

EU

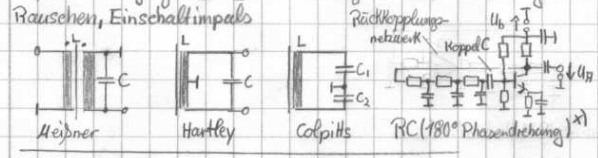
Oszillatoren rüchige Koppelte Systeme sind schwingfähig, wenn folgende Bedingungen erfüllt sind:

- Schwingbedingung  $H = K \cdot V \gg 1$  (Schleifenverstärkung)
- Phasenbedingung  $(\varphi_K + \varphi_V) = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$  (Phasenverschiebung) erfüllt, wenn  $\text{Im}\{K\} = 0 \rightarrow$  bei  $\omega_T = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
- Amplitudenbedingung  $|K| \cdot |V| \gg 1$  (Betrag der Schleifenverstärkung)

Anschungen

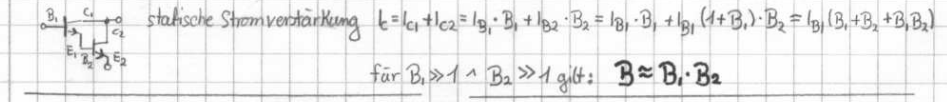
$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$$

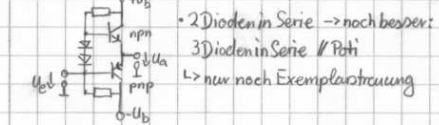


RC: weniger frequenzstabil als LC-Oszillator  
 • gr. Abstimmbereich  
 • monolithisch integrierbar (1 Stein)  
 → für NF-Bereich

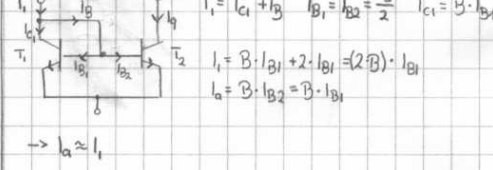
Darlingtonschaltung:



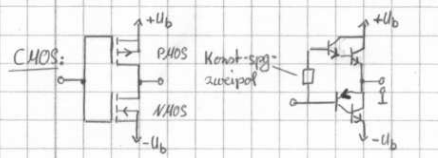
Gegentaktschaltung:



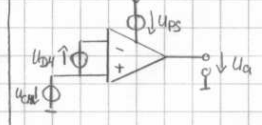
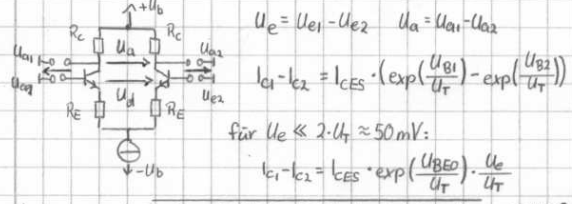
Stromspiegel:



Inverter



Differenzverstärker



CMRR (common mode rejection ratio) "Gleichtaktunterdrückung"  $CMRR = \frac{V_{DM}}{V_{CM}}$   $U_A = V_{DM} \cdot U_{DM} + V_{CM} \cdot U_{CM}$   
 erwünscht unerwünscht

PSRR (powersupply rejection ratio)  $PSRR = 20 \cdot \lg(U)$   $U_A = V_{DM} \cdot U_{DM} + V_{PS} \cdot U_{PS}$   
 Betriebsspg.-änderung

Slew Rate max. Anstiegssteilheit der Ausgangsspg. in  $\frac{V}{\mu s}$   $SR = \frac{\Delta U}{\Delta t}$   $\dot{u}(t=0) = \frac{\hat{u} \cdot 2\pi}{T} < SR \rightarrow$  damit Signal nicht verzerrt

GBW Verstärkungsbandbreitenprodukt  $GBW = f_g \cdot V$   $f_g =$  Bandbreite (Grenzfrequenz)  $\frac{T}{2} = \frac{U_{SS}}{SR}$

Quarzoszillat.: hohe Frequenzstabilität

EL2 Rauschen

Widerstands-/Johnson-Rauschen: zufällige, thermische induzierte Bewegung von Elektronen in Leitern

$$\overline{i_n^2} = \frac{4 \cdot k_B \cdot T}{R} \cdot \Delta f \quad \overline{u_n^2} = 4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot \Delta f$$

mittlerer Strom durch pn-Übergang

Schottrauschen: zufällige Häufigkeit der Ladungsträger, die die RLZ überqueren

$$\overline{i_n^2} = 2 \cdot e \cdot \bar{I} \cdot \Delta f \quad P_n = \left(\frac{n}{2}\right)^2 \cdot R = k_B \cdot T \cdot \Delta f$$

1/f-Rauschen:

langsame Schwankungen, die primär aus Grenzflächeneffekten + Verunreinigungen resultieren (Bsp: Drift, Filterung)

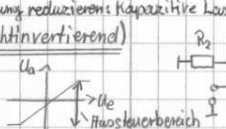
Summenrauschen:

i.a. frequenzunabhängig → eff. Spg-rauschen  $u_n$  → eff. Stromrauschen  $i_n$   
 → einzelne Rauschbeiträge werden als statistisch unabhängig angenommen  
 → es addiert sich die Rauschleistung!

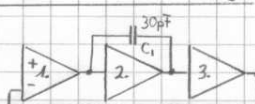
$$\sqrt{4 \cdot k_B \cdot T \cdot R \cdot \Delta f + u_{n,opv}^2 + R \cdot i_{n,opv}^2}$$

Einsatzgebiete (Rauschen als Kriterium): niederohmig (10-1kΩ) → Bipolartransistoren hochohmig (100k-10MΩ) → JFET

Verstärkung reduzieren: Kapazitive Last / OPV (nichtinvertierend)



$$V = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad U_a = U_e \cdot V$$

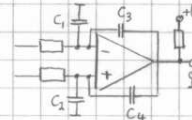


→ TP-Verhalten in allen 3 Stufen  
 → durch C<sub>1</sub> schwingt diese Schleife niemals!  
 ↳ Frequenzgang Kompensation

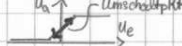
1. Differenzverstärker  $V \approx 100$
  2. Eintaktverstärkerstufe (Darlingtonverstärker)  $V \approx 1000$
  3. Gegentakt-Ausgangsstufe  $V \approx 1$
- ohne Gegenkopplung instabil, da Oszillator!

Komparator

$$C_1 \cdot C_2 \gg C_3 \cdot C_4$$



+ schnell, präzise, digitaler Ausgang (Open-Collector-Ausgang mit Rp)



Kenndaten

DC-Charakteristik:

- Eingang (Offsetspg, Bias- + Offsetstrom, zulässiger Eingangsspg-Bereich)
- Übertragung (Gleichspg-verstärkung)
- Ausgang (Ausgangstrom, Ausgangsspg-abfall, Leckstrom, Betriebsspg, Stromaufnahme)

(dyn.)

AC-Charakteristik:

- Schaltgeschwindigkeit bei verschiedenen Eingangsspg
- nach der Totzeit (je gr. die Eingangsspg-differenz, desto kürzer) schaltet der Ausgang mit einer hohen, festen Slew Rate um
- ⇒ eingeschalteter Transistor des Eingangsdifferenzverstärkers ist übersteuert; RLZ ist mit Ladungsträgern überschwemmt, die zuerst abgebaut werden müssen, bevor der Differenzverstärker umschaltet → schneller bei gr. Differenzspg!

Problem:

wenn der Komparator am Eingang mit Serienwiderständen beschaltet wird (oder hoher Ri der Eingangsspg-Quelle), da dann durch parasitäre Kapazitäten ein kleiner Teil der Ausgangsspg auf den Eingang rückte koppelt wird.  
 → Instabilitäten im Bereich um den Umschaltppkt ⇒ zusätzliche Abblock-Kondensatoren an den Eingängen

Schmitt-Trigger

(Schwellwertschalter mit Hysterese) → Umschaltvorgang kann nicht abgebrochen werden  $R_2 =$  ohmsche Mittkopplung

$$\Delta U_h = \Delta U_a \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad R_p = \text{klein} \quad R_1 \ll R_2$$

$$\text{Frequenz: } \tau = R_3 \cdot C \text{ Gegenkopplung, gr. der Hysterese}$$

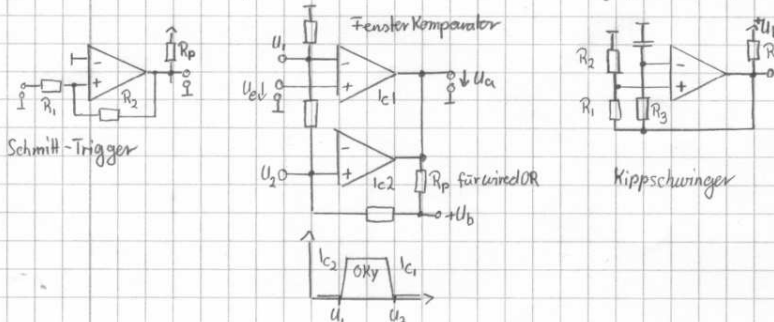
Fensterkomparator (mit invert-OR)

entscheidet, ob  $U_e$  innerhalb des Intervalls  $U_1$  bis  $U_2$  liegt

$$R_1 \wedge R_2 = \text{Spg-teiler}$$

Kippschwinger

Oszillator mit Mit- + Gegenkopplung, Mittkopplung: Kippverhalten mit Hysterese am Umschaltppkt  
 C wird über  $R_3$  umgeladen → Schaltschwelle erreicht → Schaltung kippt zurück (period. Wiederholung)



EL2 Analogschalter soll beliebige Spg-Ströme zu mehreren Anschlüssen ein-, aus- v. umschalten. Dabei wird ein möglichst ideales Verhalten erwartet:

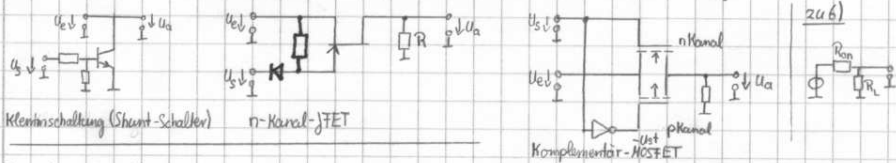
- eingeschaltet: geringer Serienwiderstand, keine systematische Spg-verschiebung, bidirektionaler Betrieb
- ausgeschaltet: wenig Übersprechen durch Restantriebsströme & Kapazitäten
- wenig zusätzliches Rauschen; geringe Verzerrungen des geschalteten Signals; wenig Störspg beim Umschalten

Kenngrößen

- ON-Widerstand (CMOS):  $U_e: pos \rightarrow p\text{-Kanal-FET}$  leitet;  $U_e: neg \rightarrow n\text{-Kanal-FET}$ ; dazwischen liegen beide! steigende Temp  $\sim$  Widerstand d. Kanals  $\sim$  geringere Betriebsspg
- Eingang-Ausgang-Übersprech-Kapazität: Beschreibung des ausgeschalteten Schalters innerhalb des Aussteuerbereichs durch 3 Kapazitäten  $\frac{U_e}{U_a}$
- Schaltübersprechen: durch Schaltvorgang selbst verursachte Störung an Ein-/Ausgängen; **Ladungstransfer**: 2W-Gate  $\rightarrow$  Kanal beim Umschalten (in Coulomb C)
- Leckströme: zw. Drain-Source, zum Substrat  $\rightarrow$  in Gate; mit steigender Temperatur stark ansteigend
- Schaltgeschwindigkeit: resultiert aus Zeitkonst  $\tau = R_i$  ansteuernde Schaltung  $\cdot C$  Eingang Schalt-FET
- Nichtlin. Verzerrungen: aussteuerungunabhängiger Durchgangswiderstand erzeugt nichtlin. Verzerrungen bei gr. Eingangsspg. Betrag ist abhängig v. Aussteuerung  $\sim R_{last}$
- Betriebsspg.: nach oben begrenzt durch Durchbruchspg., nach unten begrenzt durch zum Einschalten der FETs erforderliche Spg

Übersprechen:

$$f_g \leq \frac{1}{2\pi \cdot V \cdot RC}$$



Filter

Haarwirkung: Signalformung, Unterdrückung von Störungen & Rauschen, spektrale Mischungen v. Trennung verschiedener Signale

passive RC- & RLC-TP-Filter: Komplexe Übertragungsfkt (RC-TP):  $H(p) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1+p}$  normierte komplexe Frequenz:  $p = j\Omega = j \frac{\omega}{\omega_0}$

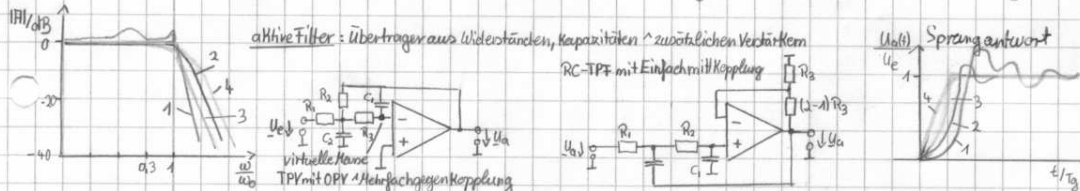
Dämpfungsparameter:  $y = \sqrt{\frac{R^2 \cdot C}{L}}$  (beeinflusst Übertragungsverhältnis)  
 $a_i = \omega_0 RC$   $b_i = \omega_0^2 LC$

HP:  $p \rightarrow \frac{1}{p}$   $lg(\frac{1}{f}) = -lg(f)$   
 BF:  $p \rightarrow \frac{p+1/p}{\Delta Q}$   $BS: p \rightarrow \frac{\Delta Q}{p+1/p}$

Übertragungsfkt:  $H(p) = \frac{R_0}{(1+a_1 \cdot p + b_1 \cdot p^2)(1+a_2 \cdot p + b_2 \cdot p^2) \dots (1+a_n \cdot p + b_n \cdot p^2)}$

TP-Filter mit OPV & Mehrfachgegenkopplung:  $H(p) = \frac{R_0}{1+a_1 \cdot p + b_1 \cdot p^2}$   $H_0 = -\frac{R_2}{R_1}$  "Verstärkung"  $a_1 = \omega_0 \cdot C_1 (R_2 + R_3 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1})$   $b_1 = \omega_0^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_2^2 \cdot R_3$   
 (aktive Filter)

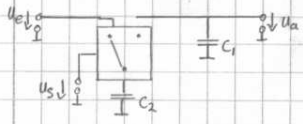
- Butterworth (Potenz) Filter: Der Amplitudengang der Fkt  $H(p)$  verläuft fast bis zur Grenzfrequenz max. glatt auf  $R_0$ ; Sprungantwort mit merklichen Überschwingern
- Bessel-Filter: hat unterhalb der Grenzfrequenz ein optimales Rechteckübertragungsverhalten (Durchgangsbereich möglichst frequenzunabhängig)
- Tschebyscheff: Amplitudengang hat im Durchgangsbereich eine def. Welligkeit (Resonanzüberhöhung)  $\rightarrow$  Abfall oberhalb der Grenzfrequenz besonders steil
- Kritisch gedämpftes Filter: Filter mit reellen Polen. Alle Pole haben den gleichen Wert (nur Elemente 1. Ordnung). Das Filter hat keinerlei Resonanzüberhöhung



SC-Filter (switched capacitor): von aktiven RC-Filtern abgeleitete Schaltung, die sich besonders gut für die monolithische Integration eignet

fließende Strom  $I = \frac{C_2}{T} (u_e - u_a)$  äquivalente Widerstand  $R_2 = \frac{T}{C_2}$   $\tau = \frac{T \cdot C_1}{C_2}$  Grenzfrequenz  $f_g = \frac{C_2}{2\pi T \cdot C_1}$

- wichtige Merkmale:
- Filter mit variabler Grenzfrequenz: Grenzfrequenz des SC-TPFs  $\sim$  zur Schaltfrequenz des Umschalters
  - Filter mit präziser Grenzfrequenz in monolithischer Integrations-technik: Grenzfrequenz des SC-F hängt ab vom Verhältnis der beiden CS



Umsetzerschaltungen ADC = analog-to-digital converter DAC = digital-to-analog converter

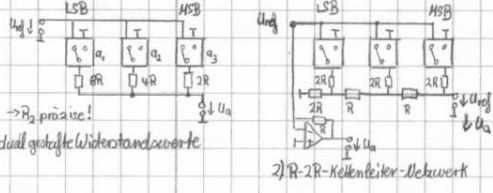
ADC messen eine analoge Eingangsspg & stellen eine digitale Repräsentation des Messwertes an einem oder mehreren digitalen Ausgängen bereit  
 DAC erzeugen eine Ausgangsspg v. einem -strom, die durch digitale Eingangssignale bestimmt werden  
 Samplingrate: meist nicht zeitdiskret, sondern wandeln nur zu diskreten Zeitpunkten & halten danach den Wert bis zur nächsten Abtastung (in  $\frac{1}{S}$ )  
 Abtastwert:  $U_{LSB} = \frac{U_{ref}}{(2^n - 1)}$  Abtastwert  $U = U_{LSB} (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_0)$   
 Auflösung:  $U_{LSB} = \frac{U_{ref}}{(2^n - 1)}$

Quantisierungsrauschen: (Fehler von max.)  $\frac{1}{2} \cdot U_{LSB}$  stellt die prinzipielle Grenze eines Umsetzers dar  
 mit Effektivwert  $U_q = \frac{U_{LSB}}{\sqrt{12}}$  Dynamikbereich/dB:  $= 20 \cdot \lg \left( \frac{U_{ref}}{U_{LSB}} \right) = n \cdot 6,02$   
 max. Spg  $\frac{U_{ref}}{U_{LSB}}$   
 Schrittweite  
 Störabstand/dB  $= 20 \cdot \lg \left( \frac{U_{ref}}{U_{LSB} / \sqrt{12}} \right) = n \cdot 6,02 + 1,76$

**INL** (Integrale Nichtlin.): Verzerrung des Umsetzers  $INL = |X_{real} - X_{ideal}|$   
**DNL** (Differential Nichtlin.): charakterisiert das zusätzliche Rauschen  $DNL = (X_{n+1} - X_n) - U_{LSB}$   
**Monotonie**: monoton <-> 'missing codes': bestimmte Datenwerte können überhaupt nicht als Ausgangsgröße auftreten  
**Einschwingzeit**: dyn. Eigenschaft; wird für einen max. Spg Sprung & einen Restfehler von  $U_{LSB}/2$  spezifiziert  
**THD** (total harmonic distortion): gesamte Verzerrung (lin + nichtlin.) bei sinusförmiger Spg  
**THD+N**: s. oben + Rauschen (insbesondere Quantisierungsrausch) des Umsetzers; je höher die Abtastrate, desto gr. Fehler, je niedriger die Grundfrequenz, desto geringere Fehler

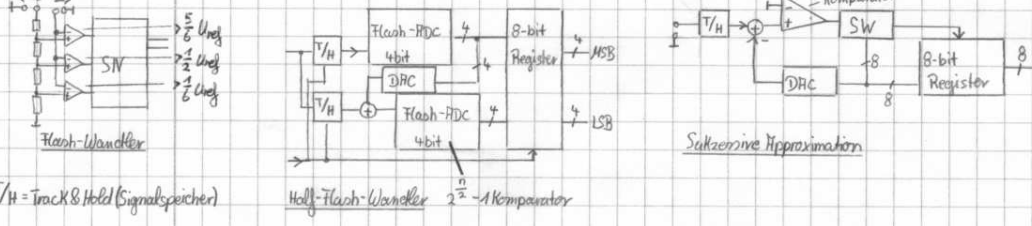
Schnittstellen des Umsetzers:  
 1) Parallel-Anschluss: 1 Leitung pro Stelle der Binärzahl & Hochgeschwindigkeitswandler; internes Signal, digitale Digital signale zwischenspeichert  
 2)  $\mu$ -Prozessor-Schnittstelle: 8bit breite Schnittstelle; mit Datenleitungen, WR-1 RD-Leitung + Chip-Select-Anschluss + Hitzableitungen interne Register (2x8bit)  
 3) Serialer Anschluss: wenig Leitungen (Takt, Daten, Enable) & störarme Ankopplung an D/F-Schaltungen mittels Opto-Koppler [MicroWire / SPI]  
 4) Direkter Anschluss einer Anzeige: Umsetzer erzeugt BCD-Code zur direkten Display-Ansteuerung

Parallel-AD-Wandler: hat gegenüber dem direkten Spg-Ausgang den Vorteil, digitale Ausgangsspg schneller einschwingt | 3) Linear gewichtete Widerstände: s. 1) mit 2<sup>n</sup>-Schalter

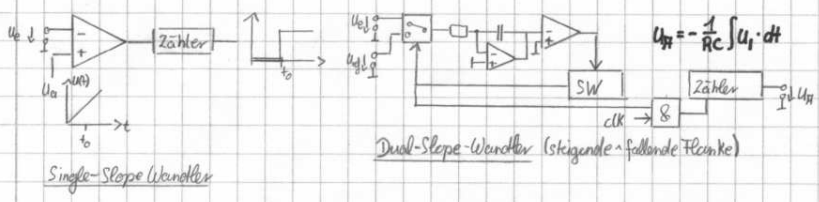


MSB-Segmentierung (16 bit): linear gewichtete Widerstände für 4-MSB (2<sup>4</sup>-Schalter) + R-2R-Kettenkaskade-Umsetzer für 12LSB; Genauigkeit der Rs für Monotonie d. Wandlers:  $\frac{1}{4000}$   
 Glitch: Umschaltspitzen beim Umschalten aller Schalter durch Ladungstransfer -> verfälschten Ausgangssignal

Realisierung d. Umsetzers:  
 1) Parallelverfahren (Flash, Halb-Flash): schnellste, maximaler Aufwand -> nur für geringe Auflösung realisierbar  
 2) Wägenverfahren (Satzweise Approximation): mittelmäßig, bei millivarem Ref. wandl., benötigt unbedingte Abtast-Halte-Verstärker am Eingang  
 3) Zählverfahren (Single-Slope, Dual-Slope, Delta-Sigma): Delta-Sigma: sehr hohe Abtastraten -> für Audio-Bereich



T/H = Track & Hold (Signal Speicher)



Single-Slope-Wandler

Dual-Slope-Wandler (steigende & fallende Flanke)

$$U_H = -\frac{1}{RC} \int U_i \cdot dt$$