot c}{\lambda}$
Anzahl Photonen:	$N = \frac{P \cdot \lambda}{h \cdot c}$
Energie eines Photons in eV:	$E_{ph} = \frac{h \cdot c}{\lambda \cdot q}$

- E_{ph} : Energie des Photons (J)
- n : Brechungsindex
- h : Plancksches Wirkungsquantum: $6.626 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$
- f : Frequenz (Hz)
- c : Lichtgeschwindigkeit (m/s)
- λ : Wellenlänge (m)
- N : Anzahl Photonen
- P : Lichtleistung (W)
- q : elementar Ladung: $1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

1.1.3 Photonen-Energie in Elektronenvolt

Um ‘handlichere’ Zahlen zu bekommen, wird als Energie häufig Elektronenvolt **eV** angegeben. 1eV ist die Energie, die ein Elektron aufnimmt, wenn es von einer Elektrode angezogen wird, die ein um 1 Volt höheres Potential aufweist.

Definition: Energie in eV = $\frac{\text{Energie in Joule}}{\text{Elementarladung}}$ **elementar Ladung:** $q = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

$$E_{ph} = \frac{h \cdot c}{\lambda \cdot q}$$

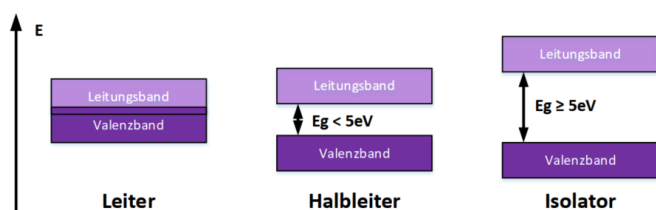
1.1.4 Wellenlänge und Energie

Wellenlänge (nm)	Bezeichnung	Energie (eV)
100 - 280	UV-C	12.4 - 4.4
280 - 315	UV-B	4.4 - 3.9
315 - 380	UV-A	3.9 - 3.3
380 - 440	violett	3.3 - 2.8
440 - 495	blau	2.8 - 2.5
495 - 558	grün	2.5 - 2.24
558 - 640	gelb	2.24 - 1.93
640 - 750	rot	1.93 - 1.65
750 - 1'400	IR-A	1.65 - 0.88
1'400 - 3'000	IR-B	0.88 - 0.41
3 μ m - 10 μ m	IR-C	0.41 - 0.12

1.1.5 Photonen und Elektronen

- einzelne Photonen interagieren mit einzelnen Elektronen
- bei Wellenlängen von etwa 100nm – 10 μ m
- d.h. bei Energien zwischen 12.4eV und 0.124eV

1.3 Energiebänder



1.3.1 Bandlücke verschiedener Halbleiter

IV-Halbleiter		III-V-Halbleiter		II-VI-Halbleiter	
Material	E_g	Material	E_g	Material	E_g
Si	1.107 eV	GaAs	1.35 eV	CdTe	1.44 eV
Ge	0.67 eV	InSb	0.165 eV	ZnSe	2.58 eV
Sn	0.08 eV	InP	1.27 eV	ZnTe	2.26 eV
		GaP	2.24 eV	HgSe	0.30 eV

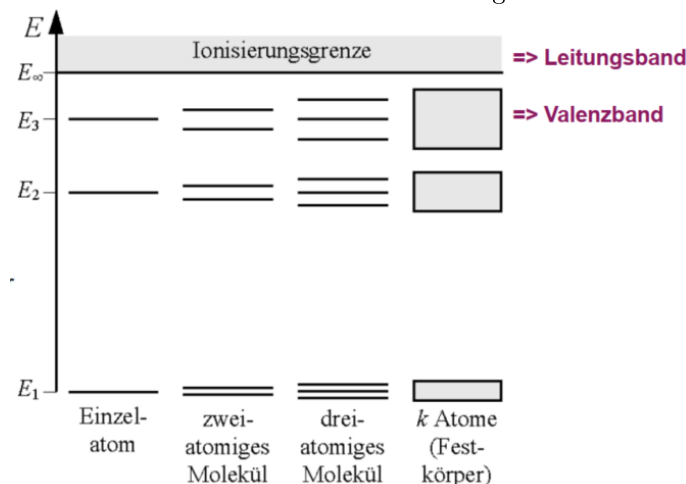
1.3.2 Halbleiter mit thermischer Leitung

Halbleiter haben negativen Temperaturkoeffizienten (NTC)

$$R_T(T) = R_N \cdot e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N}\right)} \quad \text{mit } B = \frac{E_A}{k_B}$$

1.2 Energiezustände der Elektronen

- Im Festkörper Energiebänder statt Linien (wegen Wechselwirkungen)
- Zwischen Bändern Bandlücken, sogenannte Bandgaps (verbotene Zonen)
- Interessant sind Valenz- und Leitungsband



Leitungsband: Elektronen sind nicht an einen einzelnen Atomkern gebunden

Valenzband: oberstes Band, bei dem die Elektronen noch an den Atomkern gebunden sind

Leiter: Valenzband überlappt mit Leitungsband

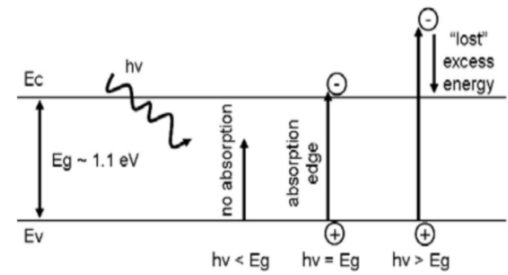
Halbleiter: Bandlücke ist durch Energie von Photon überwindbar (Bsp. Silizium 1.1eV)

Isolator: $E_g > 5\text{ eV}$ (benötigt Photon mit $\lambda < 250\text{ nm}$, d.h. 'ungesundes' UV-C)

1.4 Innerer Photoelektrischer Effekt

Elektronen können nicht nur thermisch angeregt werden, sondern sie können ein Photon absorbieren und mit dessen Energie ins Leitungsband springen. Elektronen können nicht nur thermisch angeregt werden, sondern sie können ein Photon absorbieren und mit dessen Energie ins Leitungsband springen.

Bandgap von Silizium: $E_g = 1.1\text{eV}$



1.4.1 Sensitivität von Silizium

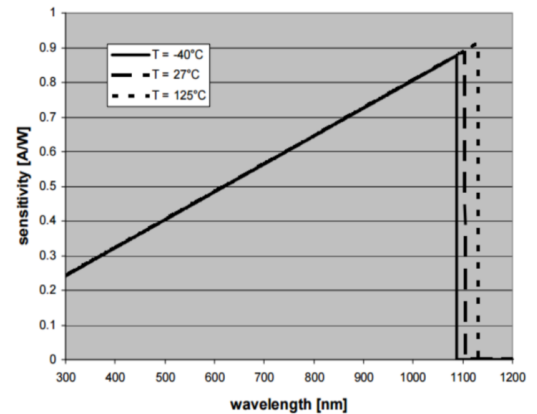
Die Sensitivität gibt an, wie gross der Strom bei einer gewissen Leistung bei einer bestimmten Wellenlänge ist.

Wellenlängen $> 1100\text{nm}$: Keine Wechselwirkung

Bei 1100nm : $E_{ph} = E_{bg} = 1.1\text{eV} \Rightarrow 1 \text{ Photon erzeugt } 1 \text{ Elektron}$

Beispiel: Welcher Elektronenstrom resultiert, wenn auf Silizium Photonen mit einer Wellenlänge von 1100 nm und einer Leistung von 1W eintrifft?

$$N = \frac{1\text{W}}{1.1\text{eV} \cdot q} \quad I = N \cdot q = \frac{1\text{W}}{1.1\text{eV}} = 0.9\text{A}$$



1.4.2 Quanteneffizienz

Durch verschiedene Effekte (Reflexion, Eindringtiefe usw.) ist die sogenannte Quanteneffizienz jedoch immer kleiner als 100%, denn es werden nie alle Photonen ein freies Elektron erzeugen.

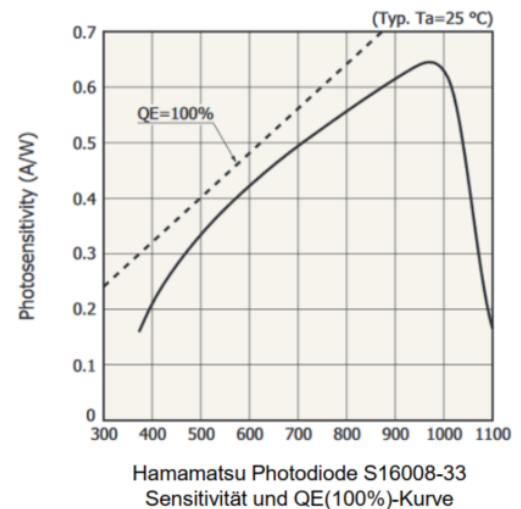
Sie besagt zudem, wie viele Elektronen pro Photon erzeugt werden.

Anzahl Photonen: $n_\gamma = \frac{P \cdot \lambda}{h \cdot c}$

Anzahl Elektronen: $n_{e-} = \frac{I}{q}$

Sensitivität: $S(\lambda) \quad [\text{A/W}]$

$$QE = \frac{n_{e-}}{n_\gamma} = S(\lambda) \cdot \frac{h \cdot c}{q \cdot \lambda} = \frac{S(\lambda)}{\lambda} \cdot 1'240 \frac{\text{W} \cdot \text{nm}}{\text{A}}$$



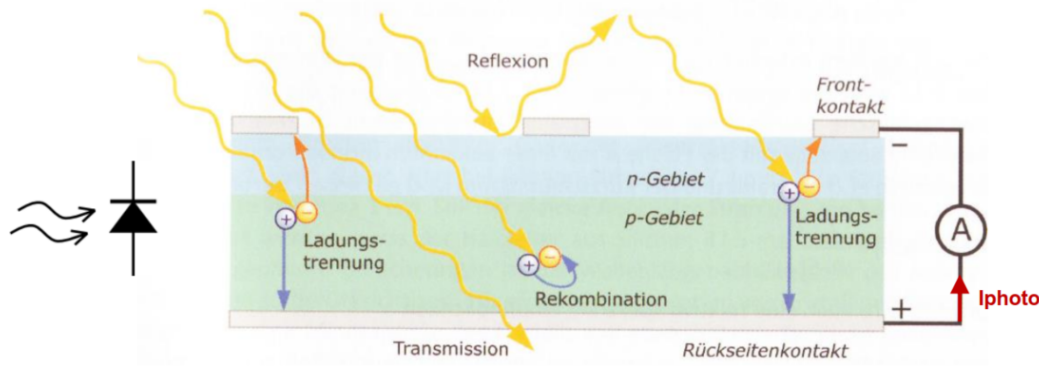
1.4.3 Photoleitung

Erhöhung der elektrischen Leitfähigkeit von Halbleitermaterialien aufgrund der Bildung von ungebundenen Elektron-Loch-Paaren bei Bestrahlung. Die Elektronen werden vom Valenzband in das energetisch höher gelegene Leitungsband gehoben

1.4.4 Photovoltaischer Effekt

Ladungsträgerpaare, die in der Raumladungszone, also am pn-Übergang einer Photodiode entstehen, werden in p- und n-Schicht getrennt.

- Elektronen gehen in die n-Schicht über, die Löcher in die p-Schicht.
- es entsteht ein Photostrom gegen die Durchlassrichtung des p-n-Übergangs.



1.5 Schwarzkörperstrahlung

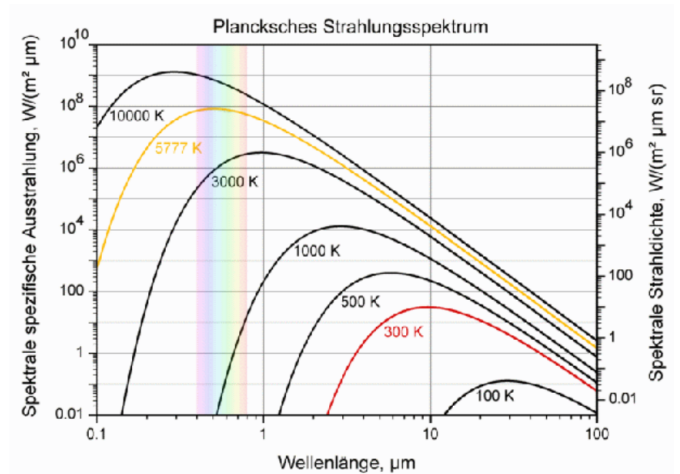
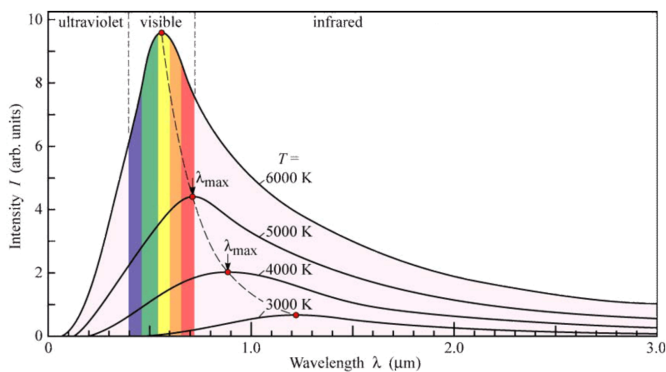
Jeder Körper mit einer Temperatur $> 0\text{ K}$ strahlt elektromagnetische Strahlung ab

1.5.1 Strahlungsgesetz von Max Planck:

$$B(\lambda) = \frac{2\pi hc^2}{\lambda^5} \cdot \left(\frac{1}{e^{\frac{hc}{\lambda k_B T}} - 1} \right) \quad \left[\frac{\text{W} \cdot \text{m}}{\text{m}^2} \right]$$

k_B : Boltzmann-Konstante: $1.380 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$

h : Plancksches Wirkungsquantum: $6.626 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$



1.5.2 Wiensches Verschiebungsgesetz

Der Peak der Schwarzkörperstrahlung kann mit dem Wienschen Verschiebungsgesetz berechnet werden:

$$\lambda_{max}(T) = 2'879 \frac{\mu\text{m K}}{T} \quad T: \text{absolute Temperatur in K}$$

1.5.3 Stefan-Boltzmann-Gesetz

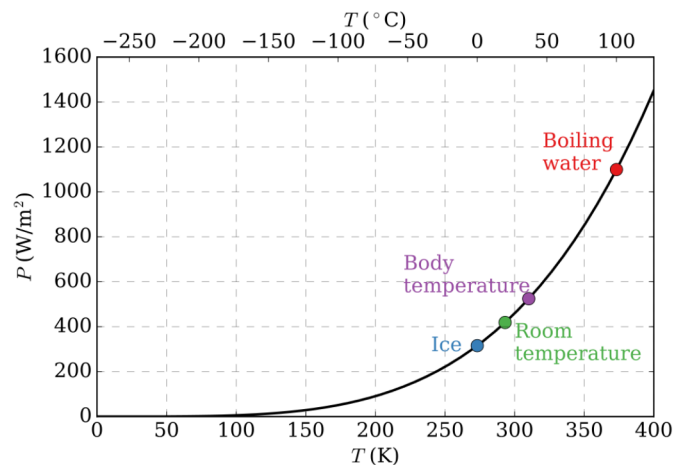
$$P = \sigma \cdot A \cdot T^4$$

P : Leistung die von Schwarz Körper abgestrahlt wird

σ : Stefan-Boltzmann-Konstante: $5.670 \cdot 10^{-8} \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}^4}$

A : Oberfläche in m^2

T : absolute Temperatur in K

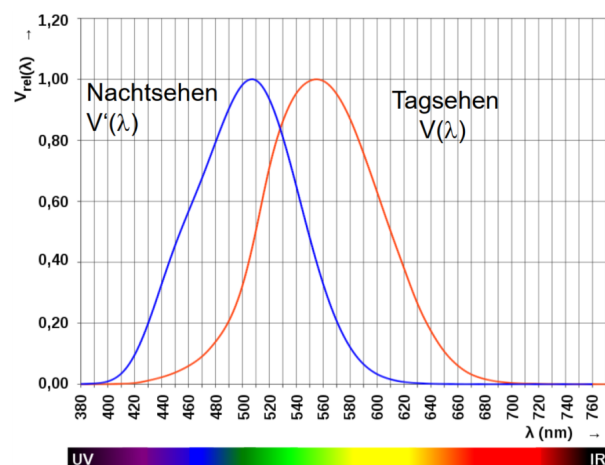


1.6 Photometrie / Radiometrie

Radiometrie: (objektive/physikalische Photometrie) physikalische Leistungen/Energien werden gemessen
subjektive/visuelle Photometrie: hat menschliches Auge als Referenz

Eine lichttechnische Grösse X_V ergibt sich aus der entsprechenden physikalischen Grösse X_E durch die Beziehung:

$$X_V = V(\lambda) \cdot X_E \quad V(\lambda): \text{Empfindlichkeit des Auges bei } \lambda$$



1.6.1 Beleuchtungs- und Bestrahlungsgrössen

Definition Lichtstrom: Ein Lichtstrom von einem Lumen bei einer Wellenlänge von 555 nm entspricht einer Photonenrate von $4.11 \cdot 10^{15}$ Photonen pro Sekunde.

Kenngrössen Radiometrisch

$$\begin{aligned} \text{Strahlungsleistung: } & \Phi_e \quad [W] \\ \text{Bestrahlungsstärke: } & E_e \quad \left[\frac{W}{m^2} \right] \\ \text{Strahlungsintensität: } & I_e \quad \left[\frac{W}{sr} \right] \end{aligned}$$

Umrechnungsfaktor: $K_M \cdot V(\lambda)$

$$\begin{aligned} N &= \frac{P \cdot \lambda}{h \cdot c} \\ K_M &= \frac{N}{4.11 \cdot 10^{15}} \quad \left[\frac{lm}{W} \right] \end{aligned}$$

Kenngrössen Photometrisch

$$\begin{aligned} \text{Lichtstrom: } & \Phi_v \quad [lm] \\ \text{Beleuchtungsstärke: } & E_v \quad \left[lx = \frac{lm}{m^2} \right] \\ \text{Lichtstärke: } & I_v \quad \left[cd = \frac{lm}{sr} \right] \end{aligned}$$

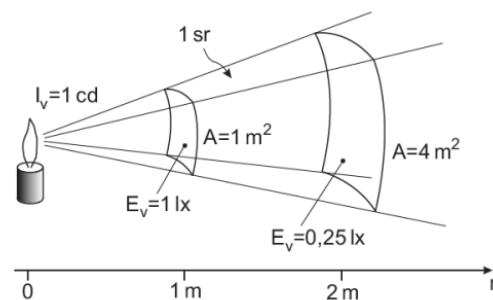
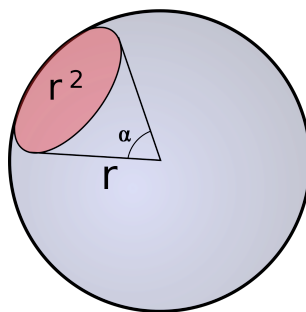
Lichtstärke

Steradian ist eine Masseinheit für den Raumwinkel. Für eine Kugel: ein Steradian ist der Raumwinkel, der von der Mitte der Kugel aus gesehen eine Kugelkalotte mit der Fläche r^2 auf der Kugeloberfläche einnimmt.

$$\Omega = \frac{A}{r^2}$$

$$\text{volle Kugel: } \Omega = \frac{4\pi r^2}{r^2} = 4\pi [sr]$$

$$\text{Kreiskegel: } \Omega = 4\pi \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{4}\right)^2 [sr]$$



Definition Lichtstärke: Wird ein Lichtstrom von 1 Lumen über den Raumwinkel von 1 Steradian $[sr]$ abgestrahlt, so beträgt die Lichtstärke 1 Candela $[1cd]$:

$$I_v = \frac{\Phi_v}{\Omega}$$

Beleuchtungsstärke

$$E_v = \frac{I_v}{r^2} = \frac{\Phi_v}{A}$$

A : zu beleuchtende Fläche

Beispiele Beleuchtungsstärken

Heller Sonnentag	100'000 lx
Bedeckter Sommertag	20'000 lx
Bedeckter Wintertag	3'500 lx
Büro-/Zimmerbeleuchtung	500 lx

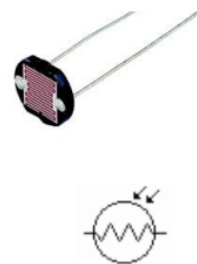
Flurbeleuchtung	100 lx
Wohnzimmer	50 lx
Straßenbeleuchtung	10 lx
Kerze 1m entfernt	1 lx
Vollmondnacht	0.05 lx

1.7 Optische Sensoren

1.7.1 Photowiderstände LDR (Light Dependent Resistor)

Trifft ein Photon auf die photoempfindliche Fläche des Photowiderstands, wird durch den inneren photoelektrischen Effekt ein Elektron in das Leitungsband springen, welches sich nun frei im Kristall bewegen kann $\Rightarrow$ Das Material wird niederohmiger.

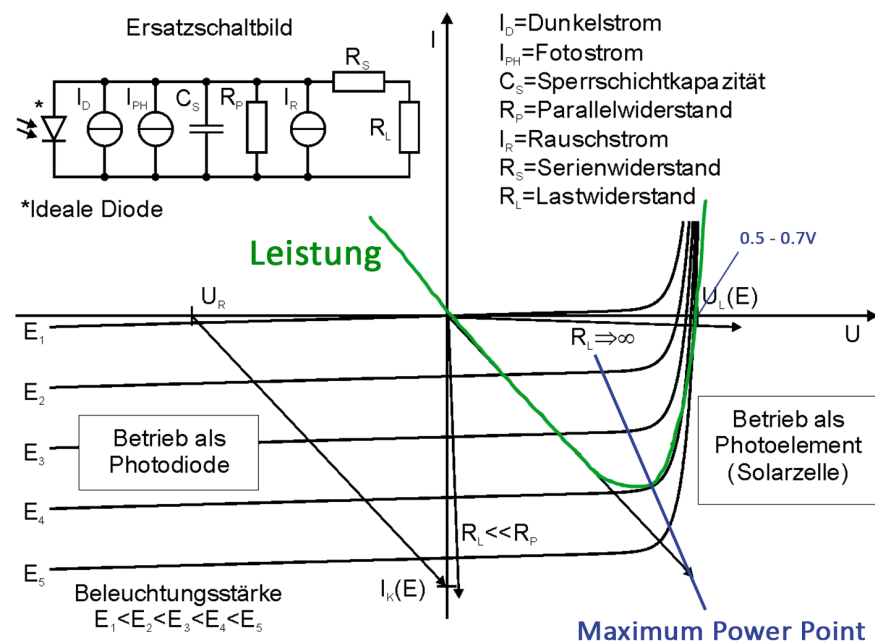
- CdS- oder CdSe-Photowiderstand
- photoempfindliche Widerstandsschicht zwischen den kammartigen Kontaktflächen
- CdS-Empfindlichkeit entspricht der Augenempfindlichkeit
- LDRs sind wärmeempfindlich und träge, der Dunkelwiderstand wird erst nach ca. 15ms wieder erreicht



1.7.2 Photodiode

- Beim Auftreffen eines Photons springt ein Elektron vom Valenz- ins Leitungsband
- Im pn-Übergang entstehen Elektronen-Loch-Paare
- Durch pn-Übergang: Elektronen und Löcher wandern zu entgegengesetzten Anschlüssen
- Es entsteht eine Spannung
- Beim Verbindung der Anschlüsse fließt ein Strom entgegen der Durchlassrichtung

Kennlinie



Betrieb als Solarzelle

- ohne Last: Sättigung mit Leerlaufspannung U_L (V_{th})
- Bei kleinerem R_L sinkt Spannung und Strom steigt (bis max. Kurzschlussstrom I_K)
- Am Knick der Kennlinie liegt der angestrebte Arbeitspunkt mit max. Leistung: (Maximum Power Point)

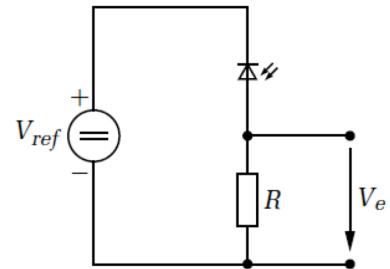
- Wirkungsgrad:
 - Si kristallin bis ca. 25%
 - Si polykristallin bis ca. 20%
- $1m^2$ Solarzelle ergibt etwa $200W_{peak}$

Photodiode als Lichtsensor

Photostrom fliesst in Sperrrichtung der Diode.

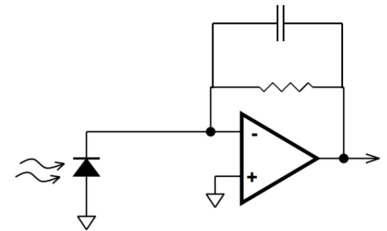
Diodenkapazität und Widerstand bilden Tiefpass:

- Grosser Widerstand: Grosses Signal, dafür langsam
- Kleiner Widerstand: Sehr schnell, dafür nur kleines Signal



Betrieb im Quasi-Kurzschluss

- Opamp als Transimpedanzverstärker geschaltet
- Keine Änderung der Spannung, keine Umladung von Kapazitäten (relativ schnell)
- grosse Diodenkapazität ist Problem für Opamp! (TP im Feedback)
 - $\Rightarrow C_f$ parallel zu R_f



Betrieb im Sperrbereich

- Negative Spannung über Photodiode (kleinerer Diodenkapazität $\Rightarrow$ schneller)

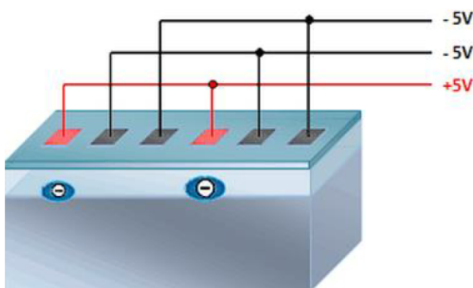
1.7.3 Grössenordnung der Grenzfrequenzen

Photowiderstand	10-100 Hz
Photo-Transistor:	300 kHz
Photo-Diode	10 MHz
PIN-Diode	>1 GHz

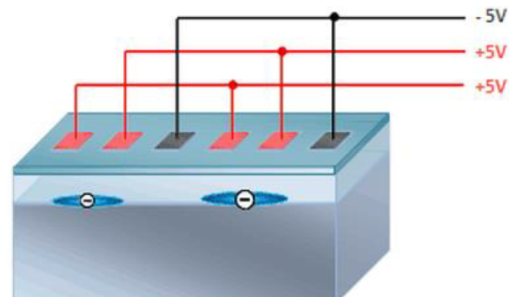
1.7.4 CCD (Charge Coupled Device)

Funktion

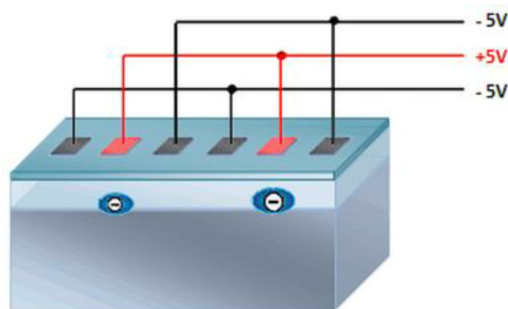
1) Elektronen werden angezogen unter Elektroden mit pos. Spannung



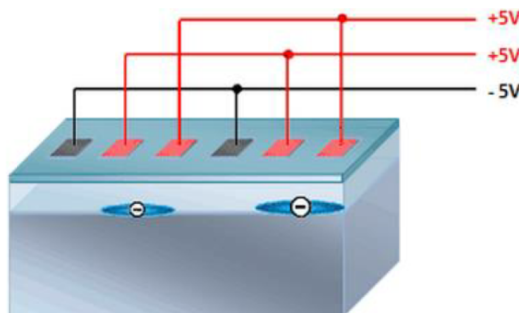
2) Benachbarte Elektroden aktiviert: Elektronen verteilen sich unter 2 Elektroden



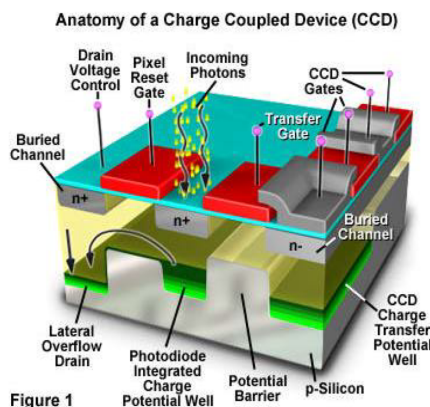
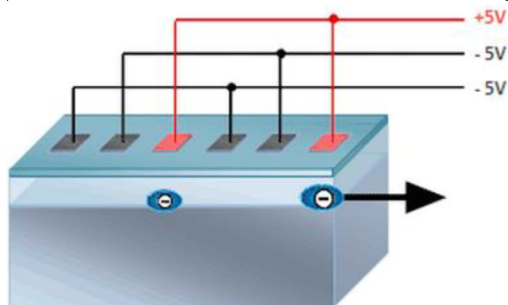
3) Linke Elektrode deaktiviert, Elektronen sammeln sich unter nächster Elektrode



4) Benachbarte Elektroden aktiviert: Elektronen verteilen sich wieder unter 2 Elektroden



5) Elektronen sind am Rand des «Schieberegisters»



Vorteile CCD

- Höhere Empfindlichkeit und geringeres Rauschen aufgrund besserer Flächennutzung (höherer fill factor) als CMOS
- Weniger defekte Pixel aufgrund einfacherer Struktur
- Grössere Homogenität des Bildes (da nur ein A/D-Wandler)

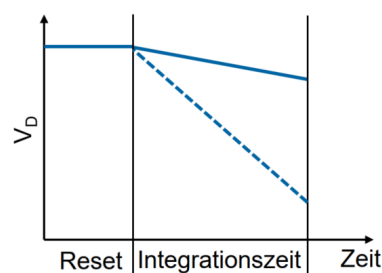
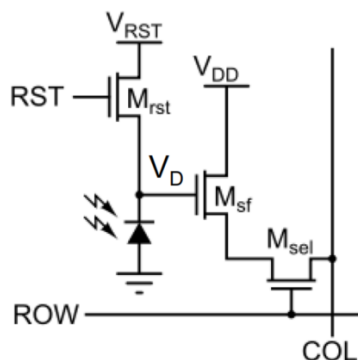
Nachteile CCD

- Langsameres Auslesen, da nur ein A/D-Wandler
- Kein direkter Pixelzugriff wie beim CMOS-Sensor, da der CCD-Sensor seriell ausgelesen werden muss
- Komplexerer Aufbau durch benötigte Zusatzelektronik führt zu grösseren und teureren Kameras
- Höherer Stromverbrauch der Kamera
- Spezieller Halbleiter-Prozess nötig

1.7.5 CMOS-Bildsensoren

- Zelle besteht aus Photodiode und 3 NMOS-Transistoren
- Photodiode wird mit RST auf eine hohe Spannung V_{RST} gesetzt
- Photostrom entlädt die Diodenkapazität
- Integration des Photostroms während Integrationszeit
- Source des Source-Follower-Transistor (M_{sf}) folgt der Diodenspannung V_D (verschoben um Threshold-Spannung V_{TH})
- Nach der Integrationszeit wird die Spannung am Pixel über den Source-Follower gemessen
- Auslesung über MOSFET M_{sel}

Active Pixel Sensor (APS)



Full-Well capacity

Die Full-Well capacity definiert, wie viele Ladungen ein einzelnes Kamerapixel aufnehmen kann, bis es gesättigt ist. Eine kleine Full-Well capacity ist nicht vorteilhaft.

$$\text{Full-Well} = \frac{Q}{q}$$

Wie viele Elektronen kann ein einzelnes Pixel von ca. $2 \times 2 \mu m$ speichern?

$$V_{rst} = 3V, \quad V_{min} = 1V \text{ (minimale Spannung für Ausgangs-Source-Follower) }, \quad C_{pix} = 2fF$$

$$\text{Full-Well} = \frac{(V_{rst} - V_{min}) \cdot C_{pix}}{q} = 25'000e^-$$

Sensitivität

Die Sensitivität gibt an, wie stark sich das Ausgangssignal pro gespeichertem Elektron ändert.

$$s_{pix} = \frac{q}{C_{pix}} \quad [s_{pix}] = \frac{\mu V}{e^-}$$

Die Ausgangssensitivität ist von der gesamten Signalkette abhängig, evtl. wird das Signal noch verstärkt. Bei Sensoren mit integrierten ADCs wird sie in $\frac{LSB}{e^-}$ angegeben.

$$s_{dig} = \frac{2^{Bits_{ADC}}}{Full - Well} \quad [s_{dig}] = \frac{LSB}{e^-}$$

Dynamic Range (DR)

Ein Signal muss mindestens so gross wie das Rauschen sein, damit es detektiert werden kann.
kleinstes Signal (Rauschen)

$$e_n^- = \frac{v_n}{s_{pix}} \quad [e_n^-] = e^- \quad v_n : \text{Rauschspannung}$$

Der Dynamikbereich ist das Verhältnis zwischen dem kleinsten und grössten Signal:

$$DR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{Full - Well}{e_n^-} \right) \quad [DR] = dB$$

$$QN > DR$$

$$QN = n \cdot 6.02dB + 1.76dB$$

QN : Quantisierungsrauschen des ADC

Signal-to-Noise Ratio (SNR)

$$SNR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{e^-}{\sqrt{e^-}} \right)$$

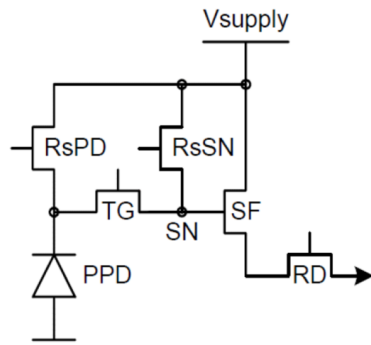
Rauschen

Rauschspannung:
$$v_n = \sqrt{\frac{k \cdot T}{C_{pix}}}$$

Anzahl Rauschelektronen:
$$n_e = \sqrt{\frac{k \cdot T \cdot C_{pix}}{q}}$$

Global Shutter Pixel

- zusätzlicher Sense-Node (SN)
- alle Pixel werden gleichzeitig zurückgesetzt (RsPD)
- Nach der Integration wird die Ladung auf den Photodioden aller Pixel gleichzeitig mit dem Sense-Node geteilt (TG)
- Alle Pixel integrieren über denselben Zeitraum
- **Nachteil:** zusätzlich 2 FETs $\Rightarrow$ kleinere Photodiode bei gegebener Pixelfläche

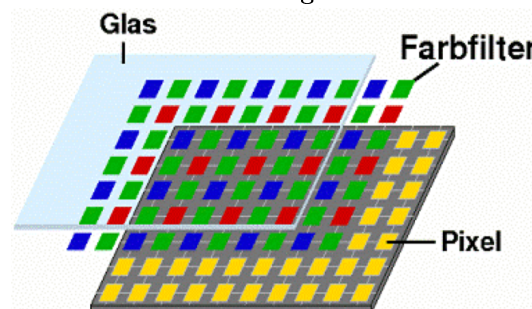


Farbseparierung / Bayer Pattern Da menschliches Auge am sensitivsten auf grün ist.

50% **grüne** Farbfilter

25% **blaue** Farbfilter

25% **rote** Farbfilter



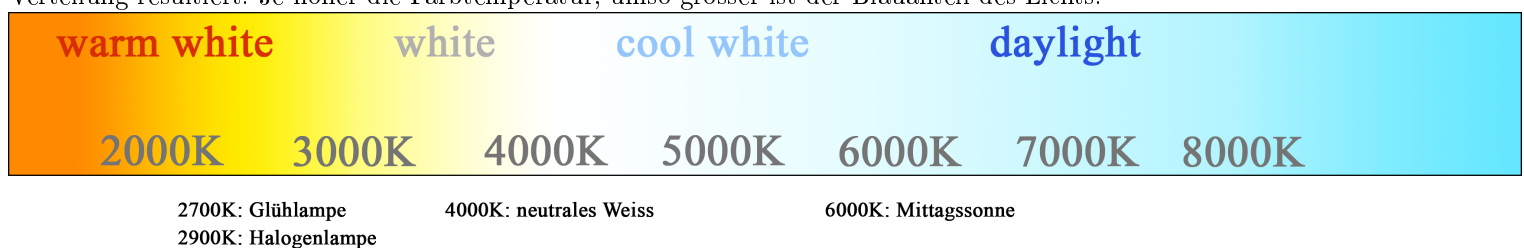
Vorteile CMOS-Bildsensoren

- Billiger in Herstellung, einfache Ansteuerung
- Mehr digitale Funktionen auf dem Chip: High-Resolution-Photo und 4k-Video gleichzeitig, JPG-Kompression, Korrektur von Linsenfehlern...
- Bildqualität ist heute CCDs praktisch ebenbürtig

1.8 Optische Aktoren

1.8.1 Farbtemperatur

Gibt an auf welche Temperatur ein schwarzer Körper aufgeheizt sein müsste, damit (im sichtbaren Bereich) die gleich spektrale Verteilung resultiert. Je höher die Farbtemperatur, umso grösser ist der Blauanteil des Lichts.



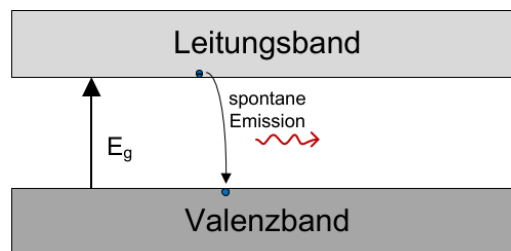
1.8.2 Lampentypen

Lampentyp	typ. Leistungs- aufnahme [W]	typ. Lichtausbeute $\frac{lm}{W}$	Farbwiedergabe	Farbtemperatur	Lebensdauer
Glühlampe	40-60	12	bis RA 100	2300 – 2700K	1000h
Halogenlampe	7-60	15-27	bis RA 100	2900 – 3200K	3000h
Kompakt- leuchtstofflampe	5-15	40-65	RA80-85	2500 – 6500K	15'000h
Halogenmetall- dampf-lampe	20-400	50-117	bis RA96	2700 – 20'000K	750-30'000h
LED- Leuchtmittel	3-20	80-150	RA75-98	2300 – 8000K	bis 100'000h
Natriumdampf- lampe	35-1000	100-200	RA30-40	1800 – 2000K	30'000h
Leuchtstoffröhre	50-104	100-200	RA60-90	2500 – 6500K	20'000 h

LED (Light Emitting Diode)

Funktion: Umkehrung des inneren fotoelektrischen Effekts

- Wenn ein Elektron im Leitungsband ins Valenzband zurückfällt, gibt es Energie ab
- Diese Energie wird in Form eines Photons abgestrahlt
- Die Bandlücke bestimmt die Energie und damit die Wellenlänge
- Im Valenzband muss ein freier Platz vorhanden sein, ein sogenanntes Loch
- In der Raumladungszone (dem PN-Übergang) einer Diode finden freie Elektronen viele freie Plätze im Valenzband



Lichtfarbe	infrarot	rot	hellrot	gelb	grün	blau	UV
Substrat	GaAs		GaAsP		GaP	InGaN	AlGaN
Flussspannung bei 10 mA	1.0 - 1.5 V		1.6 - 2.2 V		2.0 - 2.4 V	3.2 - 4.0 V	6.5 V
Wellenlänge	900 nm	655 nm	635 nm	583 nm	565 nm	490nm	270 nm

Weisse LED

1. Variante:

- wie bei der Leuchtstoffröhre mit blauem Licht und Phosphor erzeugt werden
- Phosphor transferiert blaues Licht zu längere Wellenlängen
- Aber: Im Spektrum besteht Peak bei blau

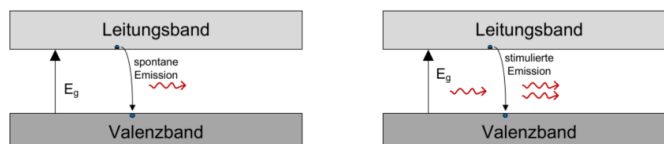
Alternative:

- Mischung von Rot-Grün-Blau
- Schlechter CRI
- Teuer

1.8.3 Laser («Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation»)

Grundprinzip: Resonator zwischen 2 Spiegeln, Licht tritt an halbdurchlässigem Spiegel aus

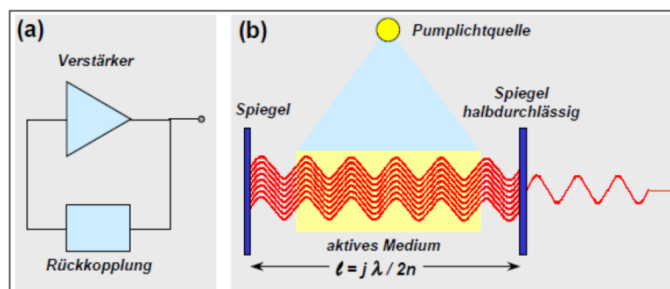
Bedingung für stimulierte Emission: Dichte von besetzten Zuständen im Leitungsband muss grösser sein als die Dichte im Valenzband



Schwingbedingung aus der Phasenbeziehung:

$$l = \frac{i \cdot \lambda}{2n}$$

l : Länge des aktiven Mediums
 n : Brechungsindex
 i : Ordnung des Resonators



1.9 Temperaturmessung mittels Infrarotstrahlung

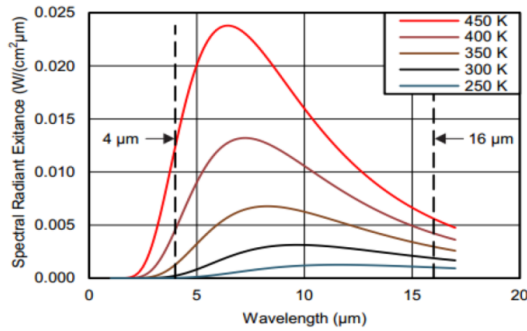
1.9.1 Physik der kontaklosen Temperaturmessung

Kontaktlose Temperaturmessung funktioniert über die (Infrarot-) Strahlung, d.h. Konvektion & Wärmeleitung muss klein gehalten werden. **Wärmeleitung:** Wärme wird durch das Material abgeleitet resp. zugeführt

Konvektion: Gas oder Flüssigkeit, welche(s) am Objekt vorbeiströmt, nimmt Wärme auf oder gibt Wärme ab

Strahlung: Energie wird in Form von Strahlung abgegeben oder aufgenommen

Spektrum der IR-Strahlung:



Messung mit Seebeck-Effekt

- Spannungsunterschied am Übergang von unterschiedlichen Materialien
- Misst Differenz zu Referenztemperatur
- Umkehrung Peltier-Element : Temperaturdifferenz bei Stromfluss zum Kühlen/Heizen

$$V_{out} = N \cdot S \cdot T_X - T_{ref}$$

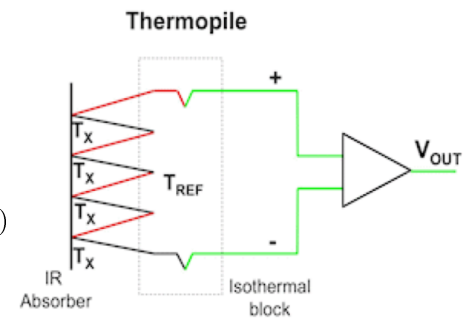
N : Anzahl Thermoelemente

S : Seebeck Koeffizient

$$T_{Obj} = \sqrt[4]{T_{Die}^4 + \frac{V_{Sensor}}{\varepsilon \cdot \sigma}}$$

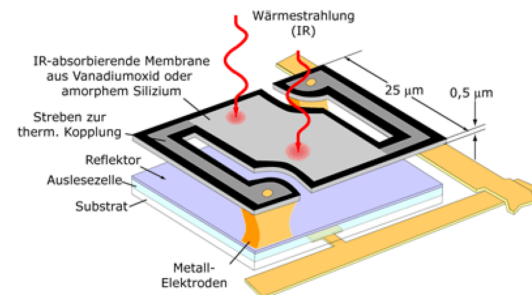
σ : Stefan-Boltzmann-Konstante: $5.670 \cdot 10^{-8} \frac{W}{m^2 \cdot K^4}$

ε : Emissivity, $0 < \varepsilon < 1$ ($\varepsilon = 1$: perfekter Schwarzkörper)



Messung mit Bolometer

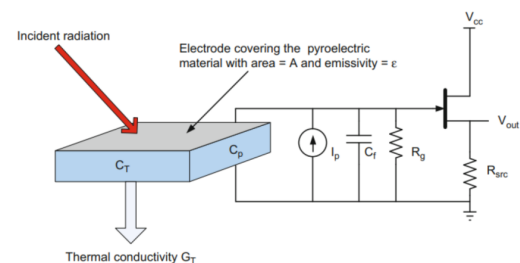
MEMS-Bolometer



Widerstandsänderung mit Temperatur

Messung mit Pyroelektrische Sensoren (PIR-Sensoren)

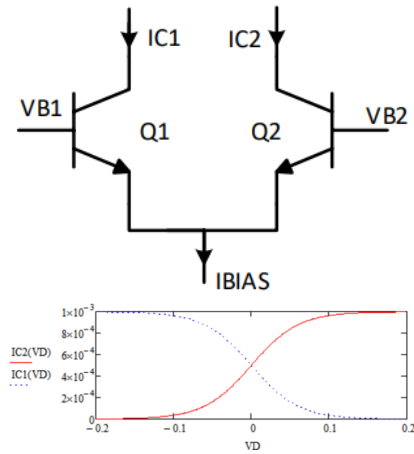
- Quarze verspannen sich bei Erwärmung & generieren Ladung
- nur Änderung der Temperatur ist messbar
- auch als MEMS-Element



2 Verstärker

2.1 Differenzstufe (OTA)

2.1.1 Differenzstufe



$$V_{Diff} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad V_T = \frac{k \cdot T}{q} \stackrel{@293K}{\approx} 25\text{mV} \quad n \in [1, 2]$$

$$I_{C1} = \beta \cdot I_S \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{n \cdot V_T}} = \beta \cdot I_S \cdot e^{\frac{V_{BE2} + V_{Diff}}{n \cdot V_T}} = I_{C2} \cdot e^{\frac{V_{Diff}}{n \cdot V_T}}$$

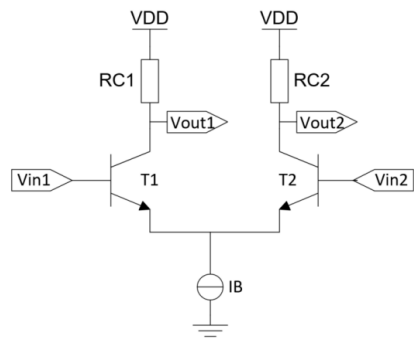
$$I_{Bias} \approx I_{C1} + I_{C2} = I_{C2} \cdot e^{\frac{V_{Diff}}{n \cdot V_T}} + 1$$

$$I_{C1} = \frac{I_{Bias} \cdot e^{\frac{V_{Diff}}{n \cdot V_T}}}{e^{\frac{V_{Diff}}{n \cdot V_T}} + 1} \quad \text{und} \quad I_{C2} = \frac{I_{Bias}}{e^{\frac{V_{Diff}}{n \cdot V_T}} + 1}$$

$$\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2} = I_{Bias} \cdot \tanh\left(\frac{V_{Diff}}{2 \cdot n \cdot V_T}\right)$$

$$gm = \frac{d(\Delta I_C)}{dV_{Diff}} = I_{Bias} \cdot \frac{1 - \tanh\left(\frac{V_{Diff}}{2 \cdot n \cdot V_T}\right)^2}{2 \cdot n \cdot V_T} \Rightarrow gm(V_{Diff} = 0) = \frac{I_{Bias}}{2 \cdot n \cdot V_T}$$

2.1.2 Differenzstufe mit Kollektor Widerständen



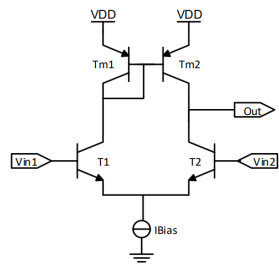
$$\Delta V_{out} = V_{out1} - V_{out2} = R_C \cdot gm \cdot (V_{in1} - V_{in2})$$

$$A = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{-I_B \cdot R_C}{2 \cdot n \cdot V_T}$$

$$\text{Im Arbeitspunkt gilt } (I_{C1} = I_{C2}) \quad V_{out} = V_{DD} - \frac{R_C \cdot I_B}{2}$$

Soll eine grössere Verstärkung erreicht werden, so muss der Arbeitspunkt-Strom kompensiert werden mit einer Stromquelle oder mit einem Stromspiegel, was in 2.1.3 erläutert wird.

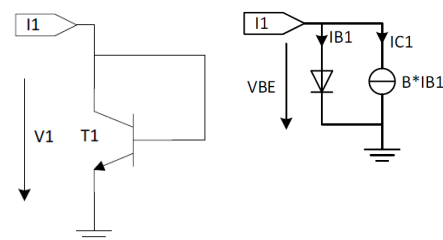
2.1.3 Differenzverstärker mit Stromspiegel-Last



- Kollektorzustände ersetzt durch einen Stromspiegel
- Stromquellen treiben am Ausgang
- Lastwiderstand bestimmt die Spannungsverstärkung
- Sehr grosse Verstärkungen möglich bei hochohmiger Last

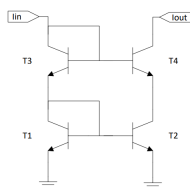
$$I_{out} = gm \cdot (V_{in1} - V_{in2}) \quad \text{mit} \quad gm = \frac{\Delta I_{out}}{V_{in}} = \frac{I_{Bias}}{2 \cdot n \cdot V_T}$$

2.1.4 Transistor als Diode schalten



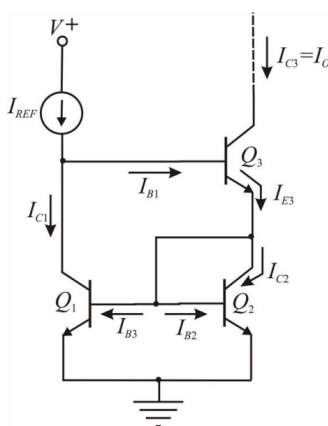
- Ersatzschaltung eines Transistors mit $V_{BE} = V_{CE}$ ist eine Diode mit paralleler gesteuerter Stromquelle
- Spannung der Diode und der Stromquelle sind identisch
- Ströme der Diode und der Stromquelle sind auch identisch
- Stromquelle verhält sich wie n parallel Dioden $\approx$ Grosse Diode

2.1.5 Stromspiegel mit Kaskode



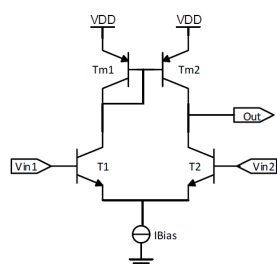
- Wenn $V_{CE}(T_2)$ konstant ist, dann ist auch I_{out} konstant
- **T1** ist als Diode geschaltet
- **T3** ist als Diode geschaltet
- **T4** in Basischaltung = Tiefer Eingangswiderstand

2.1.6 Wilson Stromspiegel



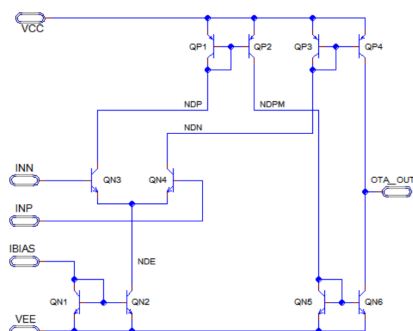
- Ähnlich wie eine Kaskode
- Besser geeignet für Transistoren von schlechterer Qualität
- Basisstrom kommt nicht nur von der Primärseite
- Oft eingesetzt in Bipolarschaltungen
- Weniger eingesetzt in CMOS Technologien
- $V_C(Q_2)$ ist zwei Diodenspannungen über negativer Speisung
- Entspricht cs. 1.4V über der negativen Speisung

2.1.7 OTA (Operational Transconductance Amplifier)



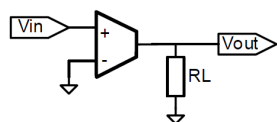
- OTA eignen sich um Kapazitäten und hochohmige Lasten zu treiben
- Einfachster OTA
- **Nachteil** Limitierte Ausgangsspannungsbereich
- Für einen grösseren Aussteuerbereich muss die Schaltung mit weiteren Stromspiegeln ergänzt werden

2.1.8 Verbesserter OTA



- Besteht aus einer Differenzstufe und vier Stromspiegeln
- Ausgang ist in etwa Rail-to-Rail
- Einsatzbereiche
 - ⇒ Analoger Multiplizierer
 - ⇒ Mit Lastwiderstand einstellbarer Verstärker
 - ⇒ Mit Lastkapazität einstellbarer Filter

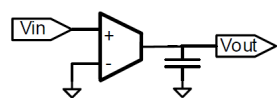
2.1.9 Variabler Verstärker mit OTA



- g_m variable durch Basisstrom
- Dynamische Änderung von g_m möglich
- **Nachteil** Linearer Eingangsbereich von V_{in} ist relativ klein
- **Vorteil** Open Loop = Kein Feedback = sehr schnell
- Positive und negative Verstärkungen möglich

$$I_{out}(t) = g_m \cdot V_{in}(t) \text{ und } \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_m \cdot R_L$$

2.1.10 Integrator mit OTA



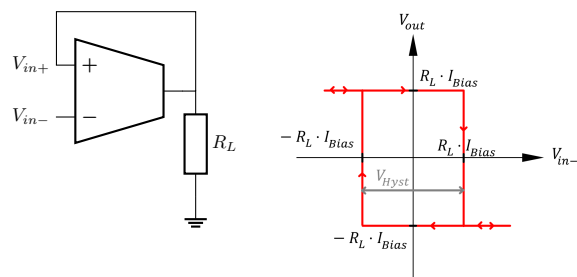
- g_m variabel durch Basisstrom
- Dynamische Änderungen möglich
- **Nachteil** Linearer Bereich von V_{in} ist relativ klein
- Positive und Negative Integration möglich

$$V_{out}(t) = \frac{g_m}{C} \int V_{in}(t) dt$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{g_m}{s \cdot C}$$

$$g_m = \frac{I_{bias}}{2 \cdot n \cdot V_T}$$

2.1.11 Schmitt-Trigger mit OTA



- OTA ist immer an einem Anschlag

Schaltsschwellen: $V_+ = R_L \cdot I_{Bias}$, $V_- = -R_L \cdot I_{Bias}$

$$V_{in-} > V_{in+} \Rightarrow I_{out} = I_{Bias} \Rightarrow V_{out} = R_L \cdot I_{Bias} = V_+$$

$$V_{in-} < V_{in+} \Rightarrow I_{out} = -I_{Bias} \Rightarrow V_{out} = R_L \cdot -I_{Bias} = V_-$$

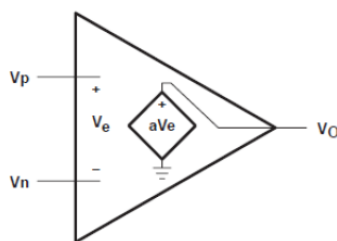
$$V_{Hyst} = 2R_L \cdot I_{Bias}$$

2.2 Current Feedback Amplifiers

- CFA sind OpAmps ohne Differenzstufe am Eingang
- Deren Bandbreite hängt nicht von der Verstärkung ab
- Sind sehr schnelle OpAmps, da Spannungen schneller als Ströme geschaltet werden können
- CFA haben sehr grosse Slew-Rate

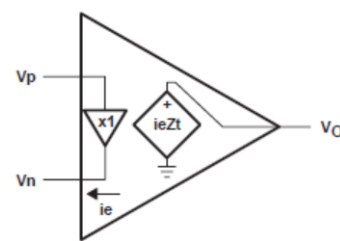
2.2.1 Voltage Feedback OpAmp (VFA)

- Hochohmige Eingänge
- hohe Spannungsverstärkung a

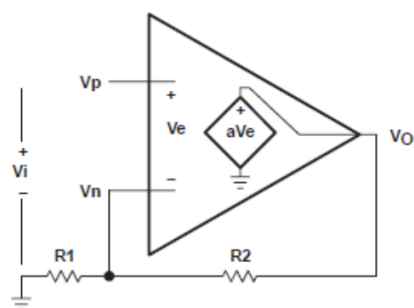


2.2.2 Current Feedback OpAmp (CFA)

- V_p ist Hochohmiger Eingang
- V_n ist Niederohmiger Eingang
- Eingangsstrom wird zu Ausgangsspannung gewandelt = Transimpedanz



2.2.3 VFA als Verstärker

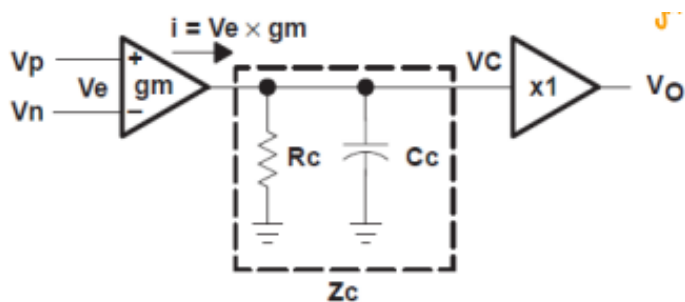


$$\text{Feedback Faktor} \Rightarrow \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Output} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_p - V_n} = \frac{a}{1 + a \cdot \beta} = \beta \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{a} \cdot \frac{1}{\beta}}$$

$$\text{Für grosse } \beta \text{ gilt} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_p - V_n} = \frac{1}{\beta}$$

2.2.4 VFA Frequenzverhalten



- 1. Stufe OTA (Transkonduktanz)

- 2. Stufe Impedanz

$$\Rightarrow \text{Dominanter Pol bei } \frac{1}{R_C \cdot C_C}$$

- 3. Stufe Buffer und Ausgangstreiber

$$\Rightarrow \text{Tiefpassgrenzfrequenz abhängig von Verstärkung}$$

$$\Rightarrow \text{Konstantes Verstärkungs-Bandbreite-Produkt GBP}$$

$$\Rightarrow \text{Grösserer Gain entspricht kleinerer Bandbreite}$$

$$a = gm \cdot \frac{R_C}{1 + j\omega R_C C_C}$$

$$\omega = 2\pi f_c = 2\pi \cdot \left(\frac{gm}{2\pi C_C}\right) \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$$

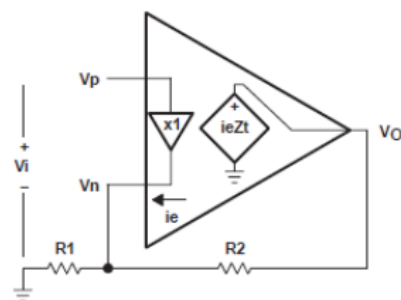
$$\frac{V_{out}}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{gm \cdot \left(\frac{R_C}{1 + j\omega R_C C_C}\right) \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)}}$$

2.2.5 CFA als Verstärker

$$\text{Ströme an } V_n \Rightarrow 0 = -i_e + \frac{V_n}{R_1} + \frac{V_n - V_{out}}{R_2}$$

$$\text{Ausgangsspannung} \Rightarrow V_{out} = i_e \cdot Z_t \Leftrightarrow I_e = \frac{V_{out}}{Z_t}$$

$$\text{UTF} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{Z_t}} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{Z_t}}$$

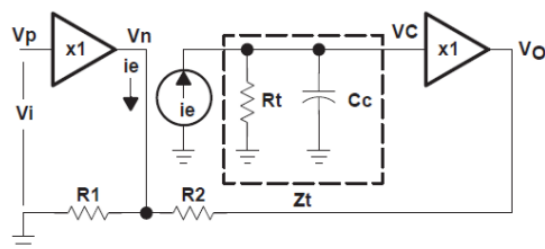


2.2.6 CFA Frequenzverhalten

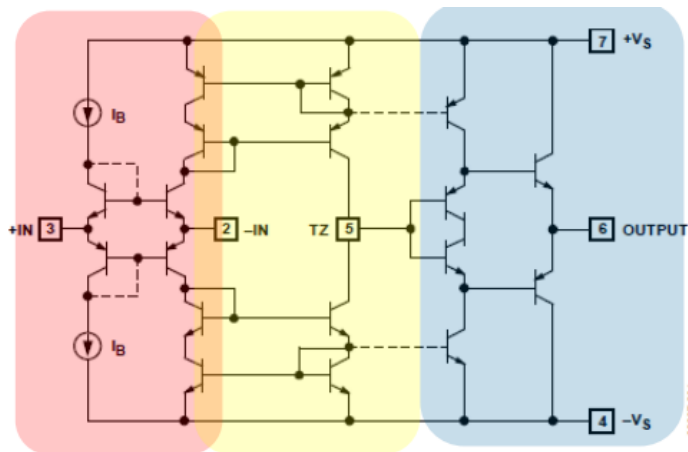
- **1. Stufe** Buffer
- **2. Stufe** Transimpedanz $V_c = I \cdot Z_t$
- **3. Stufe** Buffer und Ausgangstreiber
- für $R_t \gg R_2$ gilt:
 - $\Rightarrow$ Bandbreite nur abhängig von C_c und R_2
 - $\Rightarrow$ Nur abhängig von Verstärkung

$$Z_t = \frac{R_t}{1 + j\omega R_t C_c} \text{ und } \frac{V_{out}}{i_e} = \frac{R_t}{1 + j\omega R_t C_c}$$

$$\frac{V_{out}}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{1}{1 + R_2 \frac{1 + j\omega R_t C_c}{R_t}} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega R_2 C_c}$$

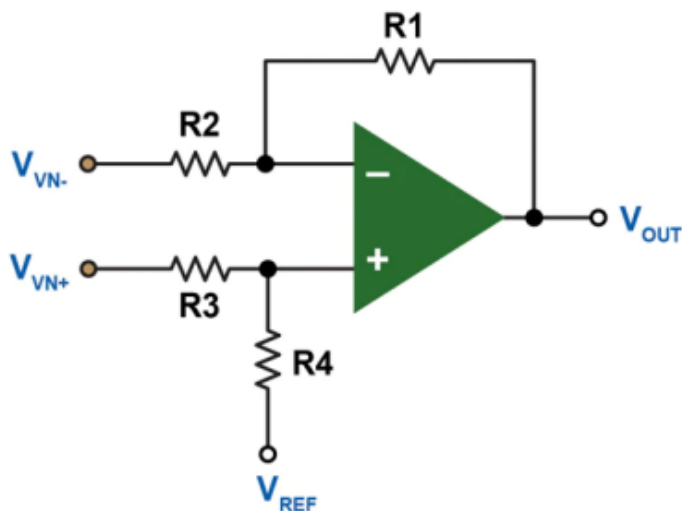


2.2.7 CFA interner Aufbau



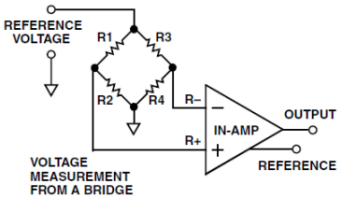
- OpAmp mit vielen Einsatzmöglichkeiten (z.B. gesteuerte Stromquelle)
- Von $IN+$ bis $IN-$ Buffer
- Von $IN-$ bis TZ präziser Stromspiegel
- Von TZ bis $Output$ Buffer
- Verwendung als CFA oder als Stromspiegel

2.3 Differenz Amplifiers (DiffAmps)



- Messen kleine Spannungen
- Integrierte DiffAmps haben gematchte Widerstände für genaue Messungen
- OpAmp mit 4 Widerständen ist DiffAmp, wenn $R_1 = R_4$ und $R_2 = R_3$
- DiffAmp ist OpAmp mit Widerständen in einem IC
- Toleranz der Widerstände = 1% ist $CMM_{Diff} = 34dB$
- Toleranz der Widerstände = 0.1% ist $CMM_{Diff} = 54dB$
- Kann Eingangsspannungen ausserhalb der Rails verarbeiten
- Einsatz nur für niederohmige Quellen (Strommessung Shunt-Widerstände)

2.4 Instrumentation Amplifiers (InAmps)

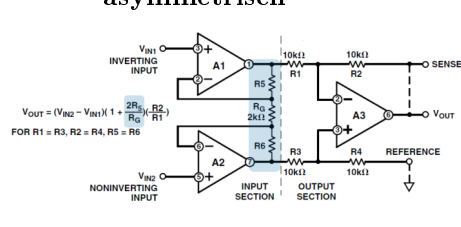
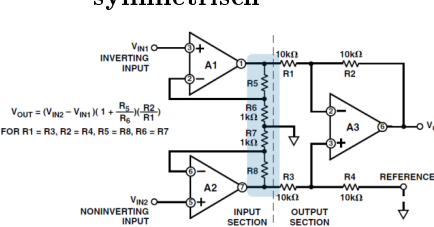
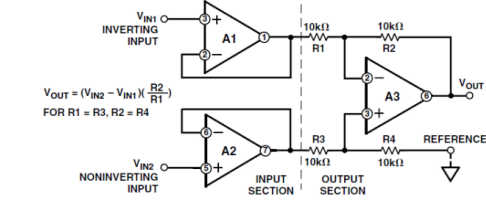


- Verstärkung von kleinen Differenzspannungen (Brückensensoren)
- Erlauben Hochohmige Messungen
- Messen kleinen Differenzspannungen innerhalb der Versorgungsspannungen

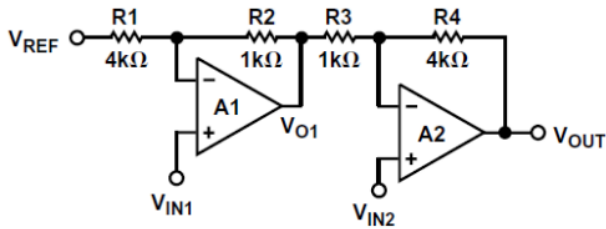
2.4.1 InAmp ohne Verstärkung

2.4.2 InAmp mit Verstärkung symmetrisch

2.4.3 InAmp mit Verstärkung asymmetrisch



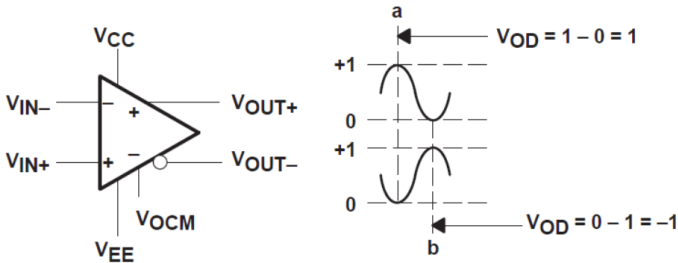
2.4.4 InAmp mit 2 OpAmps



Circuit Gain	Gain of A1	Gain of A2
1.10	11.00	1.10
1.33	4.01	1.33
1.50	3.00	1.50
2.00	2.00	2.00
10.1	1.11	10.10
101.0	1.01	101.0
1001	1.001	1001

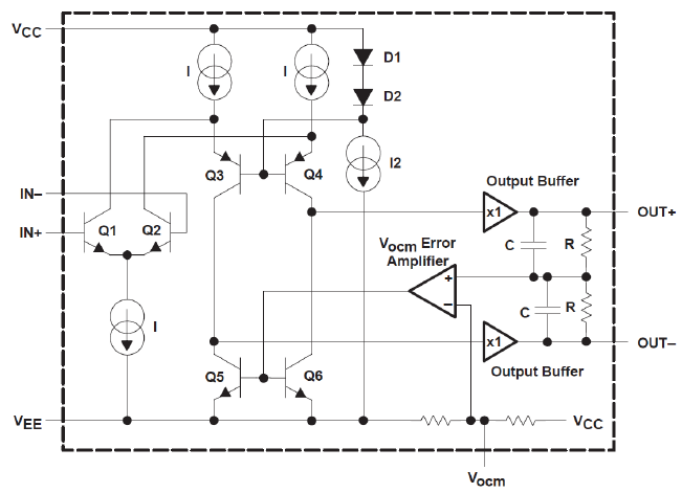
Nachteil: Unterschiedliche Verstärkung und Verzögerungen, weil die OpAmps nicht genau gleich sind.

2.5 Fully Differential Amplifier



- Differentielles Eingangssignal und differentielles Ausgangssignal
- Output common-mode Spannung einstellbar mit V_{com}
- Mehrere Feedback Pfade
- Reduzierte Verzerrungen von Even-Order-Harmonics
- Doppelter Output Swing
- Identische Quellenimpedanz für nachfolgende ADC

2.5.1 Aufbau Fully Differential Amplifier



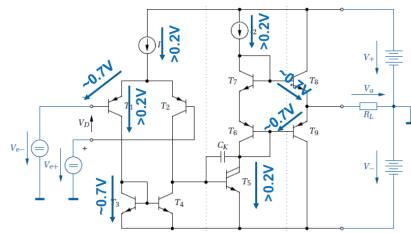
- Fehler regelt $V_B(Q5, Q6)$ bis $I_C(Q5) = I_C(Q6) = \frac{I}{2}$
- Differenz der Ströme von Q_4 und Q_6 ändert Spannung an OUT+
- Differenz der Ströme von Q_3 und Q_5 ändert die Spannung an OUT-

$$gm = \frac{I}{2nV_T}$$

$$I_C(Q_3) = \frac{I}{2} + \frac{gm \cdot \Delta V_{in}}{2}$$

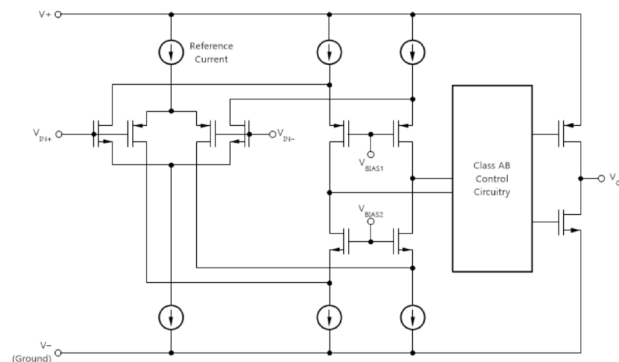
$$I_C(Q_4) = \frac{I}{2} - \frac{gm \cdot \Delta V_{in}}{2}$$

2.6 Rail-to-Rail OpAmp



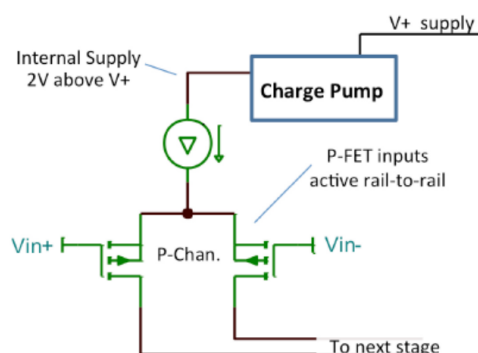
- Eingangsspannungsbereich
 - ⇒ Minimal: $V_{min} = V_{NEG} - 0.2V$
 - ⇒ Maximal: $V_{max} = V_{POS} - 0.2V - 0.7V$
- Ausgangsspannungsbereich
 - ⇒ Minimal: $V_{outMin} = V_{NEG} + 0.2V + 0.7V$
 - ⇒ Maximal: $V_{outMax} = V_{POS} - 0.2V - 0.7V$
- Tiefe Eingangsspannungen werden von PMOS-Eingangsstufe verarbeitet
- Hohe Eingangsspannungen werden von NMOS-Eingangsstufe verarbeitet

2.6.1 Aufbau Rail-to-Rail OpAmps



- Verstärkerstufe mit Stromquellen und Transistoren in Basisstufe
- Eine sogenannte Folded Cascode
- Ausgangstransistoren mit:
 - ⇒ Inverter mit PMOS und NMOS
 - ⇒ FET als gesteuerte Widerstände
 - ⇒ $V+$ und $V-$ können fast erreicht werden
- **Nachteil:**
 - ⇒ Beide Differential Pair haben verschiedenen Herstellungstoleranzen=verschiedene Offsetspannungen
 - ⇒ Offset ist Arbeitspunktabhängig
 - ⇒ Bandbreite und Slew-Rate sind Arbeitspunktabhängig
 - ⇒ Nichtlineare Verzerrungen entstehene

2.6.2 Rail-to-Rail mit Charge Pump



- Mit Chip-internen Charge Pump wird eine zweite Versorgung erzeugt, wodurch die PMOS-Transistoren bis zur positiven Speisung arbeiten können

2.7 Autozero-Verstärker

2.7.1 Anwendung von Autozero-Verstärker

- Messung von kleinster Spannungen.
 - ⇒ Brückensensoren
 - ⇒ Thermoelemente
 - ⇒ Medizinische Sensoren
 - ⇒ In ADCs
- Bei normalen OpAmps ändern sich der Nullpunkt und die Offsetspannung bei verschiedenen Temperaturen und wegen Alterung
- das $\frac{1}{f}$ Rauschen nimmt mit sinkender Signalfrequenz zu

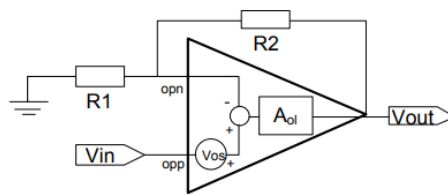
Fazit

Damit **Offset-Spannung** abgeglichen werden kann und dies **automatisch erfolgt**, wird dies mit Auto-Zero Schaltungen gemacht, welche aus zwei Phasen bestehen.

- **Phase 1:** Reset (=Auto-Zero)
- **Phase 2:** Verstärken oder vergleichen

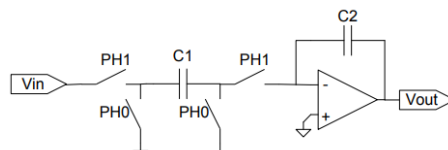
Dies nennt man **Correlated Double Sampling**

Verstärker mit Offset-Spannung



$$V_{out} = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot (V_{in} + V_{os})$$

SC-Integrator mit Offset-Spannung

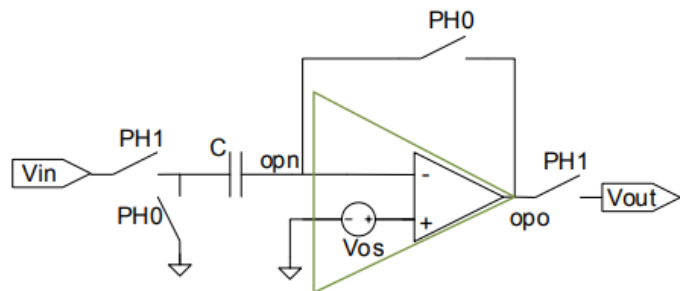


Für jeden Zyklus wird der Fehler akkumuliert zu

$$\Delta_{error} = \frac{C_1}{C_2} \cdot V_{os}$$

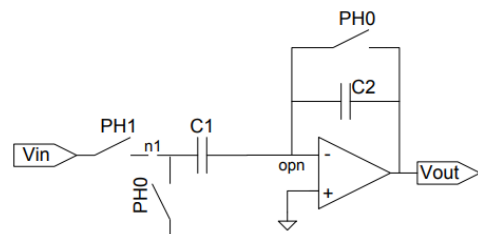
2.7.2 Correlated Double Sampling

2.7.3 Autozero-Komparator



- PH0: V_{os} wird auf C gespeichert
- PH1: Sprung von $AGND$ zu V_{in} am linken Anschluss von C
- Damit auch Sprung an rechtem Anschluss von C um $V_{in} - AGND$
- V_{out} springt an Power-Rail (Wegen grosser Verstärkung)
- V_{in} wird mit $AGND$ verglichen und nicht mit V_{opn}
- **Nachteil:** OpAmp nötig, da Buffer während PH0

SC-Verstärker ohne Offset Komp.

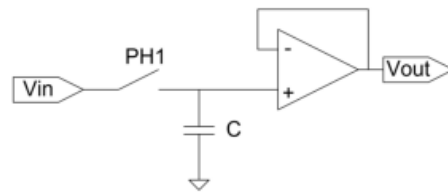


Phase PH0: $Q_1 = C_1 \cdot (-V_{os})$ und $Q_2 = 0$ und $V_{out} = V_{os}$

Phase PH1: $\Delta Q_1 = C_1 \cdot V_{in}$ und $\Delta V_{out} = \frac{\Delta Q_1}{C_2} = \frac{-C_1 \cdot V_{in}}{C_2}$

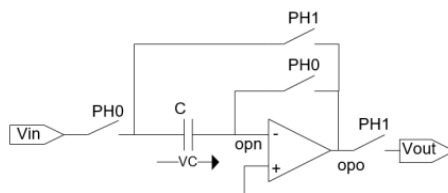
Somit: $V_{out} = \frac{-C_1 \cdot V_{in}}{C_2} + V_{os}$

2.7.4 Sample Hold Standard



$$V_{out} = V_{in} + V_{os}$$

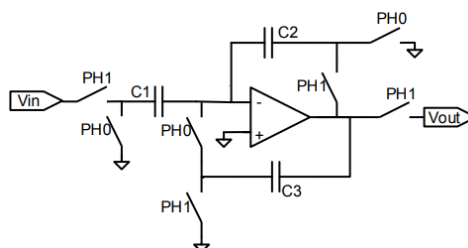
Offset Kompensiert



$$V_c(PH0) = V_{in} - V_{os}$$

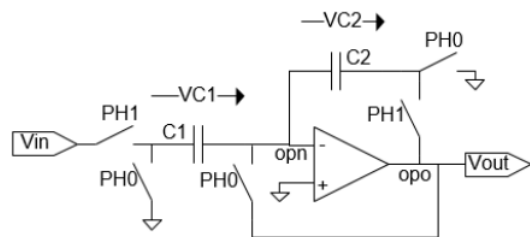
$$V_{out}(PH1) = V_c + V_{os} = V_{in}$$

Gain und Offset Komp.



- Erweiterung mit C_3 und Switch
- Pfad C_3 speichert letzte Ausgangsspannung
- Spannung am Ausgang springt nicht zwischen $\frac{C_1}{C_2} V_{in}$ und V_{os}

Verstärker mit Offset Komp.



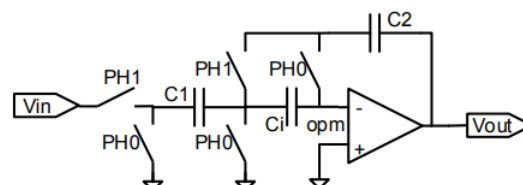
Phase PH0: $Q_1 = C_1 \cdot (-V_{os})$ und $Q_2 = C_2 \cdot V_{os}$

Phase PH1: $\Delta Q_1 = C_1 \cdot V_{in}$ und $\Delta Q_2 = \Delta Q_1 = C_1 \cdot V_{in}$

$Q_2 = Q_2(Ph0) + \Delta Q_1 = C_2 \cdot V_{os} + C_1 \cdot V_{in}$

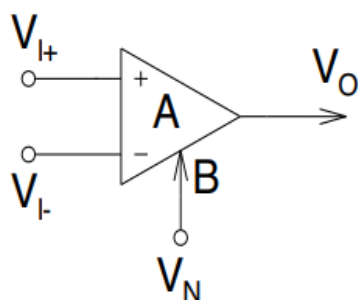
Somit: $V_{out} = V_{os} - \frac{Q_1}{Q_2} = V_{os} - \frac{C_2 V_{os} + C_1 V_{in}}{C_2} = \frac{-C_1}{C_2} V_{in}$

Integratoren



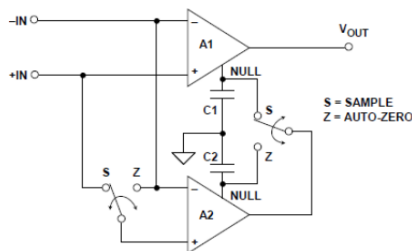
- C_i speichert die Offset Kompensation in PH0

2.7.5 Autozero-Verstärker



$$V_O = A \cdot (V_{I+} - V_{I-}) + B \cdot V_N + V_K$$

Autozero OpAmp

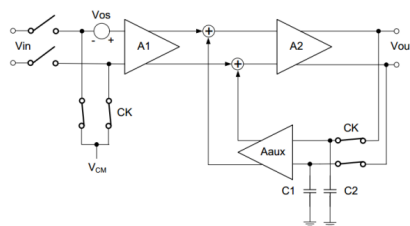


- **AutoZero Phase:** Schalter in Z-Stellung
- A2 regelt V_{C2} Offset von A2 wird kompensiert
- **Sample Phase**
- A2 misst Eingangs-differenzspannung von A1 und regelt diese über Null-Eingang auf 0V
- A1 kann immer aktiv sein mit Feedback von V_{out} auf -IN

- Autozero Amps haben wesentlich mehr Rauschen bei höheren Frequenzen
- dienen zum Offset-Abgleich, nicht für Low Noise Anwendungen

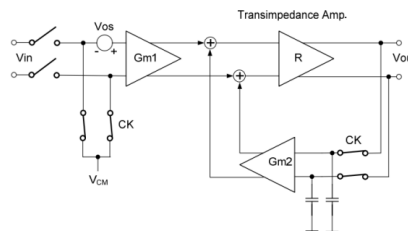
- OpAmp mit 2 parallelen Eingangsstufen
- Zweite Eingangsstufe mit kleinerer Transkonduktanz
- Zweite Eingangsstufe verschiebt den Kipp-Punkt des Stromes für die zweite Verstärker Stufe
- **A** = Differential Gain
- **B** = Trim Gain
- **VK** = Offset Spannung am Ausgang

Diff Autozero OpAmp (1)



- **Kompensations-Phase:**
- Eingänge sind kurzgeschlossen und V_{out} wird auf 0 geregelt
- Offset-Kompensation mit Verstärker A_{aux} speichert die Kompensation auf C_1 und C_2
- Addition von Spannungen nötig

Diff Autozero OpAmp (2)

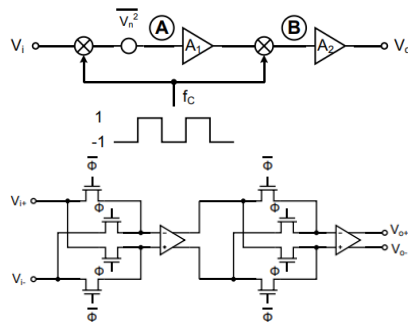


- Stromsummierung ist einfacher als Spannungsaddition
- Deshalb wirds mit OTAs und Transimpedanz-Verstärker implementiert

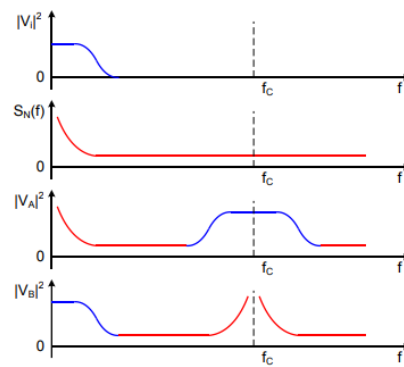
2.8 Chopper-Verstärker

Benützen die Amplitudenmodulation zur Offsetkompensation

Aufbau und Implementation

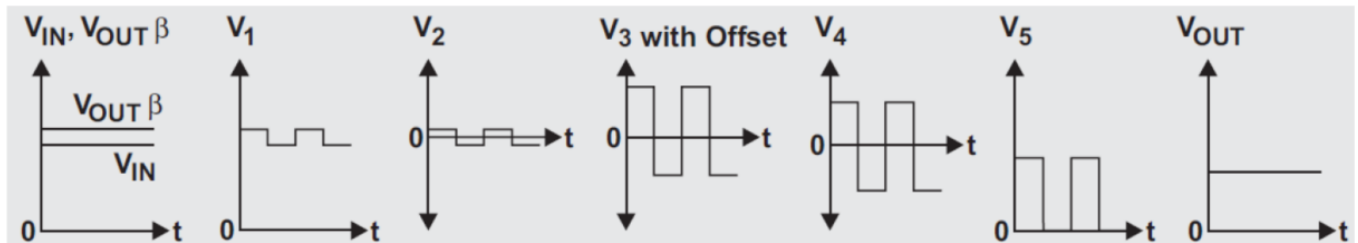
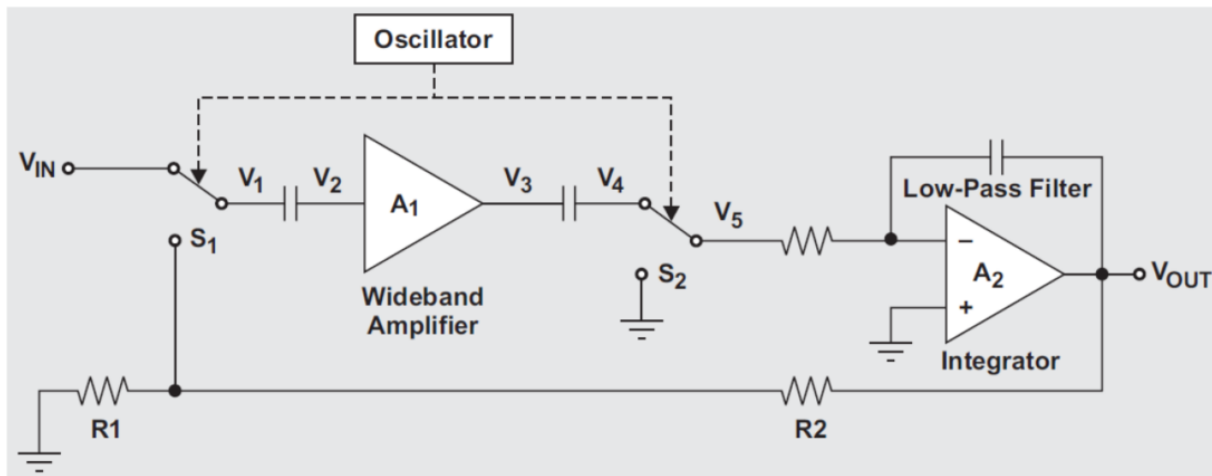


Frequenzverhalten



- V_i ist Eingangssignal
- S_n ist Offset und $\frac{1}{f}$ Rauschen des Verstärkers
- V_A ist verschoben um f_c
- V_B Signalspektrum ist zurückverschoben
- Offset und Rauschen bleiben bei f_c

2.8.1 Chopper Implementation

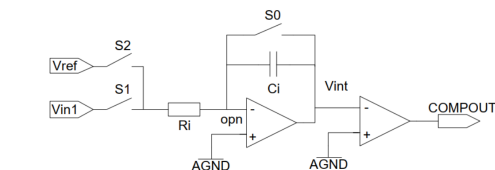


3 Sigma-Delta Wandler

3.1 Dual Slope Wandler

3.1.1 Dual Slope ADC

- Höhere Auflösung bedingt längere Integrationszeit
- Sinusschwingungen mit Periodendauer von vielfachem der Integrationszeit werden herausgefiltert! ($f_n = \frac{n}{T_{int}}$)

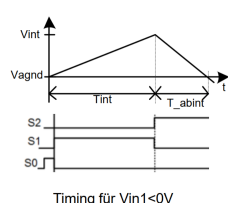


$$V_{int}(t) = -\frac{1}{R_i \cdot C_i} \int_0^{T_{int}} (V_{in1}(t) - V_{AGND}) dt + V_{AGND}$$

für DC

$$V_{int_{max}} = V_{AGND} - \frac{V_{in1} - V_{AGND}}{R_i \cdot C_i} \cdot T_{int}$$

$$\Delta V_{int} = \frac{V_{in1} - V_{AGND}}{R_i \cdot C_i} \cdot T_{int}$$



Abintegration: $V_{int}(t) = -\frac{1}{R_i \cdot C_i} \int_0^{T_{abint}} (V_{Ref}(t) - V_{AGND}) dt + V_{int_{max}}$

$$V_{int} = V_{int_{max}} - \frac{V_{Ref} - V_{AGND}}{R_i \cdot C_i} \cdot T_{abint}$$

$$\Rightarrow \Delta V_{abint} = \frac{V_{Ref} - V_{AGND}}{R_i \cdot C_i} \cdot T_{abint}$$

Komparator schaltet bei:

$$V_{int} = V_{AGND} = -\frac{(V_{in1} - V_{AGND})}{R_i \cdot C_i} \cdot T_{int} - \frac{(V_{Ref} - V_{AGND})}{R_i \cdot C_i} \cdot T_{abint}$$

durch Umformung ergibt sich:

$$T_{abint} = \frac{(V_{in1} - V_{AGND}) \cdot T_{int} + V_{AGND} \cdot C_i \cdot R_i}{V_{AGND} - V_{Ref}}$$

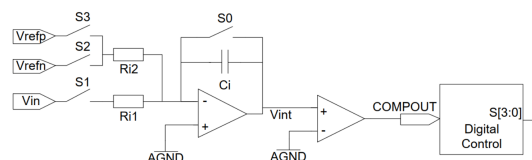
(Aus Abint.formel, Aufint.formel folgt)

$$V_{in1} = -V_{AGND} \cdot \frac{R_i \cdot C_i}{T_{int}} - \frac{T_{abint}}{T_{int}} (V_{ref} - V_{AGND}) + V_{AGND}$$

Auflösung in Volt: $\frac{1}{R_i \cdot C_i} (V_{Ref} - V_{AGND}) \cdot \frac{1}{f}$

Auflösung in Bits: $n = \log_2(\text{max Taktzyklen von Abintegration})$

3.1.2 Dual Slope für + und - Eingangsspannungen

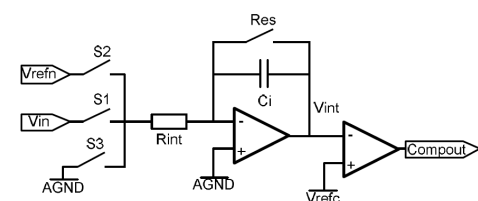


$$V_{in} = (-1)^x V_{ref} \cdot \frac{t_{abint}}{T_{int}} - V_{AGND}$$

- Auf- und Abintegration wechseln ab
- Je nach Komparator-Ausgang Compout wird nach Integrationszeit T_{int} :
 - S_2 oder S_3 geschlossen
 - positive ($x = 2$) oder negative ($x = 1$) "abintegration"
- **Formel gilt für:** $V_{ref} = V_{refp} = -V_{refn}, R_{i1} = R_{i2}$

$$V_{in} = d_{cycle} V_{ref+} + V_{refn}(1 - d_{cycle}) - 2V_{AGND}$$

3.1.3 Offsetkompensation



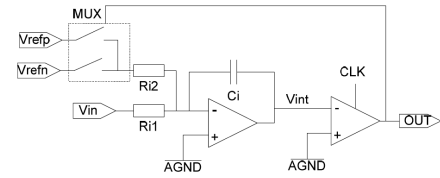
Möglichkeiten:

- 2. Referenzspannung V_{Refp} einfügen
- Die Komparator-Schwelle V_{Refc} negativ gegenüber $AGND$ verschieben
- Dem OP einen Offset in einer Richtung vorgeben, damit er max 0 sein kann.

3.2 Dual Slope Wandler vs Sigma-Delta

- Sigma-Delta Wandler integrieren (wie Dual-Slope Wandler)
- Sigma-Delta Wandler machen gleichzeitig Auf- und Abintegration
- Statt Zähler digitales Filter -> «Mittelwertbildung»
- Einfachstes Filter:
 - Mit 2 Zählern wird Mittelwert gebildet
 - 1. Zähler zählt CLK-Perioden
 - 2. Zähler zählt Perioden, in denen Komparator=1 ist

3.3 Sigma Delta Modulator



- Komparator mit Flip-Flop zur Takt-Synchronisierung
- $AGND$ als virtueller Ground betrachtet
- V_{REFP} und V_{REFN} symmetrisch um $AGND$ ($+V_{REF}$, $-V_{REF}$)
- $R_{i1} = R_{i2}$, damit wird Bereich von V_{in} zw. V_{REFP} und V_{REFN} resp. $\pm V_{REF}$
- **Wichtig:** Feedback muss tacksynchron sein & präzise Zeitbasis haben (Clock-Jitter)

$$Q_{in} = \frac{V_{in} - V_{AGND}}{R_{i1}} \cdot \frac{N}{f} \quad Q_{refp} = \frac{V_{refp} - V_{AGND}}{R_{i2}} \cdot \frac{N-n}{f} \quad Q_{refn} = \frac{V_{refn} - V_{AGND}}{R_{i2}} \cdot \frac{n}{f}$$

$$Q_{cint} = Q_{in} + Q_{refp} + Q_{refn} = 0 \Rightarrow \text{für } R_{i1} = R_{i2} \quad V_{int} = V_{AGND} - \frac{Q_{in}}{C_i}$$

$$n = \frac{V_{in} + V_{refp} - 2V_{AGND}}{V_{refp} - V_{refn}} \cdot N \quad V_{in} = \frac{n}{N} \cdot (V_{refp} - V_{refn}) - V_{refp} + 2V_{AGND}$$

$$I_{refn} \leq I_{in} \leq I_{refp} \Rightarrow R_{i1} = R_{i2} \Rightarrow V_{refn} \leq V_{in} \leq V_{refp}$$

3.4 Auswertung Sigma-Delta Variante 1

Feedback-Loop mit DAC sorgt, dass $V(C_{int})$ um 0V bleibt.

N : Takt-Zyklen vom CLK

n : Anzahl Taktperioden, wo Modulator-Ausgang = '1'

$$0 \approx Q_{cint} = N \cdot \frac{C_i}{R_{i1}} \cdot V_{in} + n \cdot \frac{C_i}{R_{i2}} \cdot V_{refp} + (N-n) \cdot \frac{C_i}{R_{i2}} \cdot V_{refn}$$

$$n = N \cdot \frac{V_{in} R_{i2} + V_{refn} R_{i1} - V_{AGND} (R_{i1} + R_{i2})}{R_{i1} (V_{refn} - V_{refp})}$$

$$V_{in} = \frac{N(V_{AGND}(R_{i1} + R_{i2}) - V_{refn} R_{i1}) + n \cdot R_{i1} (V_{refn} - V_{refp})}{N \cdot R_{i2}}$$

3.5 Auswertung Sigma-Delta Variante 2

Durch Zählen der '1' im Bitstream (n) kann V_{in} bestimmt werden: gleitender Mittelwert über N Takte

$$V_{in} = \frac{2 \cdot n - N}{N} V_{ref} + 2V_{AGND} \quad \text{mit } V_{ref} = |V_{refp}| = |V_{refn}|$$

- Je grösser N , desto höher die Auflösung
- Kurzer Beobachtungszeitraum:
 - Kleine Auflösung, schnelle Reaktion auf Signalwechsel
- Langer Beobachtungszeitraum:
 - Hohe Auflösung, langsamere Reaktion auf Signalwechsel
- Digitale Filter werden optimiert für jeweilige Anwendung

3.6 Pattern Noise

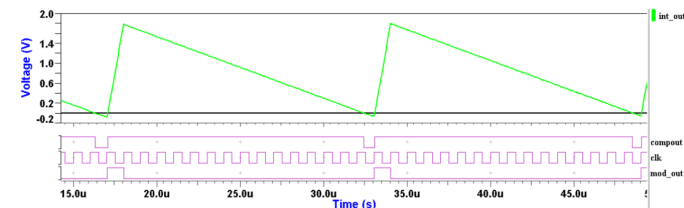
DC-Eingangsspannungen führen zu repetitiven Sequenzen am Modulator-Ausgang. D.h lange repetitive Sequenzen können nicht von Signal unterschieden werden. Dies ist vor allem ein Phänomen von Modulatoren erster Ordnung. Bei höheren Ordnungen entsteht kaum Pattern Noise.

Lösung: Sigma Delta Wandler 2. bzw. höherer Ordnung verwenden

3.7 Sigma Delta Modulator im Zeitbereich

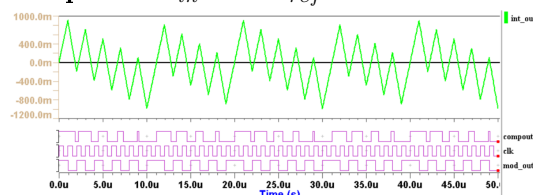
Beispiel für $V_{in} = -\frac{7}{8} V_{ref}$:

ACHTUNG: $R_{i1} = R_{i2}$ und ($V_{refp} = |V_{refn}|$ und $V_{AGND} = 0$):

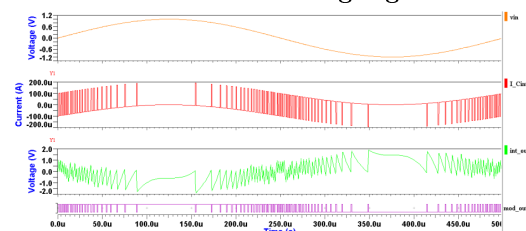


- $I_{R_{i1}} = -\frac{7}{8} \cdot \frac{V_{ref}}{R_i}$
- $I_{R_{2p}} \cdot T_{onpos} + I_{R_{2n}} \cdot (T - T_{onpos}) = I_{R_{i1}} \cdot T$
- $d_{cyc} = \frac{T_{onpos}}{T} = \frac{I_{R_{2p}} + I_{R_{2n}}}{I_{R_{2p}} - I_{R_{2n}}}$
- im Durchschnitt muss $I_{R_{i2}} = +\frac{7}{8} \cdot \frac{V_{ref}}{R_i}$ sein
- $\frac{7}{8}$ der Zeit muss MUX an V_{refp} sein zum Ausgleich $I_{R_{i1}}$
- $\frac{1}{8}$ der Zeit muss MUX abwechseln
- $\rightarrow n = 0.5 \cdot \frac{1}{8} = \frac{1}{16}$ an V_{refn} , $0.5 \cdot \frac{1}{8} + \frac{7}{8} = \frac{15}{16}$ an V_{refp}
- $n = N \cdot \frac{1}{16}$ $V_{in} = V_{ref} \cdot \frac{2 \cdot \frac{N}{16} - N}{N} = -\frac{7}{8} V_{ref}$

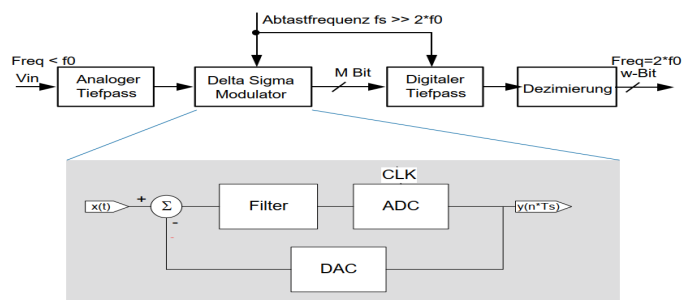
Beispiel für $V_{in} = 0.1 V_{ref}$:



Modulator mit Sinus-Eingang



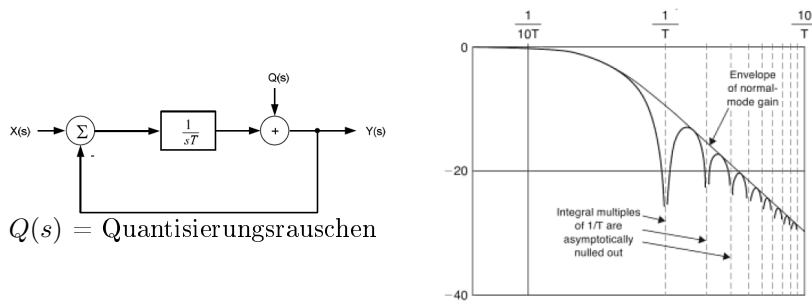
3.8 Sigma Delta Wandler Aufbau



3.9 Sigma Delta Wandler 1. Ordnung

- ADC ist Komparator $\Rightarrow$ ist nichtlinear
- DAC oft nur 1 Bit $\Rightarrow$ perfekt linear
- SNR Erhöhung durch Oversampling (3dB pro Oktave)
- SNR Erhöhung durch Noiseshaping (6dB pro Oktave, da Hochpass 1. Ordnung)
- immer stabil, da System 1. Ordnung (1 Integrator)
- **Nachteil:** Pattern Noise

3.10 Sigma Delta Wandler im Frequenzbereich



Signalübertragungsfunktion

$$Y(s) = [X(s) - Y(s)] \cdot \frac{1}{s \cdot T}$$

$$H_s(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot T}$$

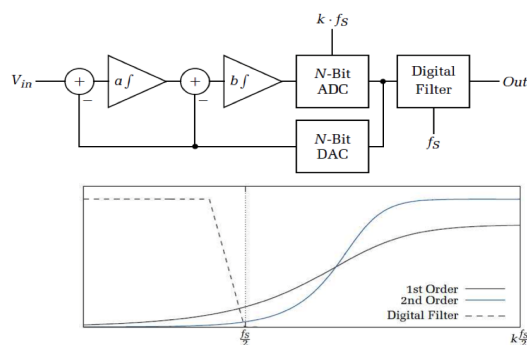
Noise-Übertragungsfunktion

$Q(s)$ ist signal-abhängig & nicht weiss!

$$Y(s) = -Y(s) \frac{1}{s \cdot T} + Q(s)$$

$$H_n(s) = \frac{Y(s)}{Q(s)} = \frac{s \cdot T}{1 + s \cdot T}$$

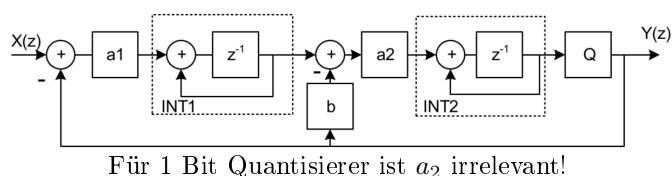
3.10.1 Sigma Delta Wandler 2. Ordnung



Achtung: Modulator nur ca. 80% aussteuern

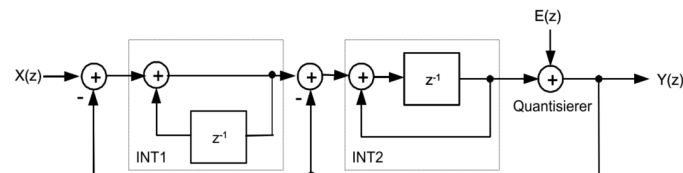
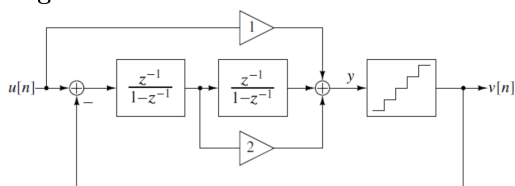
- 2 Integratoren: für Signal ist dies Tiefpass 2. Ordnung
- Rauschen wird mit Hochpass 2. Ordnung gefiltert, d.h. stärker unterdrückt im Sig.Band
- N-Bit-Wandler für $N > 1$ sind möglich, aber aufwändig
- Wandler höherer Ordnung als 2 sind schwierig zu stabilisieren

Booser Wooley:



Für 1 Bit Quantisierer ist a_2 irrelevant!

Silva Steensgard:



$$Y(z) = z^{-1} \cdot X(z) + E(z) \cdot (1 - 2 \cdot z^{-1} + z^{-2})$$

$$Y(z) = z^{-1} X(z) + E(z) \cdot (1 - z^{-1})^2$$

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a_1 \cdot a_2 \cdot z^{-2}}{D(z)}$$

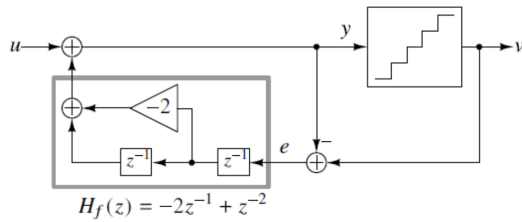
$$\frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{(1 - z^{-1})^2}{D(z)}$$

$$D(z) = 1 + z^{-1}(b \cdot a_2 - 2) + z^{-2}(1 + a_1 \cdot a_2 - b \cdot a_2)$$

$$V(z) = U(z) + (1 - z^{-1})^2 E(z)$$

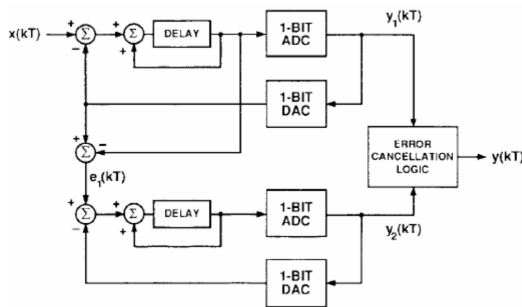
Error Feedback Struktur:

Quantisierungsfehler wird zurückgekoppelt $\Rightarrow$ Differenzbildung muss sehr präzise sein. Daher **nicht geeignet** für analoge Modulatoren

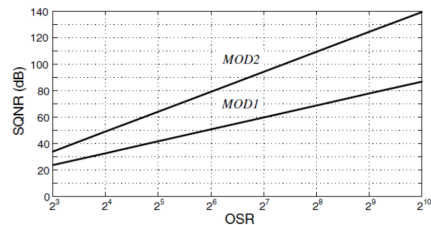
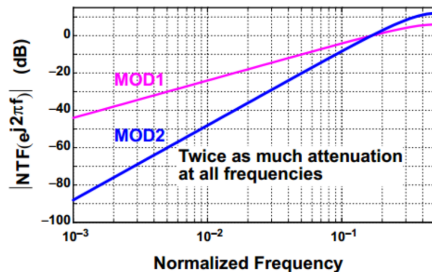


$$Y(z) = U(z) + E(z) \cdot (1 - H_f \cdot e(z))$$

$$\frac{Y(z)}{E(z)} = (1 - z^{-1})^2 = 1 - H_f \cdot e(z)$$

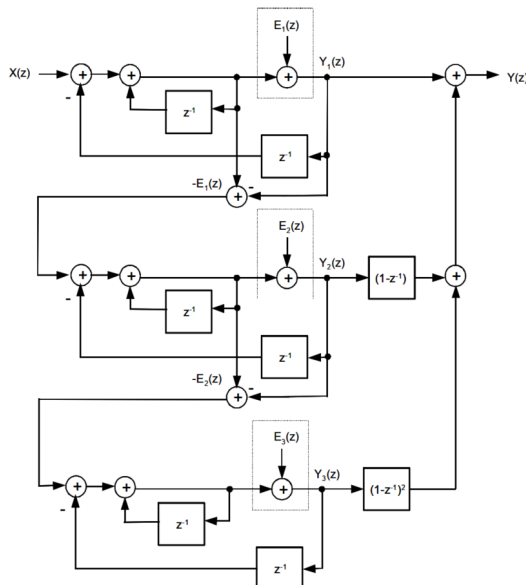
Kaskadierte Modulatoren:

Sicher Stabil, da jeweils nur System 1. Ordnung
2. Modulator erhält als Eingangssignal Quantisierungsfehler vom 1. Modulator

Noise:

Theoretical SQNR versus OSR for MOD1 and MOD2 with a two-level ($M=1$) quantizer

$$n_0 \approx \frac{q}{\sqrt{12}} \cdot \frac{\pi^2}{\sqrt{5}} \cdot \left(\frac{2f_0}{f_s}\right)^{\frac{5}{2}}$$

3.10.2 Sigma Delta Wandler 3. Ordnung**MASH Struktur:**

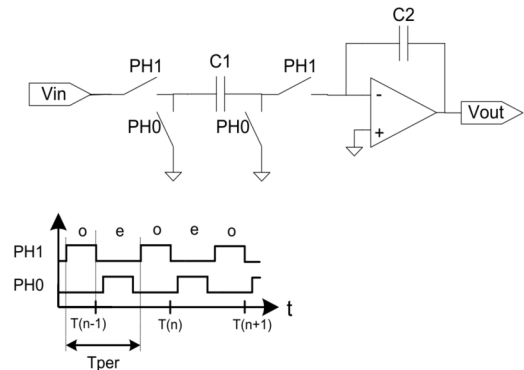
$$H_{E_3}(z) = (1 - z^{-1})^3 \cdot E_3(z)$$

$$n_0 \approx \frac{q}{\sqrt{12}} \cdot \frac{\pi^3}{\sqrt{7}} \cdot \left(\frac{2f_0}{f_s}\right)^{\frac{7}{2}}$$

3.11 Zeitsdiskreter Sigma Delta Wandler

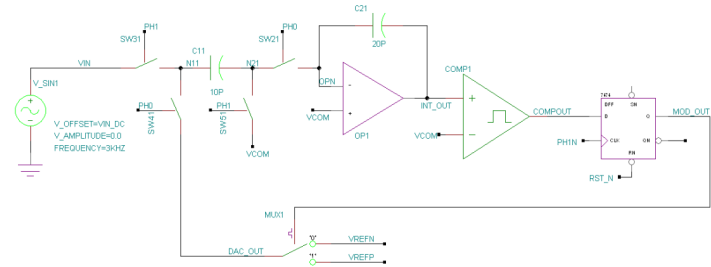
Switched Cap Integrator

$V_{out_o}(z) = z^{-1}V_{out}(z) - \frac{C_1}{C_2}V_{in}$

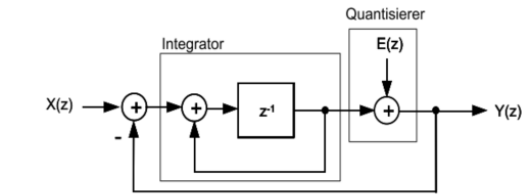


- Zeitkontinuierliche Modulatoren brauchen sehr präzise Zeitbasis
- zeitsdiskrete Modulatoren sind einfacher
- Jitter (Zittern der CLK-Flanken) reduziert Performance
- Rückkopplungs-Ladung muss genau bekannt sein
- Beeinflusst direkt ADC-Genauigkeit

zeitdiskreter Modulator in Switched Capacitor Technik:



Zeitsdiskreter Modulator 1. Ordnung

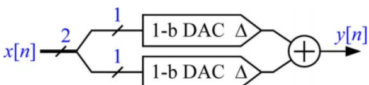


$Y(z) = z^{-1}X(z) + E(z)(1 - z^{-1})$
 $Q(z) = E(z) \cdot (1 - z^{-1})$

3.11.1 Multibit Modulatoren

- 20 Bit Sigma-Delta ADCs benötigen Linearitätsfehler < 1ppm
 - 3-Level DAC muss Matching besser als 0.01% aufweisen für Verzerrung (90dBc)
 - DAC kann kalibriert werden: ist aber aufwändig
- Algorithmen zur Verbesserung der Linearität:**
- Random DAC Elemente aktivieren
 - Data Weighted Averaging (DWA): periodische Rotation der DAC's
 - Pseudo DWA: aperiodische Rotation der DAC's

3-Level DAC



DAC mit 3 Stufen hat in $y(x)$ quadratischen Term
⇒ quadritischer Term erzeugt Harmonische

3.11.2 Digitales Filter

Der Modulator generiert am Ausgang hohe Frequenzen, die gefiltert und auf die Nyquist-Frequenz herunter-dezimiert werden sollten

Aufgaben:

- Reduktion des Rauschens
- Erhöhung der Auflösung
- Reduktion der Sample Rate
- Reduktion Daten-Redundanz

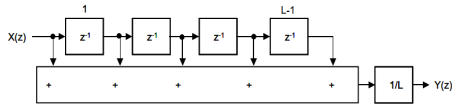
Kamm- / Mittelwertfilter

$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} z^{-l}$

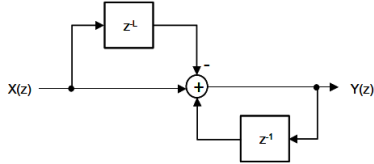
Notches bei

$\frac{n \cdot f_s}{L}$

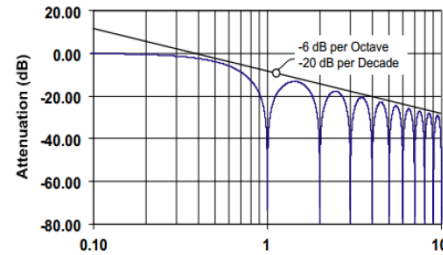
FIR-Struktur



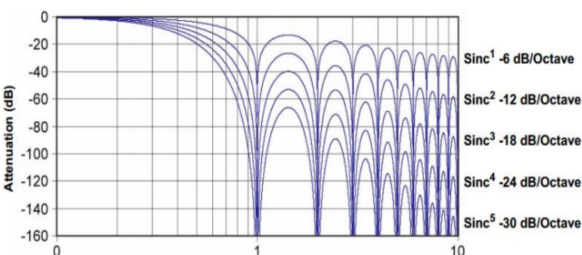
IIR-Struktur



Frequenzgang Kammfilter



Frequenzgang kaskadierte Kammfilter



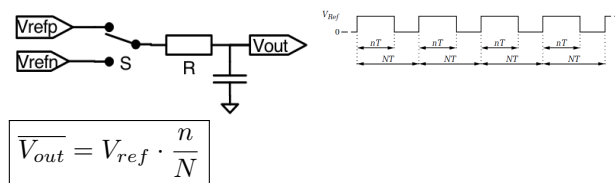
Einstufige Kammfilter (CIC) Filter



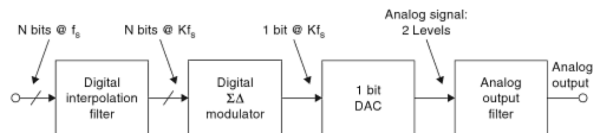
Mehrstufige Kammfilter (CIC) Filter



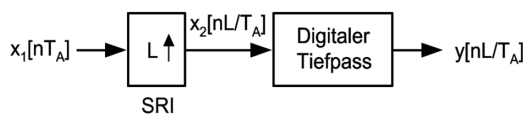
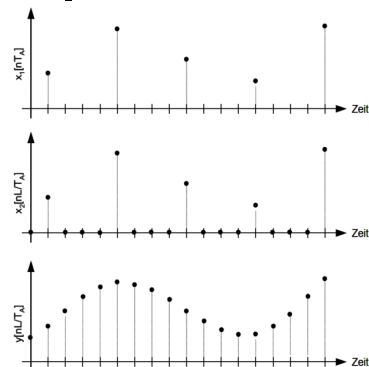
3.11.3 PWM-DAC



Sigma-Delta DAC



Interpolationsfilter

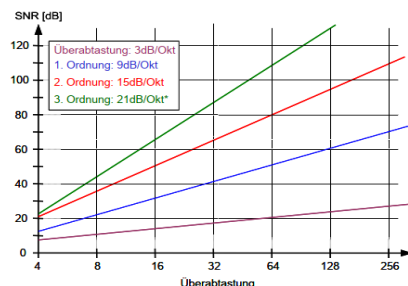


- erhöht Bit-Rate eines Digitalsignal um Faktor $L = OSR$
- 1. Phase: Zero Padding
- 2. Phase: neues Signal wird digital Tiefpass gefiltert

3.12 Dynamikbereich

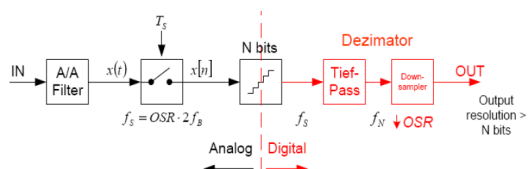
3.12.1 Dithering

Ein Signal kann über Mittelwertbildung höher aufgelöst werden, wenn es mit Rauschen überlagert ist. Die Auflösung wird gegen Bandbreite „eingetauscht“ (Die Rauschleistung wird auf die Bandbreite aufgeteilt, dadurch ist nur noch ein kleiner Rauschanteil im Signalband).



3.12.2 Oversampling

- Oversampling ermöglicht einfacheres Anti-Aliasing Filter
- Das Quantisierungsrauschen über einen grösseren Frequenzbereich verteilt.
- Da die Rauschleistungsdichte ($= q^2/12$) konstant ist, wird durch eine grössere Bandbreite die Rauschleistungsdichte kleiner.
- Geschwindigkeit wird gegen Auflösung getauscht



$$\text{Over Sampling Ratio: } OSR = \frac{f_s}{2 \cdot f_B}$$

- Quantisierer mit geringer Auflösung (N Bits)
- Dezimierer (Mittelwertbildung) erhöht Auflösung und reduziert Bandbreite
- Downsampler: Ausgang ändert mit f_N
- SNR-Erhöhung durch Oversampling (3dB pro Oktave)
- SNR-Erhöhung durch Noise Shaping (6dB pro Oktave und Filterordnung, wie Hochpass)

f_s : Sampling-Frequenz

f_B : Bandbreite Eingangssignal

Signal to Noise Ratio:

ohne Überabtastung	mit Überabtastung
$SNR_{dB} = 1.76dB + N \cdot 6.02dB$	$SNR_{dB} = 1.76dB + N \cdot 6.02dB + 10 \cdot \log_{10}(OSR)$ (M: Modulatoren Ordnung für 1 Bit Wandler) $SNR_{dB} \approx 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{2M+1}{\pi^{2M}} \cdot OSR^{2M+1} \right)$

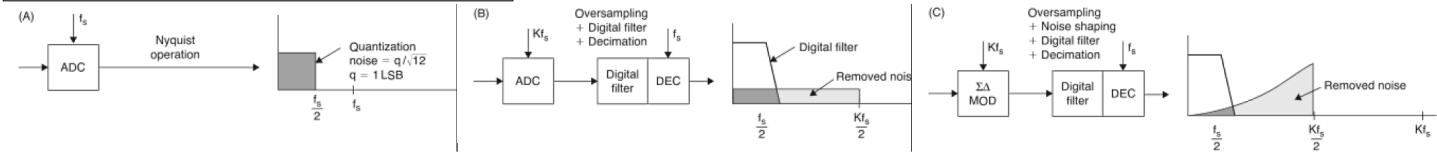
SNR to # Bit: $N = \log_2 \left(10^{\frac{SNR}{20}} \right)$

3.12.3 Noise Shaping

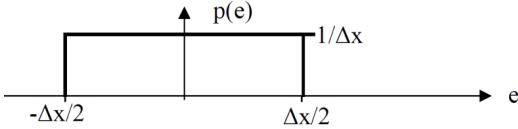
Prinzip Sigma-Delta Modulator:

Nicht nur Überabtasten und Rauschen gleichmässig verteilen sondern Rauschleistungsdichte "formen". Verschieben in Frequenzbereiche, die vom Dezimationsfilter unterdrückt werden können

SNR: $+6dB \cdot M$ pro Oktave (pro Ordnung)



Quantisierungsfehler: Quantisierungsfehler im Bereich $-\frac{\Delta x}{2} \leq e(n) \leq \frac{\Delta x}{2}$ treten gleichverteilt auf.



$$S = E\{x^2\} = \int_{x=-\infty}^{\infty} p(x)x^2 dx = \int_{x=-\frac{\Delta x}{2}}^{\frac{\Delta x}{2}} \frac{1}{\Delta x} e^2 de$$
$$S = \frac{1}{\Delta x} \left[\frac{e^3}{3} \right]_{\frac{\Delta x}{2}}^{-\frac{\Delta x}{2}} = \frac{\Delta x^2}{12}$$

3.12.4 Effektive Bit-Zahl (ENOB)

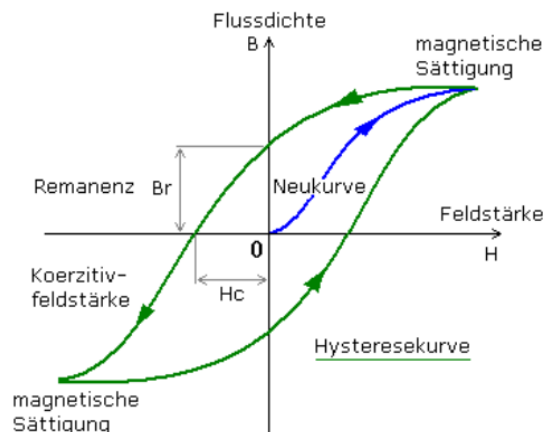
Signal to Noise and Distortion: $SINAD = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{signal} + P_{noise} + P_{distortion}}{P_{noise} + P_{distortion}} \right)$

Effective Number of Bits: $ENOB = \frac{SINAD - 1.76}{6.02}$

4 Induktive- und Magnetfeldsensoren

4.1 Formel von Magnetfeldern

Ampèresches Gesetz	$\oint_{C=\partial A} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_A \left(\mathbf{J}_{frei} + \frac{d\mathbf{D}}{dt} \right) \cdot d\mathbf{s}$
Mag Feldstärke langer Leiter	$H = \frac{I}{2\pi \cdot r}$
Magnetische Flussdichte	$\mathbf{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \mathbf{H}$
Magnetischer Fluss	$\Phi = \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s}$
Magnetischer Widerstand	$R_m = \frac{l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A}$
Induktivität	$L = \frac{N^2}{R_m}$
Induzierte Spannung	$u(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = \int_A \frac{N \cdot \mathbf{I}}{l} \cdot d\mathbf{s} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot A}{l} \cdot \frac{di}{dt}$
Lorentz Kraft	$\mathbf{F}_L = \mathbf{F}_A + \mathbf{F}_C = q(\mathbf{E} + \mathbf{q} \times \mathbf{B}) = Q \cdot (\mathbf{v} \times \mathbf{B})$
Magnetische Energie	$E_{mag} = \frac{L \cdot I^2}{2} = \frac{1}{2} \int \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \cdot dv$



4.1.1 Magnetische Materialien

Diamagnetische Materialien

- Entwickeln induziertes Magnetfeld **entgegengesetzt** zum Äusseren Magnetfeld
- Schwächen somit das Magnetfeld
- Permeabilität nahe 1
- Wasser, Stickstoff, Aluminium, Kupfer, Gold

Paramagnetische Materialien

- Magnetisierung folgt dem äusseren Feld
- Magnetfeld im inneren ist stärker als ausserhalb
- Haben die Tendenz in ein Magnetfeld hineingezogen zu werden
- Ohne äusseres Magnetfeld zeigen sie keine Magnetische Ordnung
- Permeabilität nahe 1
- Magnesium, Lithium, Tantal

Ferromagnetische Materialien

- Permeabilität zwischen 10 und 10000
- Besitzen endliche Anzahl von kleinsten Elementarladungen (weissche Bezirke)
- Unmagnetisiert sind diese willkürlich angeordnet
- Gegen aussen ist die Magnetwirkung null
- Richten sich durch ein äusseres Magnetfeld aus, wodurch Material magnetisiert wird
- **Hartmagnetisch** = Nach Magnetisierung von aussen ist Material immer noch magnetisiert
- **Weichmagnetisch** = Nach Magnetisierung von aussen ist Material nicht mehr magnetisiert
- Besitzen eine Hysterese

4.2 Funktionsweise induktiver Sensoren

Variante 1

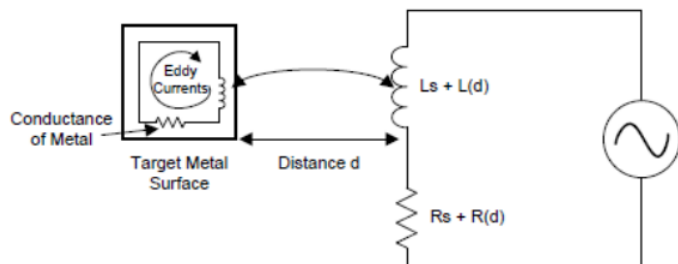
- **Erzeugung von Wirbelströmen**
- Sensor erzeugt mittels **Schwingkreis** ein elektromagnetisches Feld
- Elektromagnetisches Material erzeugt im nahen elektrischen leitenden Material **Wirbelströme**
- Die Amplitude des Schwingkreises verändert sich durch die Wirbelstromverluste

Variante 2

- **Induktivitätsänderung**
- Ein **Taucher** (=beweglicher Eisenkern) taucht in eine Spule ein
- Durch die Eintauchtiefe des Ankers in die Spule ändert sich der magnetische Widerstand und damit die Induktivität des Sensors

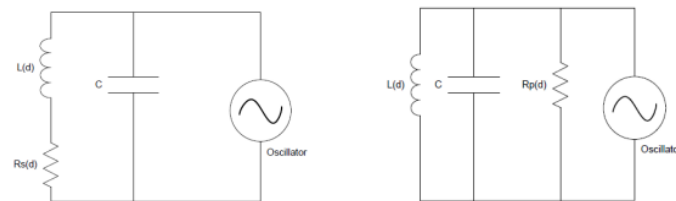
4.3 Induktive Näherungs-Sensoren

4.3.1 Modellierung induktiver Sensoren



- Wirbelströme im Target können modelliert werden mit Transformator
- Wirbelströme sind eine Funktion in Abhängigkeit der Distanz und des Leitermaterials
- Kopplung der Spulen wird eine Funktion in Abhängigkeit der Distanz und des Leitermaterials
- Damit verändern sich auch die Eigenschaften der Primärspule

4.3.2 Auswertung induktiver Sensoren

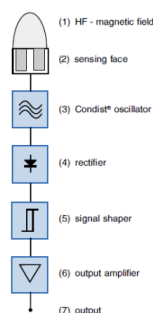


- RLC-Schwingkreis kann bei Konstanter Kapazität die Induktivität bestimmt werden
- (+) Frequenzmessung benötigt wesentlich weniger Energie als reine Induktivitätsmessung
- Verlustleistung ist nur abhängig von R_p oder R_s

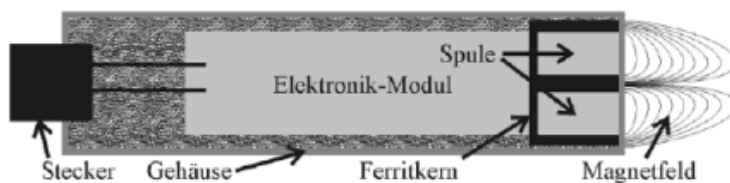
$$R_p = R_s \cdot (1 + Q^2) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{L}{C}$$

$$R_s = \frac{1}{R_p} \cdot \frac{L}{C}$$

4.4 Induktiver Näherungssensor

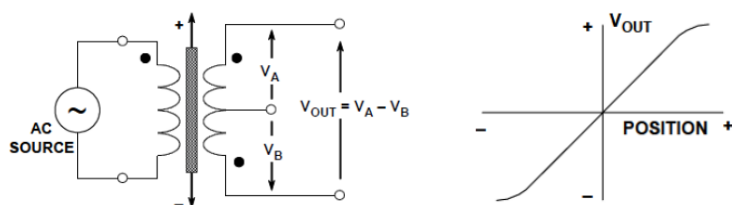


- Oszillator mit einer Kapazität und einer Induktivität
- Magnetfeld wird verändert, wenn ein leitendes Material in der Nähe ist



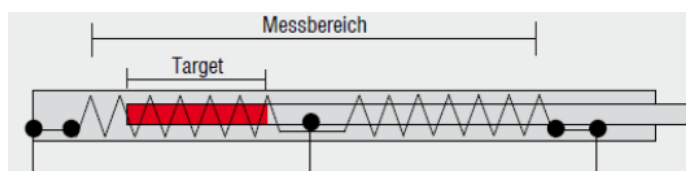
4.5 Induktive Wegsensoren

4.5.1 Messprinzip LVDT



- Anregung mit Wechsignal auf der Primärseite
- Ferritkern ist in Ruheposition in der Mitte der Sekundärspulen
- Da die Sekundärspulen antiparallel sind, wird $V_{out} = 0$
- Wird Ferritkern im Trafo verschoben, ändert sich die Amplitude von V_{out}
- Ausgangsdifferenzsignal ist proportional zur Auslenkung

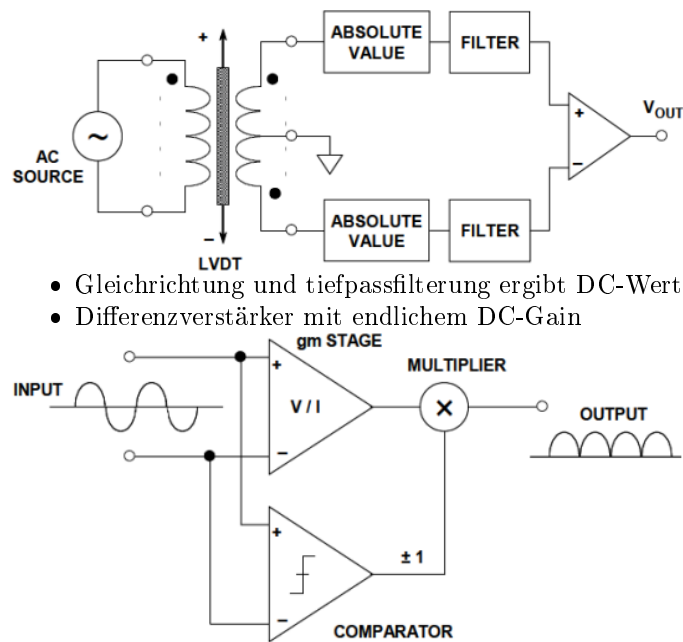
4.5.2 Induktive Halbbrücken



$$L = f \cdot \frac{\mu_0 \mu_r A_n N^2}{l}$$

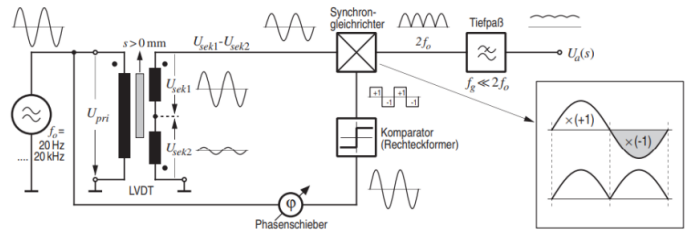
- l = Länge
- A_n = Querschnitt
- N = Anzahl Windungen
- f = Spulenformfaktor $\in (0; 1)$

4.5.3 Auswertungsmethoden



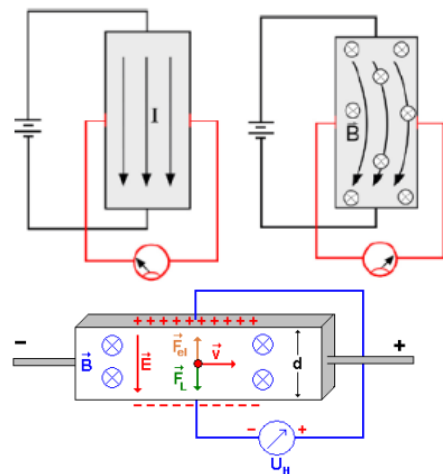
- Gleichrichtung und tiefpassfilterung ergibt DC-Wert
- Differenzverstärker mit endlichem DC-Gain

- Messung der Amplitude mit Gleichrichtung und Tiefpassfilterung
- Multiplizierer = Synchron-Gleichrichter



- Phasenschieber, mit welchem nur der induktive Anteil gemessen wird
- Resistiver Anteil wird kompensiert

4.6 Hallsensoren



- Im homogenen Leiter fließt Strom gleichmässig verteilt
- Kein Spannungsunterschied quer zum Stromfluss
- Bei angelegtem Magnetfeld wirkt zusätzlich zur Spannung die Lorentzkraft auf Ladungsträger
- Die gesamte Kraft auf Ladungsträger

$$\mathbf{F} = q_0 \mathbf{E} + q_0 \mathbf{v} \times \mathbf{B}$$

- Ladungsträger werden abgelenkt
- Dies erzeugt eine Spannung zwischen den Elektroden
- Elektrisches Feld baut sich auf, welches zur Stromrichtung und zum Magnetfeld senkrecht steht und das die auf die Elektronen wirkende Lorentzkraft kompensiert
- Es entsteht eine **Hall-Spannung**

$$U_{Hall} = A_H \cdot \frac{I \cdot B}{d} \quad \text{mit} \quad A_{Hall} = \frac{1}{n \cdot q}$$

- A_H ist die Hall-Konstante = Ladungsträgerdichte n mal die Ladung q eines Ladungsträgers
- d ist die Dicke der Probe

4.7 Magnetoresistive Sensoren

4.7.1 Magnetic Dependent Resistor (MDR)

- In der Platte Kurzschlussbrücken aus Nickelantimonium (NiSb)
- Kurzschlussbrücken haben höhere Leitfähigkeit als die Platte
- Elektronen verteilen sich homogen vor dem nächsten Plattenabschnitt
- Ohne äusseres Magnetfeld hat die Platte nur einen Grundwiderstand
- Mit äusserem Magnetfeld werden die Elektronen abgelenkt
- Damit wird der Widerstand grösser

$$R(B) = R_0(1 + (\mu B)^2)$$

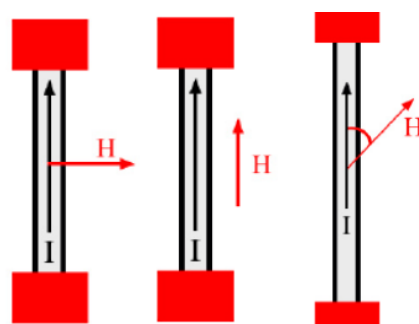
- Antimon ist giftig
- Herstellung der Sensoren ist aufwändig

4.7.2 Anisotrope Magnetoresistive Sensoren (AMR)

- Tritt in Materialien auf, die eine eigene Magnetisierung aufweisen
⇒ Ferromagnetische Materialien
- Dünne Schicht aus Pormalloy (= Legierung aus Nickel und Eisen)
- Minimaler Widerstand, wenn Magnetfeld um 90° verschoben zum Stromfluss
- Maximaler Widerstand, wenn Magnetfeld in Richtung zum Stromfluss

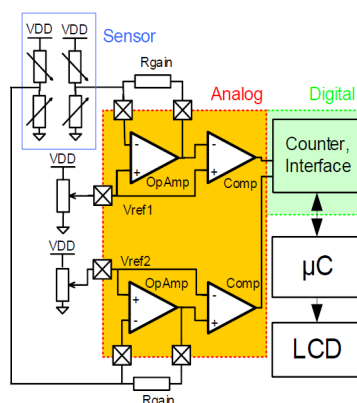
$$\rho(\theta) = \rho_{\perp} + (\rho_{\parallel} - \rho_{\perp}) \cdot \cos^2(\theta)$$

- Sensoren aus schmalen Streifen von Permalloyschichten
- Sensoren werden geschaltet als Wheatstone-Brücke
- Feldstärken bis $10 \frac{mA}{m}$ detektierbar



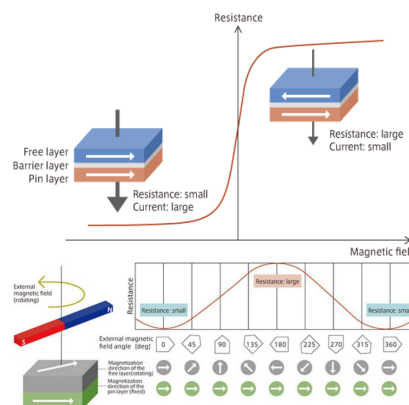
4.7.3 Auswertung von AMR-Sensoren

- Einfachste Schaltung mit Low Power ASIC
- Da periodisches Signal wichtig ist, darf keine Periode verloren gehen
- Mit Komparator, Quadranten und oder Periodenzähler
- System mit einem ASIC, μC , LCD

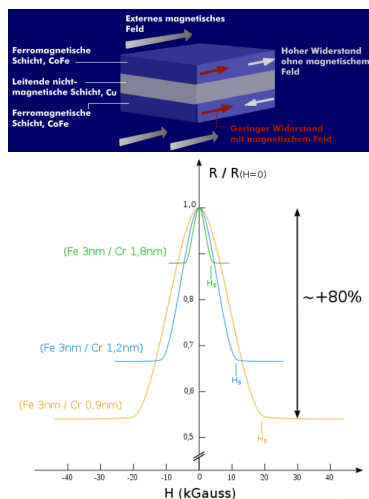


4.7.4 TMR-Sensor

- Zwei Ferromagnete, getrennt durch dünne Isolation
- Barrier Layer: Isolationsschicht einige Nanometer dick
- Ähnlich GMR, aber: Elektronen tunneln durch Barrier Layer
- Gleich ausgerichtetes Magnetfeld erzeugt eine grössere Wahrscheinlichkeit für tunnelnde Elektronen
- Ungleich ausgerichtetes Magnetfeld erzeugt kleinere Wahrscheinlichkeit für tunnelnde Elektronen
- Magnetisierung obere Layer wird beeinflusst von externem Magnetfeld, untere bleibt konstant
- Stromfluss vertikal, Widerstand abhängig von Magnetfeld-Richtungen



4.7.5 GMR-Sensor



- Giant Magnetoresistance (= GMR)
- Effekt entsteht in Strukturen die aus abwechselnden, magnetischen und nichtmagnetischen Schichten bestehen
- Weil Streuung von Elektronen an Grenzflächen abhängig vom Spin ist
 - Quantenmagnetischer Effekt
 - Streuung ändert Widerstand resp. Magnetfeld ändert Widerstand
- Aufbau eines GMR-Sensors:
 - Dünne Schichten (nm)
 - Abwechselnd magnetische und nichtmagnetische Schicht
- **Anwendung:**
- Messung von Magnetfeldern, Nachweis von schwachen Magnetfeldern, Drehzahlmesser, Festplatten

4.7.6 Vergleich AMR, TMR, GMR und Hall

	AMR	GMR	TMR	Hall
$\Delta R/R$	o	+	++	-
Empfindlichkeit	+	+	+	-
Signal/Rauschen	++	o	o	-
Bandbreite	++	+	+	-
Leistungsaufnahme	o	+	++	-
Temperaturstabilität	+	++	++	-
Hysterese	++	o	o	++
Strahlungsresistenz	+	+	+	-
Miniaturisierbarkeit	o	+	++	-

4.8 Induktive Durchfluss Sensoren

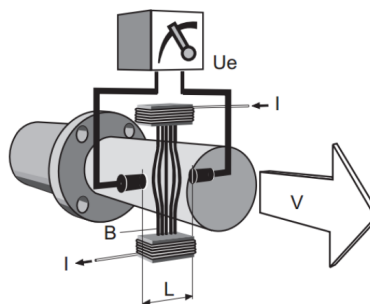
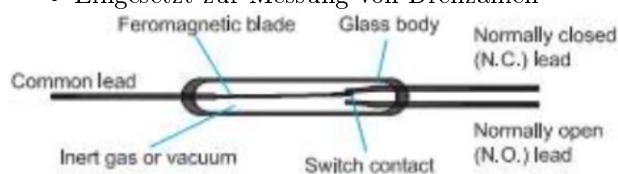
- Ein fließendes Medium ist auch eine Art bewegter Leiter
- Auf bewegte Ladung wirkt im Magnetfeld die Lorentzkraft
- Ladungsträger werden abgelenkt
- Es entsteht eine Spannung
- Daraus folgt: Spannung ist proportional zur Durchflussgeschwindigkeit v
- Spannung wird über zwei Messelektroden gemessen
- Durchflussvolumen wird errechnet mit Rohrquerschnitt
- Magnetisches Feld wird durch einen geschalteten Gleichstrom wechselnder Polarität erzeugt

$$U_e = B \cdot L \cdot v$$

$$Q = A \cdot v$$

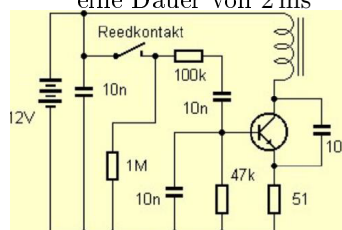
4.8.1 Magnetischer Schalter (Reed Schalter / Reed Relais)

- Kontakterzeugung aus Eisen-Nickellegierung, die durch ein Magnetfeld aktiviert werden
- Reedsensoren oder Reed-Relais
- Bei hohem Magnetfeld wird Zunge ausgelenkt
- Eingesetzt zur Messung von Drehzahlen



4.8.2 Drahtloser Velocomputer

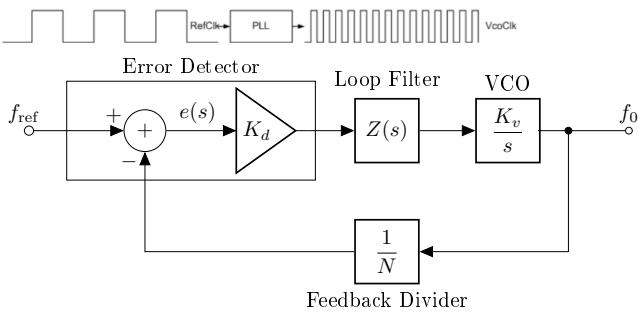
- Eingesetzt zur Messung von Drehzahlen (Velo)
- Schaltung mit Ferritstab (Sender)
- LC-Oszillator mit einem Transistor
- Reedkontakt zum Einschalten
- Magnet an der Speiche und Fotobatterie mit 12V
- Das Sendesignal hat eine Frequenz von 20 kHz und eine Dauer von 2 ms



5 PLL (Phase Locked Loop)

5.1 PLL Anwendungen

Frequenz-Synthese



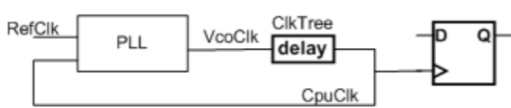
Clock Extraktion aus Daten-Stream



Skew Eliminierung Referenz Clock Clean-Up



Skew Eliminierung (Zeitdifferenz zweier Signale)

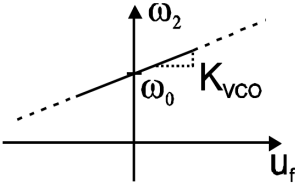


5.1.1 VCO (Voltage Controlled Oscillator)

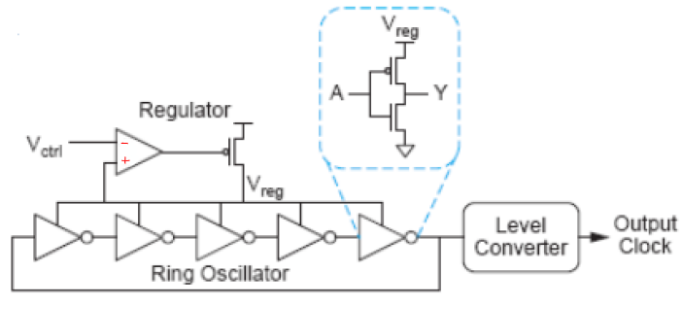
$$\omega_2 = \omega_0 + K_{VCO} \cdot u_f(t)$$

Phase am Ausgang:
$$\varphi_2(t) = \int_{t_0}^t \omega_0 + K_{VCO} \cdot u_f(\tau) d\tau$$

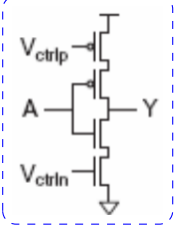
$$\varphi_2 \text{ --- } \bullet \Phi_2 = \frac{K_{VCO}}{s} \cdot U_f(s)$$



Ring Oszillator als VCO



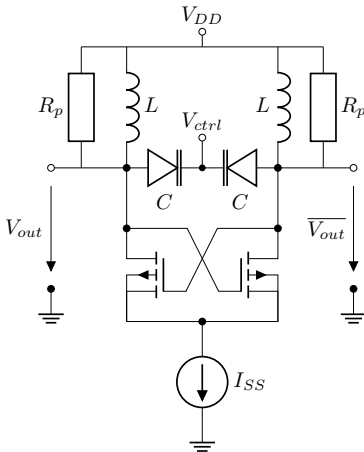
Alternative mit
grösserem linearen
Bereich:



$$f_{osc} = \frac{1}{2n \cdot t_g}$$

n : Anzahl Inverter
 t_g : Propagation-Delay
(abhängig von Temperatur,
 V_{DD} , Technologie)

LC-Oszillator mit Varaktor-Diode

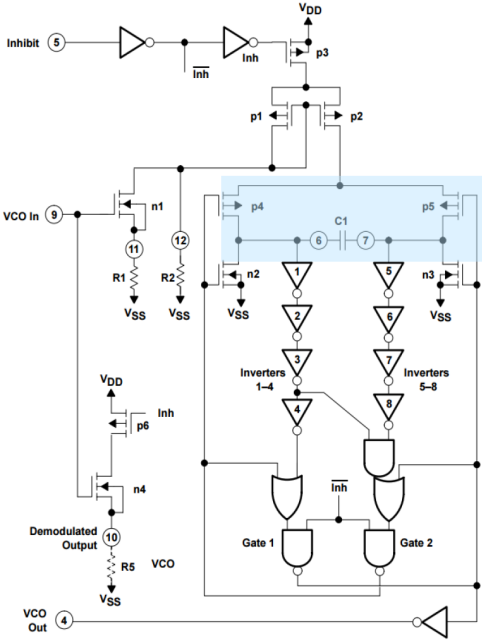


$$f_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC_D}}$$

Bedingung: $V_{ctrl} > V_{DD}$ und $g_m R_P > 1$

$$C_D(V_{SP}) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_{SP}}{\Phi}\right)^m}$$

VCO im PLL-IC 4046



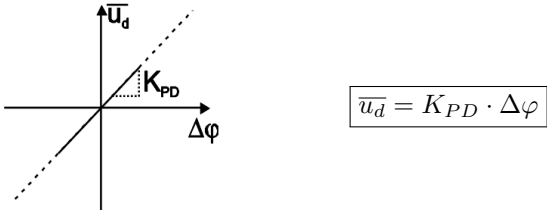
- VCO_{in} steuert $I(R_1)$
- $I(R_1) + I(R_2)$ wird gespiegelt in $P2$
- C_1 wird mit $I(R_1) + I(R_2)$ geladen
- Komparatoren als einfache Inverter 1 und 5
- **Nachteil:** VCO hat grosse Toleranzen
- **Vorteil** Regelkreis kompensiert diese Toleranzen

5.2 Phasendetektoren

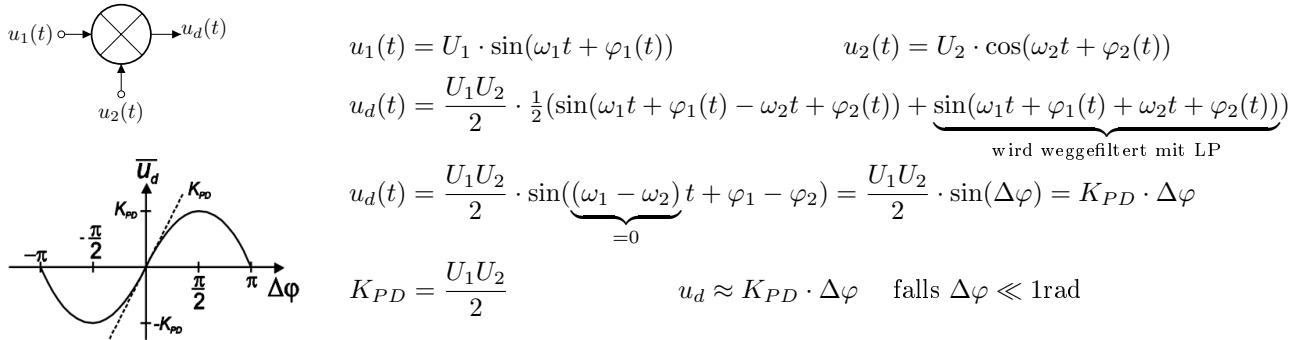
5.2.1 Aufgabe

- vergleichen die Phasen der Eingangssignale
- erzeugen mit Loop-Filter Steuersignal von VCO
- d.h. ob Frequenz erhöht oder reduziert werden soll

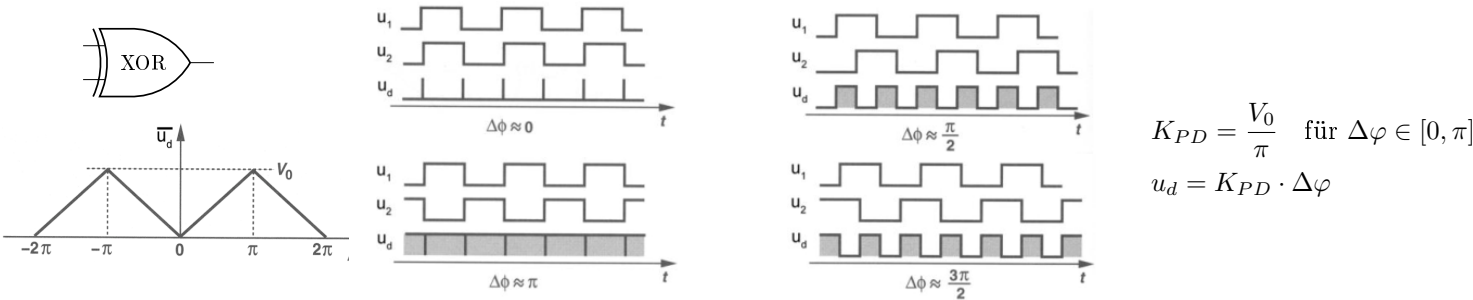
5.2.2 Ideale Charakteristik



5.2.3 Analoger Multiplizierer als Phasendetektor

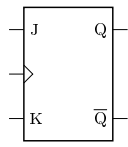


5.2.4 XOR als Phasendetektor

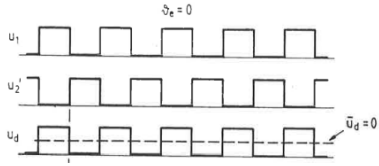


5.2.5 JK Flipflop als Phasendetektor

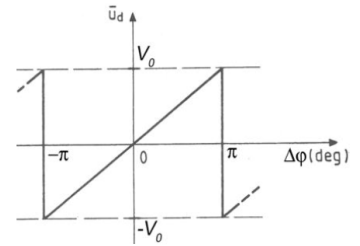
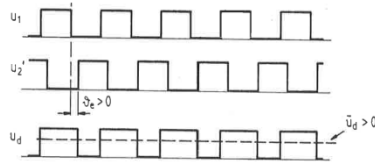
regelt auf 180° Phasenverschiebung



Signale gegenphasig:



u_2 verspätet:

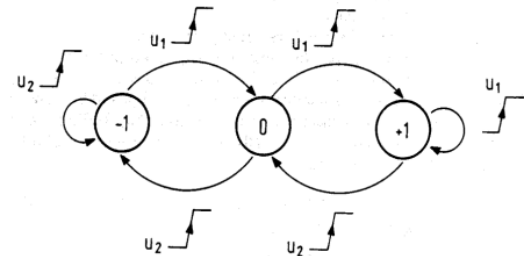
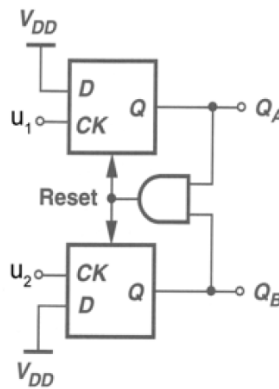


$$u_d = K_{PD} \cdot \Delta\varphi \quad K_{PD} = \frac{V_0}{\pi} = \frac{V_{DD}}{2\pi} \quad \text{für } \Delta\varphi \in [-\pi, \pi]$$

5.3 Phasen- Frequenzdetektor PFD

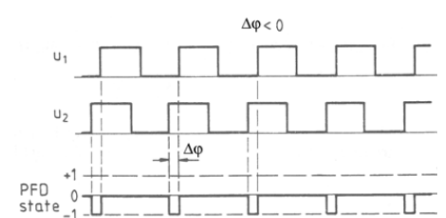
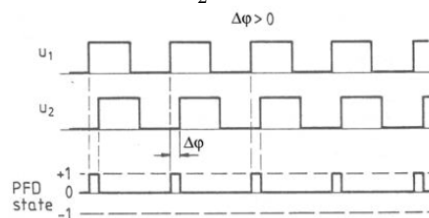
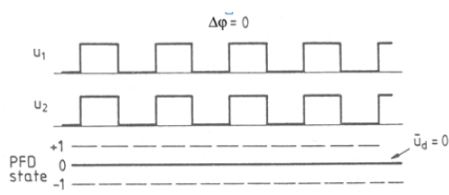
2 D-Flipflops

- 3 Zustände: '-1', '1', '0'
- $Q_A = Q_B = '0'$: Zustand = 0
- $Q_A = '1'$, $Q_B = '0'$: Zustand = +1
- $Q_A = '0'$, $Q_B = '1'$: Zustand = -1



5.3.1 als Phasendetektor

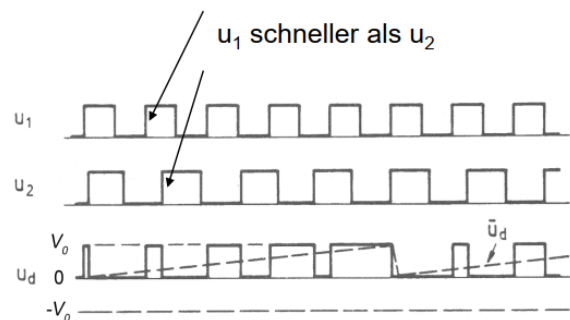
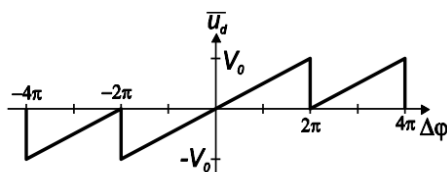
PFD regelt auf 0° Phasenverschiebung $u_d = 0$ (entspricht $\frac{V_{DD}}{2}$)



5.3.2 als Frequenzdetektor

PFD regelt zuerst die Frequenz, erst danach die Phase

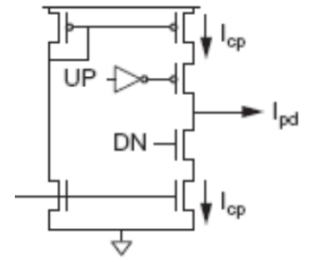
$$K_{PD} = \frac{V_0}{2\pi} = \frac{V_{DD}}{4\pi} \quad \Delta\varphi \in [-2\pi, 2\pi]$$



5.3.3 Ladungspumpe statt Spannungsausgang

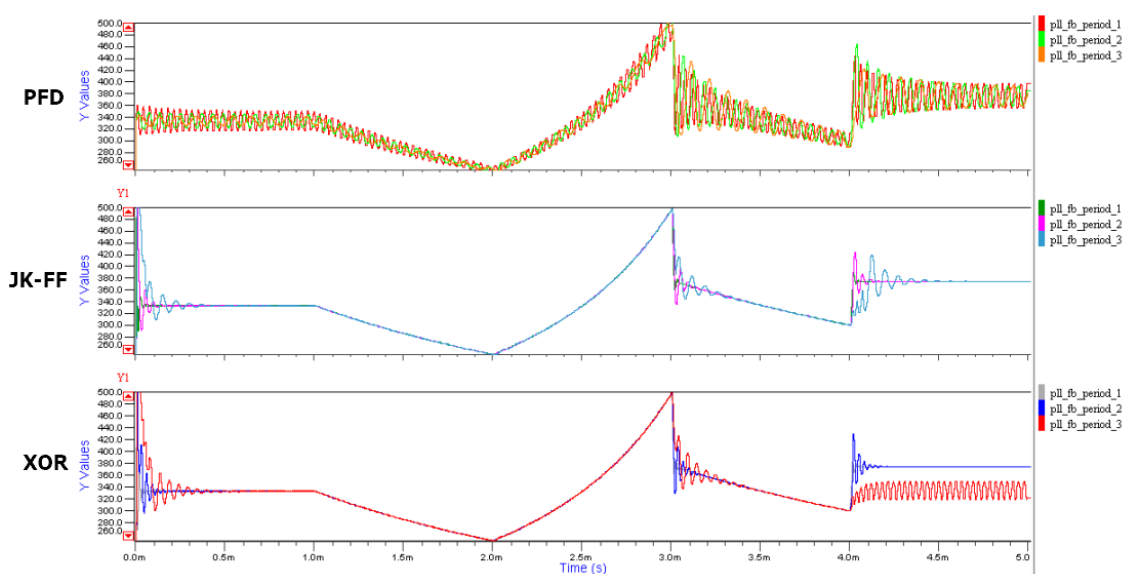
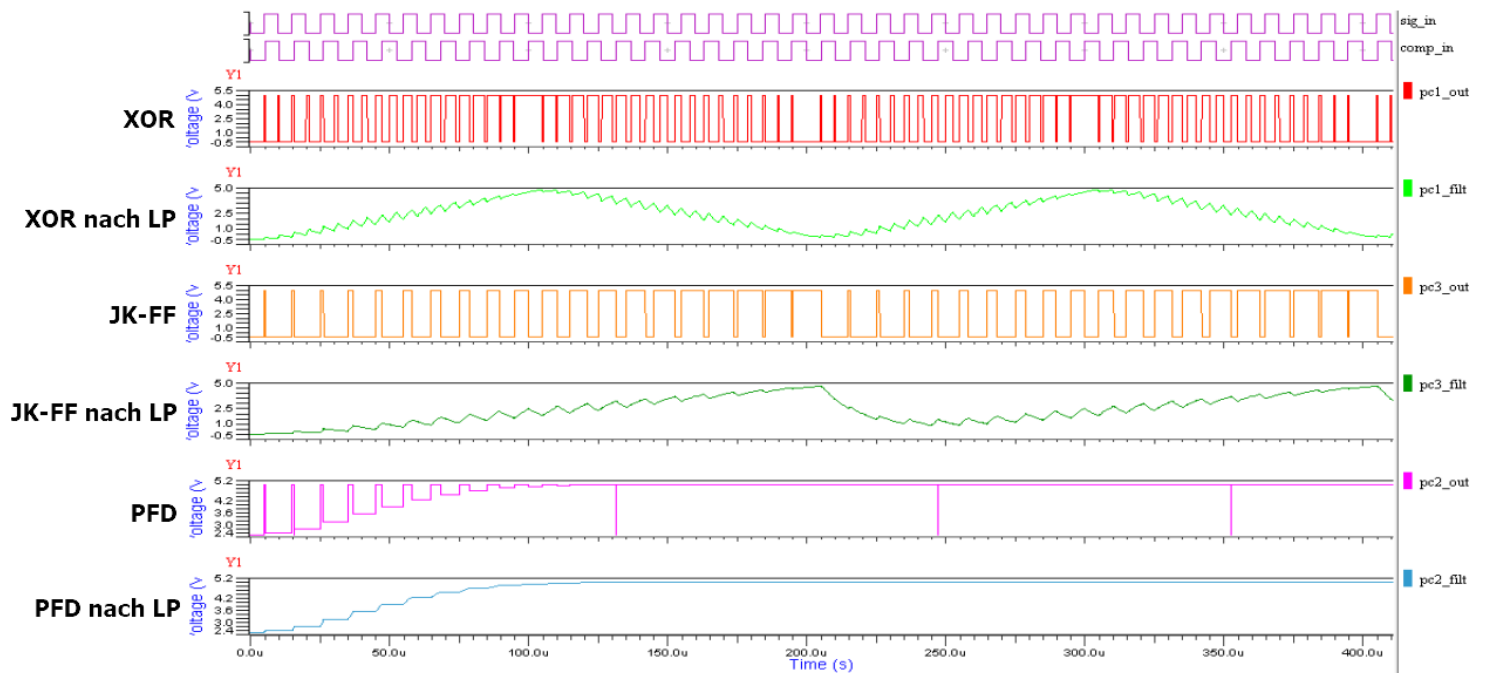
- Q_A an UP
- Q_B an DN
- 3 Zustände von I_{pd} : 0, $+I_{cp}$, $-I_{cp}$

$$K_{PD} = \frac{I_{PD}(s)}{\Phi_{err}(s)} = \frac{I_{cp}}{2\pi}$$



5.4 Vergleich Phasendetektoren

- SIG_IN ist Eingangssignal. COMP_IN (Feedback von VCO und Teiler) hat tiefere Frequenz $\Rightarrow$ VCO-Frequenz muss steigen
- $\Rightarrow$ Ausgangssignal nach PD und Filter (PCx_Filt) muss ansteigen
- Dies ist nur sichergestellt bei PC2, d.h. PFD



- Einschwingen von Loop mit JKFF und XOR entspricht den Erwartungen
- PFD gar nicht! $\Rightarrow$ Grund: PFD regelt zuerst Frequenz, erst danach Phase $\Rightarrow$ Delay
- D.h. Frequenzregelung von PFD wird nicht richtig abgebildet mit linearem Modell
- Dafür: PFD findet Frequenz immer!

5.4.1 Fazit Phasendetektoren

Analoger Multiplizierer:

- Aufwändig und amplitudenabhängig, aber sehr schnell

XOR:

- einfach, regelt auf 90° Phasenverschiebung
- Duty-Cycle abhängig
- **Vorteil:** PLL schwingt auch ohne Eingangssignal (auf f_0)

JK-FF:

- regelt auf 180° Phasenverschiebung
- unabhängig von Duty-Cycle

Phasen-Frequenzdetektor PFD:

- regelt auf 0° Phasenverschiebung, unabhängig von Duty-Cycle
- Regelt zuerst die Frequenz, dann die Phase

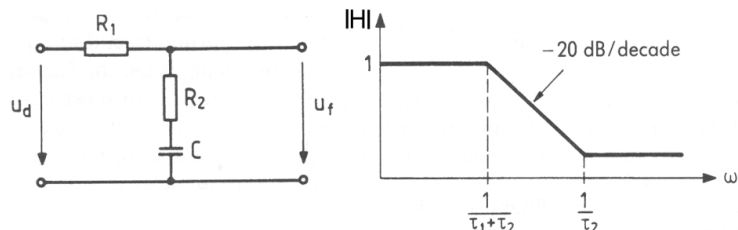
5.5 Loop Filter

5.5.1 Aufgabe

- Steuert VCO mit (DC-) Spannung
- Filtert DC aus PD-Signal
- Sorgt für Stabilität des Regelkreises
- **Nachteil:** Phasenverschiebung von 90° bei hohen Frequenzen
- zusammen mit VCO insgesamt 180° Phasenverschiebung im Loop
- $\Rightarrow$ nur wenig (bis keine) Phasenmarge

5.5.2 Lag-Glied als Loopfilter

Nullstelle hebt Phase an für hohe Frequenzen auf 0° $\Rightarrow$ Phasenmarge bis 90° möglich



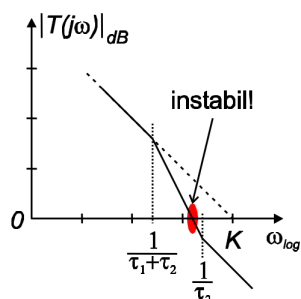
$$H(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)}$$

$$\tau_1 = R_1 \cdot C$$

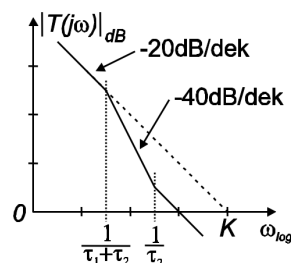
$$\tau_2 = R_2 \cdot C$$

Dimensionierung:

τ_2 klein: **instabil**

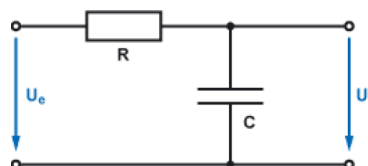


τ_2 grösser: **stabil**



5.5.3 Tiefpass als Loopfilter

- **Nachteil:** Phasenversch. von 90° bei hohen Frequenzen
- zusammen mit VCO 180° Phasenverschiebung im Loop
- $\Rightarrow$ nur wenig (bis keine) Phasenmarge

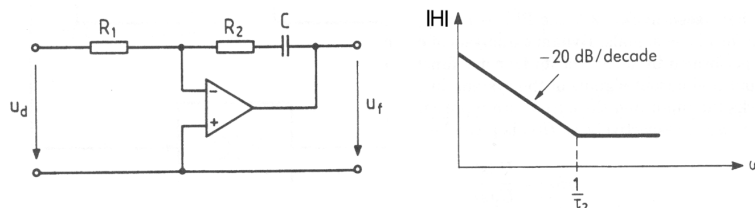


$$H(s) = \frac{1}{1 + s\tau}$$

$$\tau = R \cdot C$$

5.5.4 Aktive Loopfilter

- Integration bei tiefen Frequenzen
- PI-Regler $\Rightarrow$ keine Regelabweichung



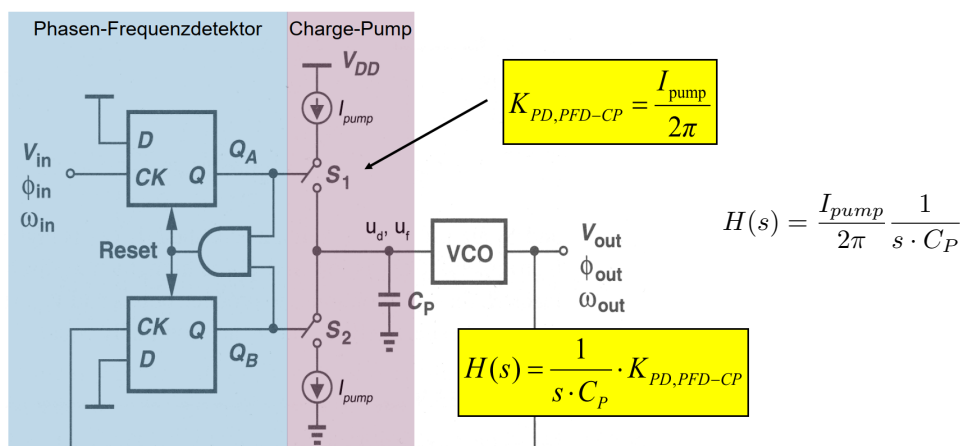
$$H(s) = -\frac{1 + s\tau_2}{s\tau}$$

$$\tau_1 = R_1 \cdot C$$

$$\tau_2 = R_1 \cdot C$$

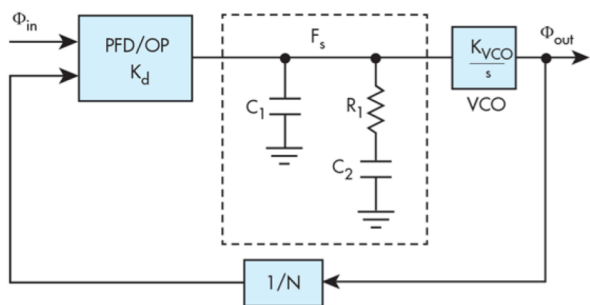
5.5.5 PFD und Ladungspumpe als Loopfilter

- 2 Integratoren im Loop
⇒ 180° Phasenverschiebung
- Gegenkopplung wird zur Mitkopplung
- Loop kann schwingen!

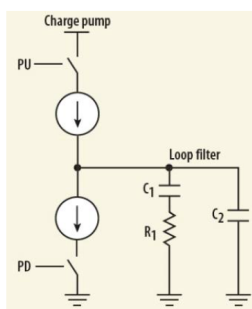


5.5.6 PFD mit stabilem Loop Filter

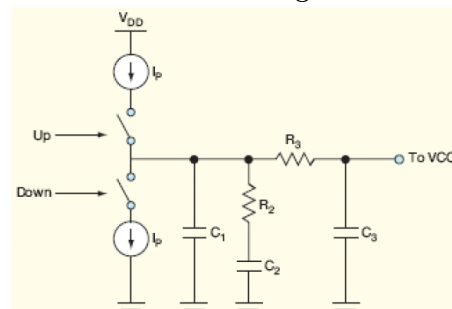
Nullstelle dient zur Phasenhebung



2. Ordnung:



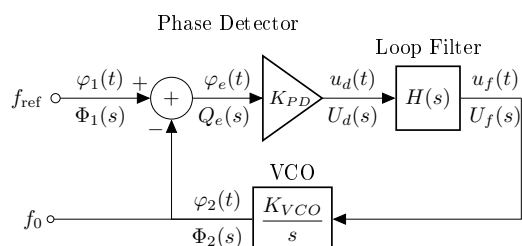
3. Ordnung:



5.6 Analyse im Frequenzbereich

- PLL ist nichtlinear, wegen Phasensprüngen von 360° auf 0°
- Für kleine Phasenunterschiede kann Loop aber linearisiert werden

5.6.1 Linearisierung PLL



	Zeitbereich	Frequenzbereich
Phase-Detector	$u_d(t) = K_{PD}(\varphi_1 - \varphi_2)$	$U_d(s) = K_{PD}(\Phi_1 - \Phi_2)$
Loop-Filter	$u_f(t) = h * u_d$	$H(s) \cdot U_d$
VCO	$\varphi_2 = K_{VCO} \int u_f(t) dt$	$\Phi_2 = \frac{K_{VCO}}{s} U_f$

Schleifenverstärkung: (mit Teiler N) $T(s) = \frac{K_{PD} \cdot H(s) \cdot K_{VCO}}{N \cdot s}$

Phasenübertragung: $G(s) = \frac{\Phi_2}{\Phi_1} = \frac{K_{PD} \cdot K_{VCO} \cdot H(s)}{N \cdot s + K_{PD} \cdot K_{VCO} \cdot H(s)}$ (= 1 im Idealfall)

Fehlerübertragung: $G_e(s) = \frac{\Phi_e}{\Phi_1} = 1 - G(s) = \frac{N \cdot s}{N \cdot s + K_{PD} \cdot K_{VCO} \cdot H(s)}$

5.6.2 Berechnung der Güte und Polfrequenz

für Tiefpass 1. Ordnung

$$H(s) = \frac{1}{1 + s\tau_1}$$

$$\tau_1 = R \cdot C$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{PD}K_{VCO}}{N \cdot \tau_1}}$$

$$Q = \omega_n \cdot \tau_1$$

für Lag-Glied:

$$H(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)}$$

$$\tau_1 = R_1 \cdot C$$

$$\tau_2 = R_2 \cdot C$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{PD}K_{VCO}}{N \cdot (\tau_1 + \tau_2)}}$$

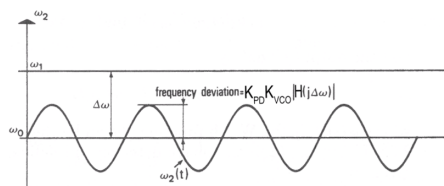
$$Q = \frac{N \cdot \omega_n \cdot (\tau_1 + \tau_2)}{N + K_{PD} \cdot K_{VCO} \cdot \tau_2} \cdot \tau_1$$

5.7 Einrasten: Lock-In

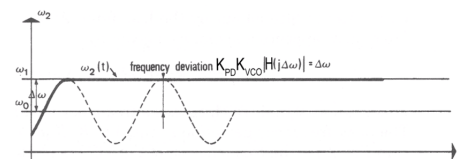
Ist Frequenzabweichung vom Feedback-zum Eingangs-Signal gross, dann ev. kein Einrasten auf richtige Frequenz

- Kann bei XOR und JKFF passieren
- nicht bei PFD

Eine halbe Periode von $\Delta\omega$ wird Frequenz ω_1 angenähert, danach wird ω_2 wieder reduziert



Abweichung bei kleiner $\Delta\omega$: Einrasten in einer Periode der Differenzfrequenz



5.8 Arbeitsbereiche PLL

Haltebereich

(hold range) $\Delta\omega_H$

Ist der PLL eingerastet, so rastet sie innerhalb des Haltebereichs nicht aus, solange es sich um statische (sehr langsame) Frequenzveränderungen handelt.

Ausrastbereich

(pull-out range) $\Delta\omega_{PO}$

Ist eine Frequenzschritt am Eingang der PLL grösser als $\Delta\omega_{PO}$ dann rastet der PLL aus

Einrastbereich

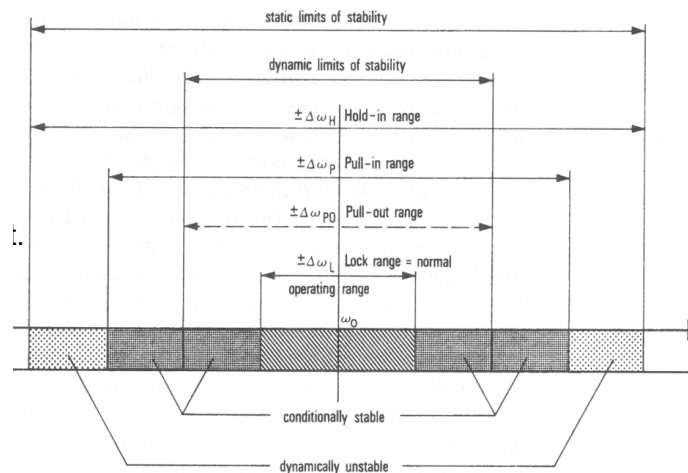
(lock-in range) $\Delta\omega_P$

Bei Frequenzveränderungen, die kleiner sind als $\Delta\omega_L$ bleibt der PLL eingerastet. Das sollte der normale Arbeitsbereich eines PLLs sein.

Einrastbereich

(pull-in range) $\Delta\omega_P$

In diesem Bereich von Frequenzdifferenzen schafft es der PLL, wieder einzurasten. Der Einrastvorgang ist sehr langsam.



5.9 PLL Anwendungen

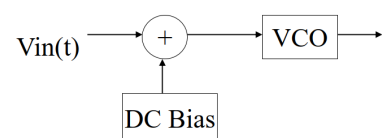
5.9.1 FM-Modulation

Modulation mit VCO:

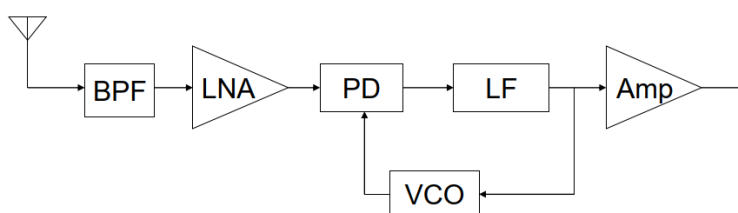
$$\omega_{VCO} = \omega_c + K_{VCO} \cdot m(t)$$

$$\varphi(t) = K_{VCO} \int m(t) dt$$

$$S_{VCO} = A_c \cos(\omega_c t + K_{VCO} \int m(t) dt)$$



FM-Empfänger:



Vergleich der Phasendetektoren: XOR

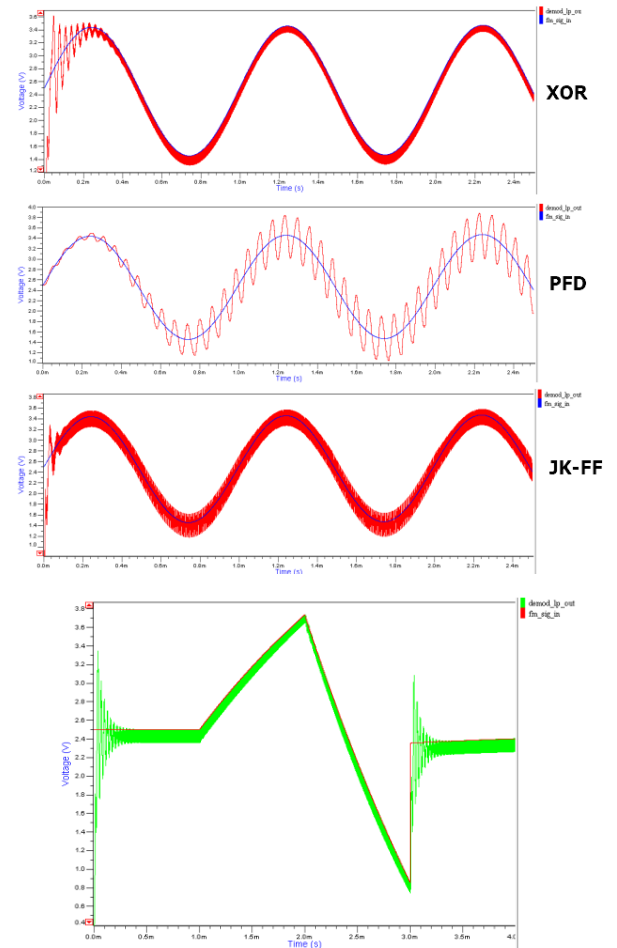
- Einschwingen wegen geringer Phasenmarge
- Wenn 'locked': kleinster Rippel

PFD

- will zuerst Frequenz regeln... diese ändert aber ständig
- ist als FM-Demodulator wesentlich schlechter als das XOR

JK-FF

- JK-FF hat eine geringere Polgüte wegen kleinerem K_{PD}
- Einschwingphase ist kürzer als beim XOR
- Wenn 'locked' ist der Rippel aber grösser als beim XOR
 - Da das JK-FF nur auf positive Flanken reagiert
 - XOR reagiert auf Pegel, daher doppelt so schnell

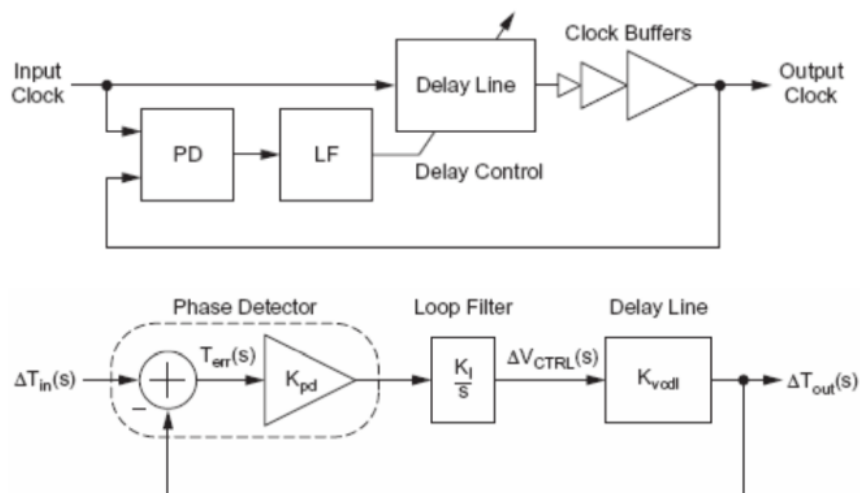


Eingangssignal mit Sprüngen

- geht der 'Lock' verloren, wird wieder Einschwingen sichtbar
- Dies ist wahrscheinlicher für tiefe Spannungen/Osz-Frequenzen
- Aussteuerung des VCO ist wichtig -> PLL ist nichtlineares System

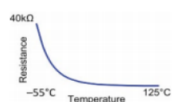
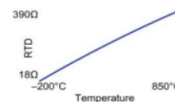
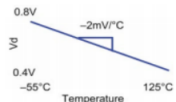
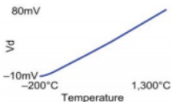
5.10 DLL (Delay Locked Loop)

- Dient der Erzeugung von verschiedenen Taktphasen gleicher Frequenz
- Kein VCO, 'nur' variable Delay-Line
- Loop ist einfacher zu stabilisieren, da 90° Phasenverschiebung von Phasenintegrator entfällt



6 Temperatursensoren

6.1 Typen von Temperatursensoren

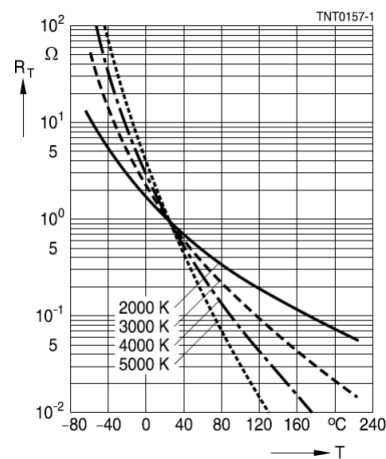
	Thermistor	RTD	Diode	Thermocouple
				
Temp range	-55°C < T < 150°C	-200°C < T < 850°C	-55°C < T < 150°C	-250°C < T < 1800°C
Cost	Low	High	Low	Low
Accuracy	Good accuracy at one temperature Less accurate over full range	Excellent accuracy	Poor accuracy without calibration	Good accuracy with polynomial correction
Linearity	Very nonlinear. Follows reciprocal of logarithmic function	Fairly linear Nonlinearity < 4.5% of full scale Relatively simple quadratic function	Fairly linear Slope = -2mV/C Slope varies according to current excitation, diode type, and diode processing	Fairly linear Nonlinearity < 10% of full scale Complex 10th order polynomial
Construction	Less rugged	Depends on Type (can be rugged)	Rugged	Most rugged
Output range	Typically 10s to 100s of kΩ full scale Very wide variation in resistance	18 to 390 Ω for PT100 180 to 3.9 kΩ for PT1000	0.4 to 0.8V	10s of millivolts
Applications	General purpose	Scientific and industrial	Low cost temperature monitor Low cost linear response	Industrial temperature measurement
General	Requires excitation	Requires excitation	Requires excitation	Self-powered Requires cold junction comp

6.2 Widerstands Temperatursensoren

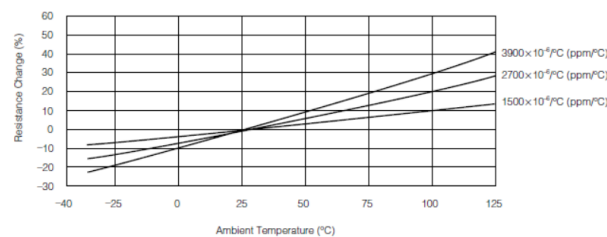
6.2.1 NTC-Thermistor

$$R_T = R_R \cdot e^{\left(B \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_R}\right)\right)}$$

- $R_T \Rightarrow$ Widerstand bei Temperatur T
- $R_R \Rightarrow$ Widerstand bei Temperatur T_R
- $T \Rightarrow$ Temperatur in K
- $T_R \Rightarrow$ Referenztemperatur in K
- $B \Rightarrow$ Materialkonstante



6.2.2 RTD (PTC)



- Widerstand steigt mit der Temperatur
- Metalle haben T_C von $3.9 \cdot 10^{-3} \frac{1}{K}$
- Eingesetzt als Temperatursensoren
- Selbstrückstellende Sicherung
- Selbstregelndes Heizelement

6.2.3 PT1000

- Sensor besteht aus Platin
- Unterteilt in 2 Genauigkeitsklassen
 - Klasse A: $\Delta\vartheta = \pm(0.15 + 0.002 \frac{1}{^\circ C} \cdot |\vartheta|)$
 - Klasse B: $\Delta\vartheta = \pm(0.30 + 0.005 \frac{1}{^\circ C} \cdot |\vartheta|)$
- ϑ ist Temperatur in °C (ohne Vorzeichen)
- Messbarer Bereich $\vartheta \in [-200^\circ C; 850^\circ C]$

- Formel falls $\vartheta > 0^\circ C$

$$R = R_0 \cdot (1 + a \cdot \Delta\vartheta + b \cdot \Delta\vartheta^2)$$

- Formel falls $T < 0^\circ C$

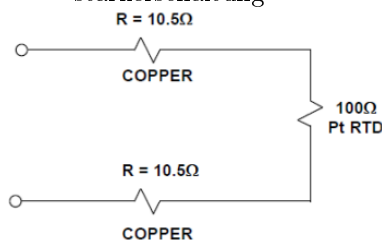
$$R = R_0 \cdot (1 + a \cdot \Delta\vartheta + b \cdot \Delta\vartheta^2 + c \cdot (\Delta\vartheta - 100^\circ C) \cdot \Delta\vartheta^3)$$

- $a = 3.9083 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ C}$
- $b = -5.775 \cdot 10^{-7} \frac{1}{(^\circ C)^2}$
- $c = -4.183 \cdot 10^{-12} \frac{1}{(^\circ C)^4}$

6.3 Messung von Widerstandssensoren

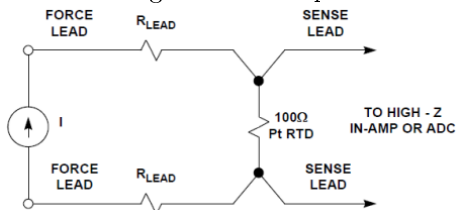
6.3.1 2 Punkt Messung

- Kupfer-Leitungswiderstand wird mitgemessen
- Ähnlicher T_K von Cu und Pt
- Leitung hat nicht überall die zu messende Temperatur
- Auswertung mit einer Brückenschaltung und OpAmp Verstärkerschaltung



6.3.2 4 Punkt Messung

- Strom fließt über R_{LEAD}
- Gemessen wird hochohmig
- Benötigt eine Stromquelle



6.4 Halbleitersensoren

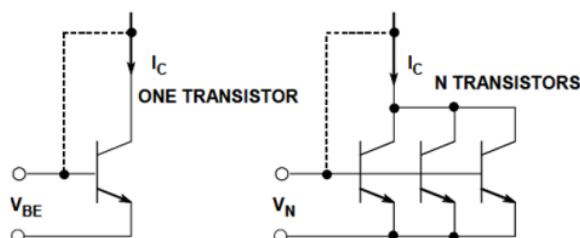
6.4.1 Temperaturabhängigkeit einer Diode

$$\text{Temp. Koeffizient: } T_c \approx \frac{V_D - V_{BG}}{T} = \frac{n \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) - V_{BG}}{T} \approx -2 \frac{mV}{K}$$

V_{BG} : Bandgap-Spannung (typ. 1.12V)

6.4.2 Funktionsweise Halbleiter Temperatursensoren

- Transistor mit verbundener Basis und Kollektor
- Exponentieller Zusammenhang zwischen Spannung und Strom
- Gleicher Strom fließt durch Einzeltransistor sowie auch durch N-Transistoren



I_C : Kollektorstrom
 I_S : Sättigungssperrestrom
 n : Emissionskoeffizient $\in [1, 2]$
 k : Boltzmannkonstante
 β : Stromverstärkungsfaktor
 q : Elementarladung

$$I_C = \beta \cdot I_S(T) \cdot e^{\frac{V_{BE}}{n \cdot V_T}}$$

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q}$$

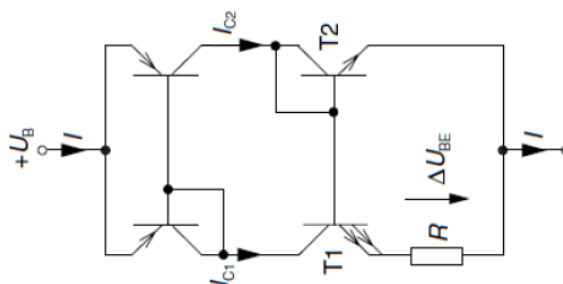
$$V_{BE} = n \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

$$V_N = n \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_C}{N \cdot I_S}\right)$$

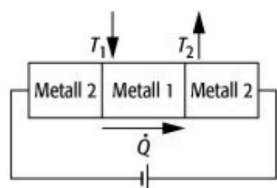
$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_N = n \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln(N)$$

6.4.3 PTAT Stromquelle

- PNP-Stromspiegel sorgt für $I_{C1} = I_{C2}$
- $\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_N = \frac{k \cdot T}{q} \cdot n \cdot \ln(N)$
- $I = 2 \cdot \frac{\Delta V_{BE}}{R} = \frac{2}{R} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot n \cdot \ln(N)$

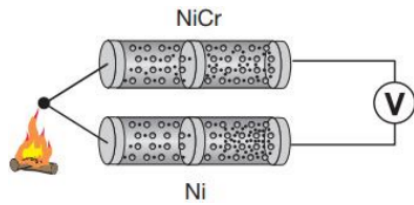


6.5 Thermoelemente

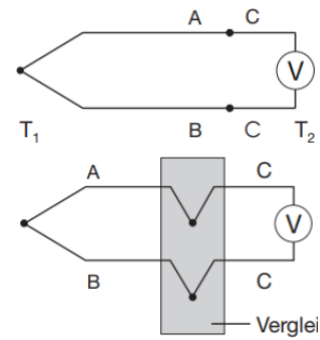


- **Seebeck-Effekt** ist ein thermoelektrischer Effekt
- In einem Leiterkreis aus zwei verschiedenen, jeweils homogenen und isotropen Metallen wird eine elektrische Spannung erzeugt, wenn die Lötstellen unterschiedliche Temperaturen aufweisen.
- Umkehrung des Seebeck-Effekts ist der Peltier-Effekt
- **Peltier-Effekt** ist ein thermoelektrischer-Effekt
- bei dem Leiterkreis aus zwei verschiedenen Metallen entsteht an den Lötstellen bei Stromfluss Wärme oder sie wird entzogen
- Die Proportionalitätskonstante hängt ab von Art und Temperatur der Metalle

6.5.1 Seebeck Effekt

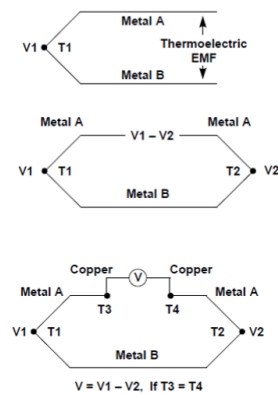


- Messung der Spannung mit 2 Leitern aus anderem Material mit anderem Seebeck-Effekt
- Messkabel erzeugen auch Thermoelemente (AC, BC)
- In der Thermospannung tritt immer nur die Differenz der Seebeck Koeffizienten auf
- Platin ist die Referenz für alle anderen Elemente



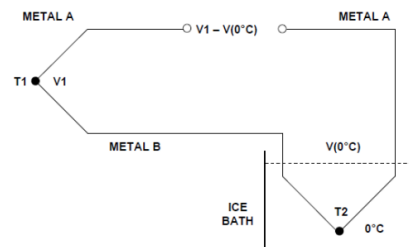
6.5.2 Spannungsmessung

A. THERMOELECTRIC VOLTAGE



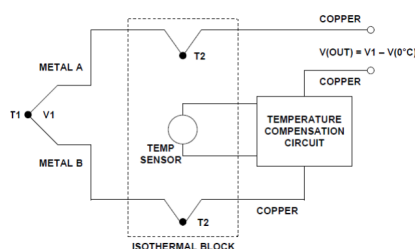
- EMF: Kontaktpotential
- Problem: Elektronik-Anschlussmaterial sollte identisch sein
- Spannungsmessung zwischen gleichen Metallen A
 - ↳ Es entstehen zwei Thermoelemente
- Da Metall A meistens nicht Kupfer ist
 - ↳ Vier Thermoelemente
- Differenzspannung ist Temperaturdifferenz $T_1 - T_2$

6.5.3 Kompensation Kaltstelle



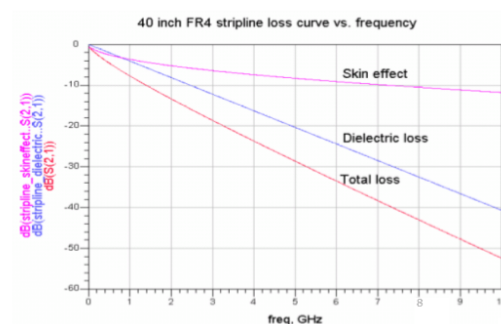
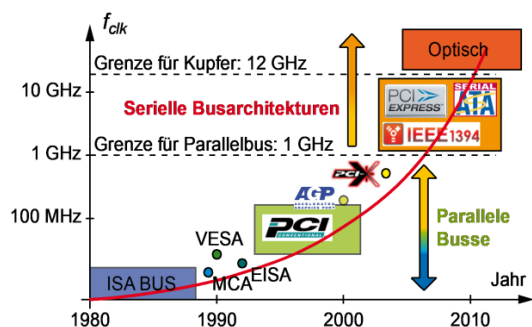
- Temperatur von 2 Anschlüssen muss bekannt sein
- Thermoelement kann in Eisbad gelegt werden, welches genau 0°C hat
- Eisbad ist sehr ungenau

6.5.4 Isothermaler Block zur Kompensation

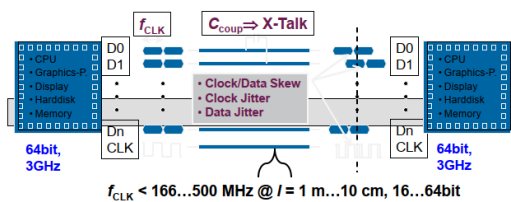


- Alternative zum Eisbad
- Isothermaler Block sorgt für eine perfekte Kompensation

7 High Speed (Digital-) Elektronik

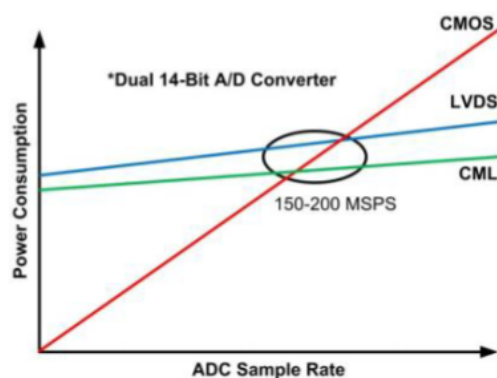


7.1 Parallel Bottleneck

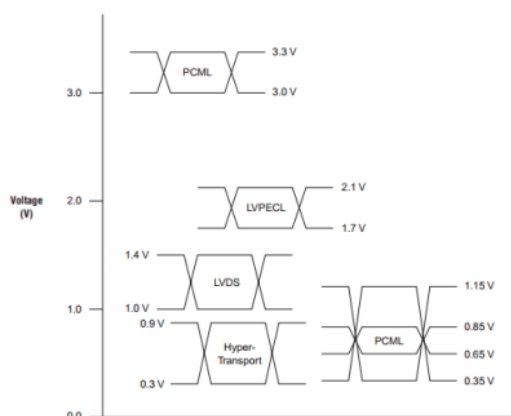


Internal throughput: 24 GByte/s $\leftrightarrow$ I/O throughput: 1...4 GByte/s

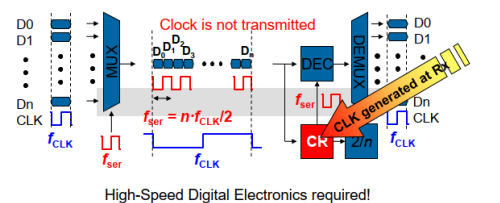
7.3 Power Vergleich



7.5 Spannungspegel differentielle Logik

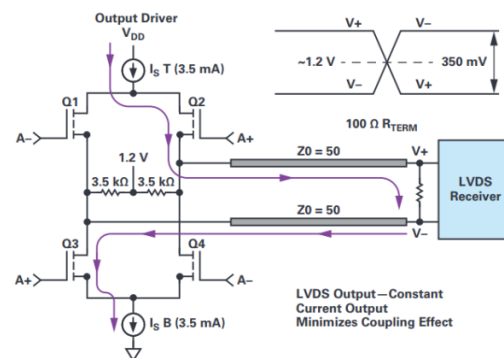


7.2 Serial Data Communication



$f_{CLK} = 3 \text{ GHz}$, $n = 8 \text{ bit}$ $\Rightarrow f_{SER} = 8 \cdot 1.5 \text{ GHz} = 12 \text{ GHz}$ (24 Gb/s)
 Clock not transmitted: Unlimited number of parallel links
 $f_{CLK} = 3 \text{ GHz}$, $n = 64 \text{ bit}$ $\Rightarrow 8 \text{ links} \cdot 24 \text{ Gb/s} = 192 \text{ Gb/s} = 24 \text{ GB/s}$

7.4 Low Voltage Differential Signaling (LVDS)



7.6 JESD204B

Benefits:

- Reduced/simplified PCB area
- Reduced package size
- Comparable power for large throughput
- Scalable to higher frequencies
- Simplified interface timing
- Standard interface

Data Flow:

- Aufwändige Vorverarbeitung bis zur Datenübertragung
- Differentielle 100Ohm-Leitung

8 Idiotenseite

8.1 Grundelemente

Kapazität C		Induktivität L	
Kapazität:	$C = \frac{Q}{U}$	Induktivität:	$L = \frac{\Phi_v}{I} = \frac{N \cdot \Phi}{I}$
Impedanz:	$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$	Impedanz:	$Z_L = j\omega L$
Bauteilgl. $u(t)$:	$u(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(\tilde{t}) d\tilde{t}$	Bauteilgl. $u(t)$:	$u(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$
Bauteilgl. $i(t)$:	$i(t) = C \cdot \frac{du(t)}{dt}$	Bauteilgl. $i(t)$:	$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u(\tilde{t}) d\tilde{t}$
Zeitkonstante:	$\tau = RC$	Zeitkonstante:	$\tau = \frac{L}{R}$
Ladekurve:	$u_c(t) = u_c(0) + [U_{stat} - u_c(0)] \cdot (1 - e^{-t/\tau})$	Ladekurve:	$i_L(t) = i_L(0) + [I_{stat} - i_L(0)] \cdot (1 - e^{-t/\tau})$
Entladekurve:	$u_c(t) = u_c(\infty) + u_c(0) \cdot e^{-t/\tau}$	Entladekurve:	$i_L(t) = i_L(\infty) + i_L(0) \cdot e^{-t/\tau}$
gesp. Energie:	$E_C = \frac{1}{2} C \cdot u_c^2$	gesp. Energie:	$E_L = \frac{1}{2} L \cdot i_L^2$
Plattenkondensator:	$C \approx \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot A}{d}$	Zylinderspule:	$L \approx \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A \cdot N^2}{l}$
Zyl. Kondensator:	$C \approx \frac{2\pi \cdot \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot l}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}$	Toroidspule:	$L \approx \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A \cdot N^2}{2\pi r_m}$
	U springt nicht!		I springt nicht!

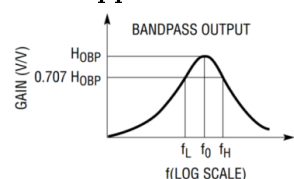
8.2 Kreisgüte

$$Q = \frac{1}{B_{rel}} = \frac{f_c}{\Delta f_{3dB}} = \frac{f_c}{f_{23dB} - f_{13dB}} = \frac{\omega_m W}{P}$$

$$Q_s = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$Q_P = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$\text{Envelope: } e^{-\frac{2Q}{\omega_0}}$$



$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L}; f_0 = \sqrt{f_L f_H}$$

$$f_L = f_0 \left(\frac{-1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

$$f_H = f_0 \left(\frac{1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

8.3 Wellen

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

8.4 Duty Cycle

$$d_{cyc} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

8.8 Additionstheoreme

$$\sin(a \pm b) = \sin(a) \cdot \cos(b) \pm \cos(a) \cdot \sin(b)$$

$$\cos(a \pm b) = \cos(a) \cdot \cos(b) \mp \sin(a) \cdot \sin(b)$$

$$\tan(a \pm b) = \frac{\tan(a) \pm \tan(b)}{1 \mp \tan(a) \cdot \tan(b)}$$

8.9 Doppel- und Halbwinkel

$$\sin(2a) = 2 \sin(a) \cos(a)$$

$$\cos(2a) = \cos^2(a) - \sin^2(a) = 2 \cos^2(a) - 1 = 1 - 2 \sin^2(a)$$

$$\cos^2\left(\frac{a}{2}\right) = \frac{1 + \cos(a)}{2} \quad \sin^2\left(\frac{a}{2}\right) = \frac{1 - \cos(a)}{2}$$

8.5 Quantisierung

$$\text{Intervallbreite: } q = \frac{V_{refp} - V_{refn}}{2^n}$$

8.6 Konstanten / Einheiten

$$\text{Boltzmann Konstante: } k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$\text{el. Feldkonstante: } \varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m}$$

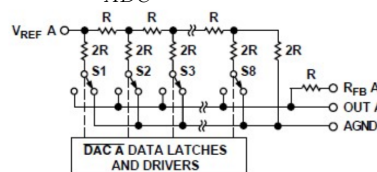
$$\text{mag. Feldkonstante: } \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

$$\text{spez. Widerstand Kupfer: } \rho_{cu} = 1.78 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$$

$$\text{Angström: } 1 \text{ \AA} = 100 \text{ pm} = 0,1 \text{ nm} = 10^{-10} \text{ m}$$

8.7 R-2R Netzwerk

$$R_{ges} = \frac{R \cdot 2^n}{D_{ADC}}$$



8.10 Produkte

$$\sin(a) \sin(b) = \frac{1}{2} (\cos(a-b) - \cos(a+b))$$

$$\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2} (\cos(a-b) + \cos(a+b))$$

$$\sin(a) \cos(b) = \frac{1}{2} (\sin(a-b) + \sin(a+b))$$

8.11 Summe und Differenz

$$\sin(a) + \sin(b) = 2 \cdot \sin\left(\frac{a+b}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{a-b}{2}\right)$$

$$\sin(a) - \sin(b) = 2 \cdot \sin\left(\frac{a-b}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{a+b}{2}\right)$$

$$\cos(a) + \cos(b) = 2 \cdot \cos\left(\frac{a+b}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{a-b}{2}\right)$$

$$\cos(a) - \cos(b) = -2 \cdot \sin\left(\frac{a+b}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{a-b}{2}\right)$$

$$\tan(a) \pm \tan(b) = \frac{\sin(a \pm b)}{\cos(a) \cos(b)}$$

Gruppe																	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
1 1,0080 H Wasserstoff 2,2	2 6,94 Li Lithium 0,98	3 9,0122 Be Beryllium 0,98	4 9,0122 B Bor 2,04	5 10,81 C Kohlenstoff 2,04	6 12,011 N Stickstoff 2,04	7 14,007 O Sauerstoff 2,04	8 15,999 F Fluor 1,70	9 18,998 Ne Neon 0,90	10 20,180 Na Natrium 0,93	11 22,990 Mg Magnesium 1,31	12 24,305 Al Aluminium 2,70	13 26,982 Si Silicium 2,70	14 28,085 P Phosphor 2,34	15 30,974 S Schwefel 2,69	16 32,06 Cl Chlor 3,16	17 35,45 Ar Argon 0,82	18 39,948 K Kalium 0,86
19 39,098 Ca Calcium 0,82	20 40,078 Sc Scandium 1,36	21 44,956 Ti Titan 1,54	22 47,867 V Vanadium 6,11	23 50,942 Cr Chrom 7,14	24 51,996 Mn Mangan 7,43	25 54,938 Fe Eisen 7,87	26 55,845 Co Cobalt 8,91	27 58,933 Ni Nickel 8,91	28 58,933 Cu Kupfer 8,92	29 63,546 Zn Zink 8,92	30 65,380 Ga Gallium 7,41	31 69,723 Ge Germanium 5,90	32 72,630 As Arsen 5,32	33 74,922 Se Selen 5,73	34 78,971 Br Brom 4,82	35 79,904 Kr Krypton 3,12	36 83,798 Rb Rubidium 0,82
37 85,468 Sr Strontium 0,82	38 87,620 Y Yttrium 2,63	39 88,906 Zr Zirkon 1,33	40 91,224 Nb Niob 6,50	41 92,906 Mo Molybdän 6,11	42 95,950 Tc Technetium 11,50	43 98,906 Ru Ruthenium 12,37	44 101,07 Rh Rhodium 12,45	45 102,91 Pd Palladium 12,02	46 106,42 Ag Silber 10,49	47 107,87 Cd Cadmium 8,64	48 112,41 In Indium 7,31	49 114,82 Sn Zinn 7,26	50 118,71 Sb Antimon 7,26	51 121,76 Te Tellur 6,25	52 127,60 I Jod 4,94	53 126,90 Xe Xenon 2,6	54 131,29 Cs Caesium 0,79
55 132,91 Ba Barium 0,79	56 137,33 La Lanthan 1,1	57 138,91 Ce Cer 1,12	58 140,91 Pr Praseodym 1,13	59 140,91 Nd Neodym 1,14	60 144,24 Pm Promethium 1,13	61 150,36 Sm Samarium 1,17	62 151,96 Eu Europium 1,2	63 157,25 Gd Gadolinium 1,2	64 158,93 Tb Terbium 1,1	65 162,50 Dy Dysprosium 1,22	66 164,93 Ho Holmium 1,23	67 167,26 Er Erbium 1,24	68 168,93 Tm Thulium 1,25	69 173,05 Yb Ytterbium 1,27	70 174,97 Lu Lutetium 1,27	71 175,04 Hf Hafnium 1,3	72 178,49 Ta Tantal 1,3
87 223 Fr Francium 0,7	88 226 Ra Radium 0,89	89 227 Ac Actinium 10,1	90 232,04 Th Thorium 1,5	91 231,04 Pa Protactinium 1,3	92 238,03 U Uran 1,36	93 238,03 Np Neptunium 1,36	94 244 Pu Plutonium 1,3	95 244 Am Americium 1,28	96 243 Cm Curium 1,3	97 247 Bk Berkelium 1,3	98 247 Cf Californium 1,3	99 251 Es Einsteinium 1,3	100 257 Fm Fermium 1,3	101 258 Md Mendelevium 1,3	102 259 No Nobelium 1,3	103 262 Lr Lawrencium 1,3	104 262 Og Oganesson ?



58	140,12	59	140,91	60	144,24	61	(146)	62	150,36	63	151,96	64	157,25	65	158,93	66	162,50	67	164,93	68	167,26	69	168,93	70	173,05	71	174,97
Ce		Pr		Nd		Pm		Sm		Eu		Gd		Tb		Dy		Ho		Er		Tm		Yb		Lu	
	1,12	6,77																									
																				</							