



Front-End Design

Design aspects of typical preamplifier-shaper topologies in detector readout systems



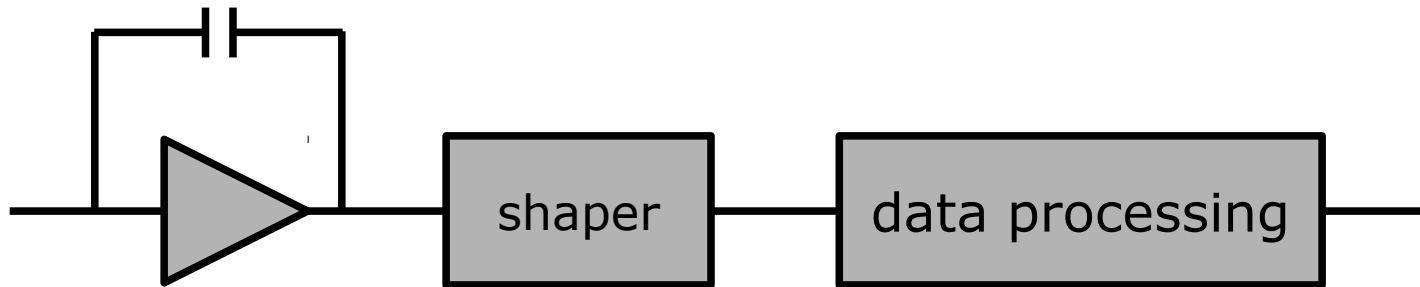
Tim Armbruster

tim.armbruster@ziti.uni-heidelberg.de

September 2008

Einleitung

Allgemeiner Aufbau eines Front-End



Preamplifier

- Erzeugt die für die Weiterverarbeitung nötigen Spannungs-/Stromlevel
- Maßgeblich für maximal erreichbaren Signal- zu Rauschabstand
- Meist größter Flächen- und Stromverbrauch des analogen Front-End
- Üblicherweise wird hohe Linearität gefordert

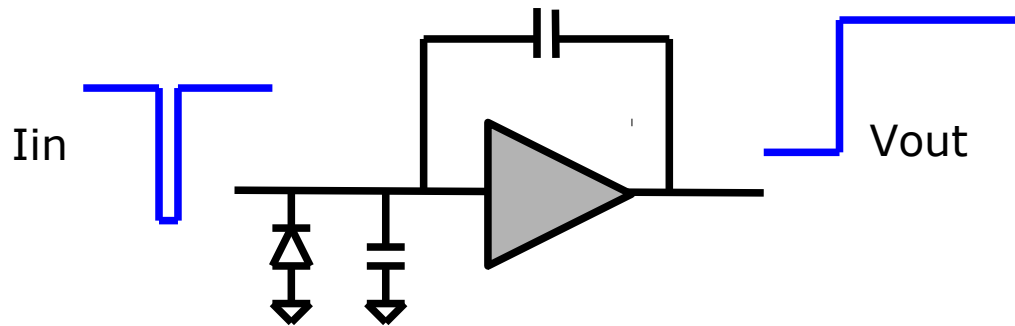
Shaper

- Beschränkt die Signal-Bandbreite → erhöht S/N ratio
- Viele unterschiedliche Ansätze üblich
- Häufig zusätzliche Verstärkung

Datenverarbeitung

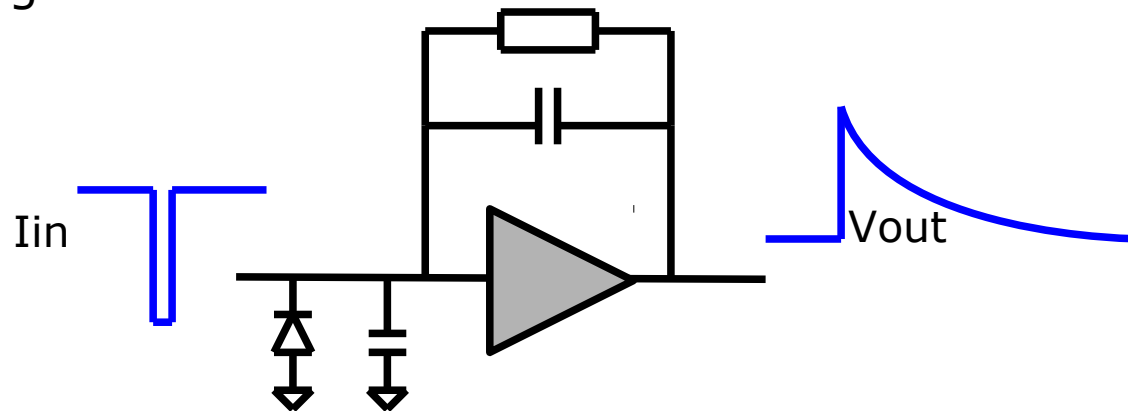
- Evaluation von Signalamplitude und Trefferzeitpunkt, Digitalisierung der Daten, Datentransfer nach außen, ...

Übersicht Preamplifier



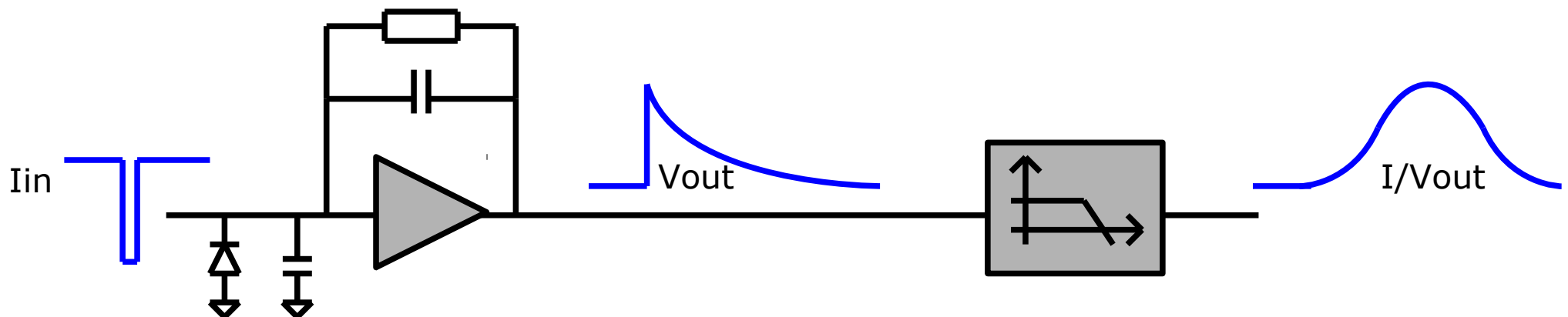
Typische Schaltung: U/U Verstärker mit Feedback Kap.

- Ladung teilt sich auf effektive Eingangskapazität und Detektorkapazität auf → Open-Loop Gain A von Verstärker sollte möglichst groß sein
- A sehr groß → Ausgangssprung $V_{out} = -Q_{in} / C_f$ (idealer Verstärker) → Ausgangsamplitude \sim Hitenergie
- Allg. Probleme: Output DC Level nicht definiert, Reset nach Hit notwendig, einfachste Lösung:



Übersicht Shaper

- Shaper reduziert überwiegend die höheren Frequenzanteile → TP Charakter
- Schneidet idealerweise Frequenzbereiche aus, bei denen der Rauschbeitrag den Signalbeitrag überwiegt
- Jeder Preamplifier ist selbst bereits Shaper → kann vernachlässigt werden, wenn Zeitkonstante des Shapers dominant
- Kleiner werdende Bandbreite erhöht (zunächst) S/N, "verlangsamt" aber das Signal
- Aktive und passive Realisierung möglich
- Typischerweise Shaper höherer Ordnung → Gaussförmiges Spektrum der Impulsantwort bzw. des Zeitsignals bester Kompromiss (siehe später)



Energiemessung

- Digitalisierung der Amplitude (\sim Hitenergie)
- Erfordert ADC und S/H bzw. Peakdetektor
- Rauscharme Amplituden erfordern recht lange Shapingzeiten (es gibt Opt.)
- Energiemessung auch via "Time over Threshold" möglich (siehe später)

Zeitmessung

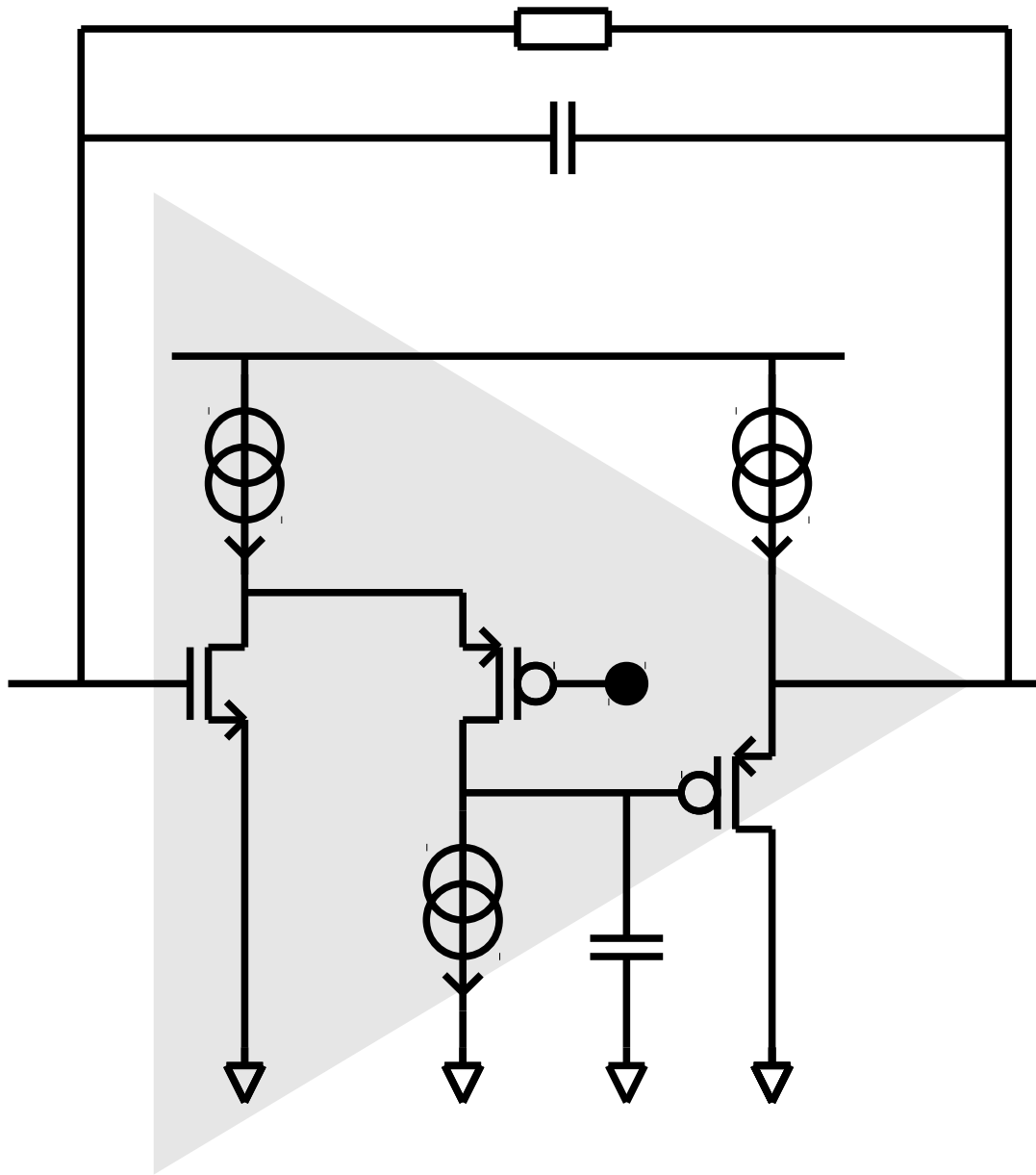
- Standard: Zeitpunkt des Schwellendurchganges triggert Zeitstempelgenerator
- Komparator relativ einfacher Schaltungsteil
- Lokale Schwellenjustierung häufig erforderlich
- Hohe Zeitauflösung erfordert kurze Shapingzeiten
- Systematisches Problem bei Schwelle: Timewalk

Wichtige digitale Aufgaben

- Datentransfer und -zwischenlagerung
- Synchronisation

Preamplifier

Typische Grundsaltung



Gain Stage

- Eingangstransistor W/L und Strom groß \rightarrow viel g_m \rightarrow kritischster Punkt für S/N
- Folded Cascode: Spart Spannungsreserve, hält Drain von Eingangs-MOS konstant (hoher Ausgangswiderstand)

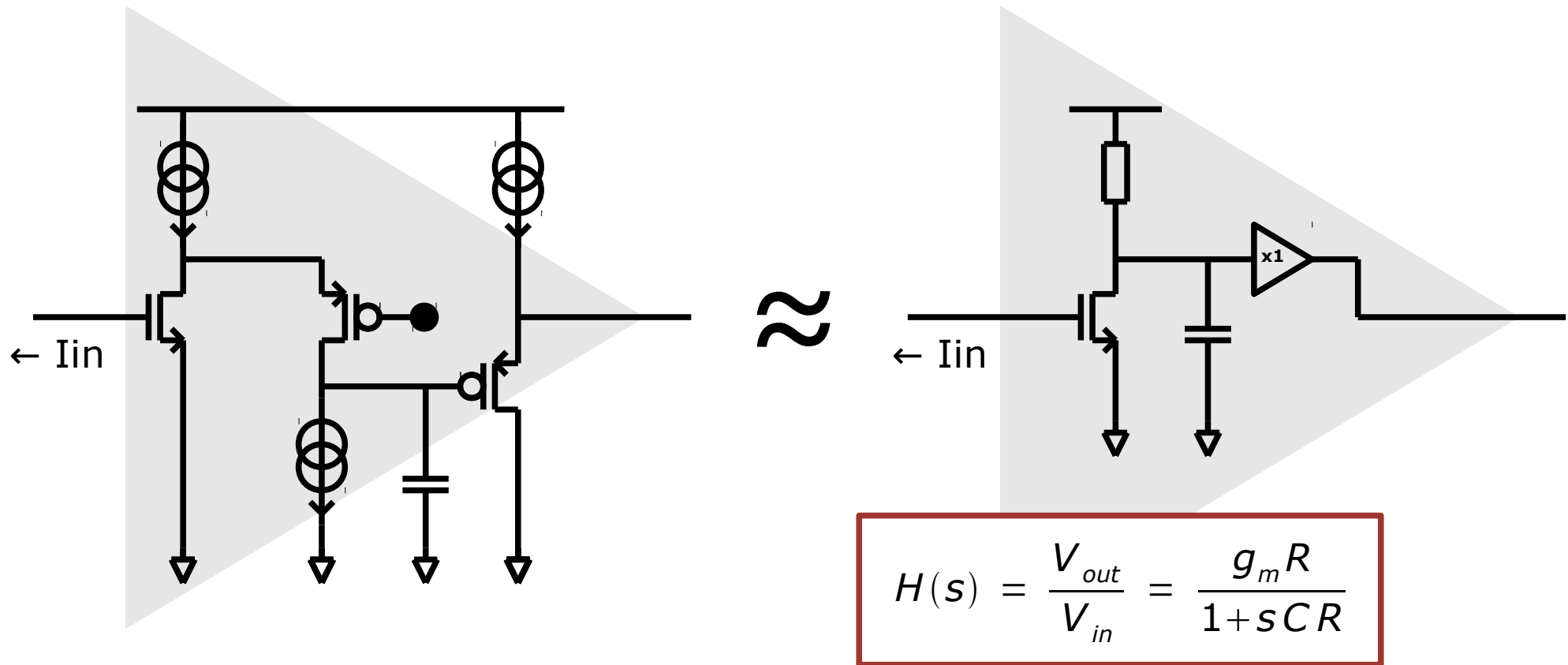
Source-Follower

- Buffer und Levelshifter
- Entkoppelt Ausgang GainStage

Wichtigste Optimierung

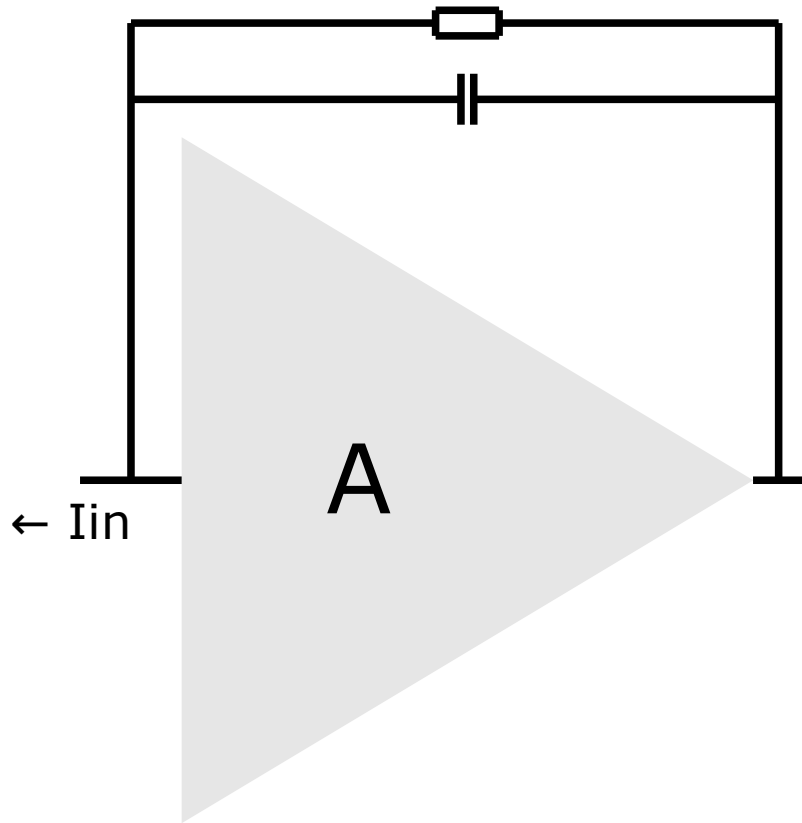
- Großes Open-Loop Gain
- Knoten nach Kaskode kritisch: Linearität und Voltage-Swing
- Rauschen vs. Eingangstransistorgröße und Gain Stage Biasstrom

Übertragungsfunktion Gain Stage



- Tiefpasscharakter mit Zeitkonstante CR
- DC-Gain: $g_m * R$
- Für hohes Open Loop Gain Transkonduktanz maximieren
- Unity Gain Bandwidth (siehe Vorlesung): g_m / C

Übertragungsfunktion Integrator



Arbeitsweise (zeitlich):

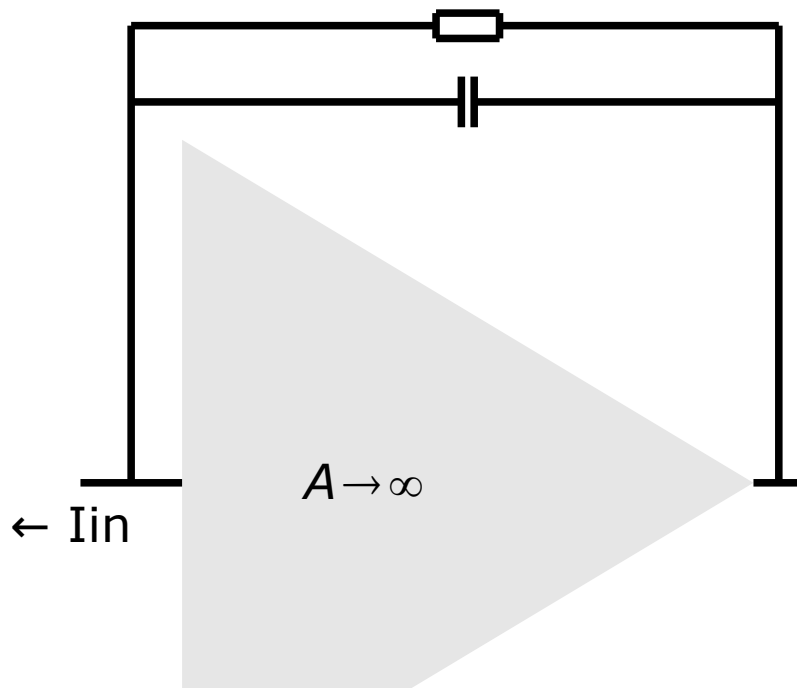
- Eingangsladung fließt auf Feedback-Kap. C_f (kann sonst nirgendwo hin)
- Da die Spannung am Eingang konstant bleibt, (virtual ground, erzeugt durch Verstärker) muss V_{out} gemäß $Q = CU$ auf $V_{out} = Q_{in}/C_f$ steigen
- C_f entlädt sich danach langsam über Feedback-Wid. R_f mit Zeitkonstante $T = R_f C_f$

Übertragungsfunktion:

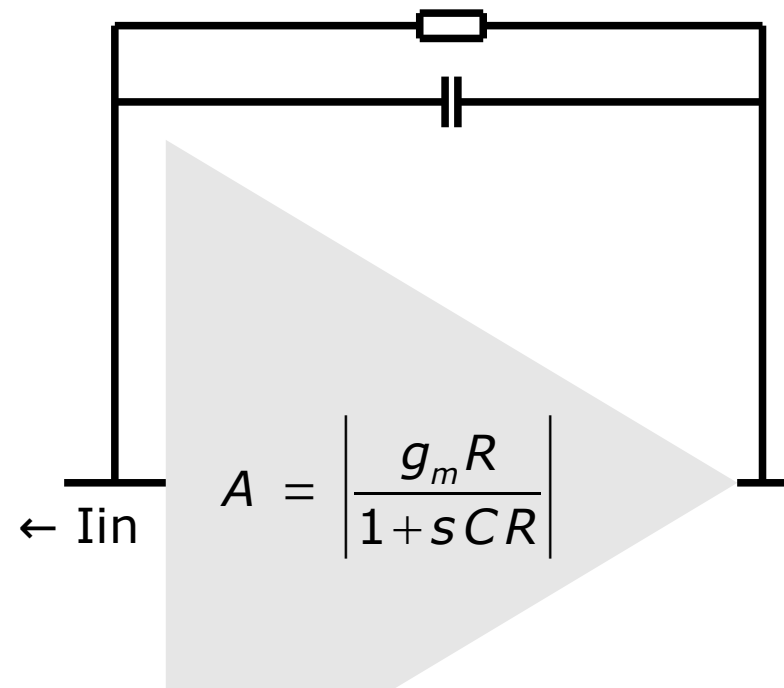
- Mit Kirchhoff und $I_{preamp} = 0$ (kein Strom fließt in Gain-Stage) folgt für $A = -\infty$ (idealer Verstärker):

$$H(s) = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_f}{1 + sC_f R_f}$$

Idealer und Nichtidealer Integrator



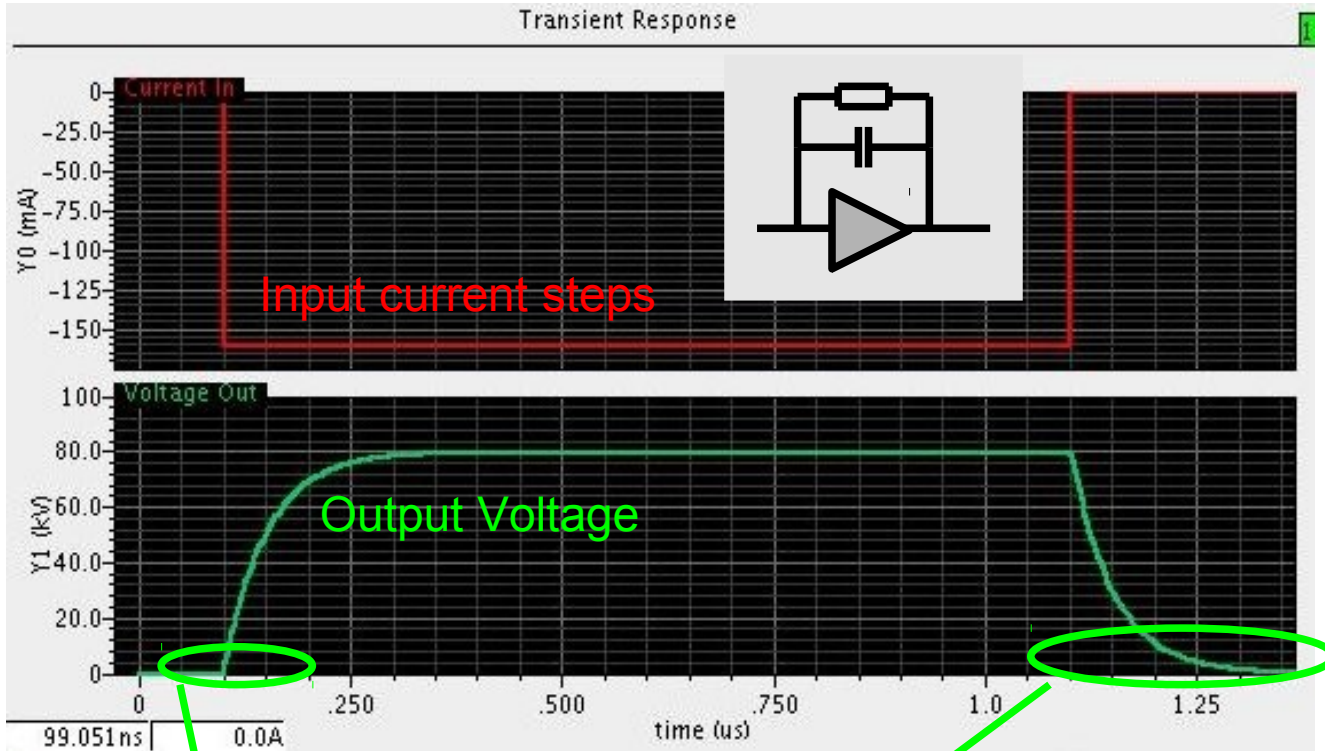
$$H(s) = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_f}{1 + sC_f R_f}$$



$$H(s) = \frac{R_f}{1 + sC_f R_f} \cdot \frac{1}{1 + sC/g_m}$$

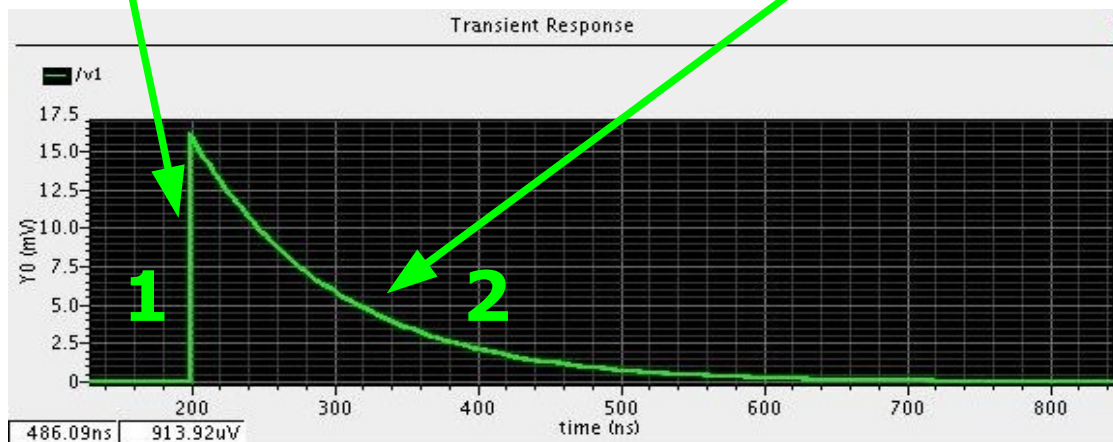
- Feedback Widerstand und Kapazität erzeugen weiteren Pol
- Zeitkonstante C / g_m normalerweise gegenüber $C_f \cdot R_f$ vernachlässigbar
- "Parasitärer" Pol kann aber auch ausgenutzt werden → siehe Shaper

Signalform



Preamplifier/Shaper Pulsform (1st order) ist mittels Überlagerung zweier Sprungantworten zu deuten:

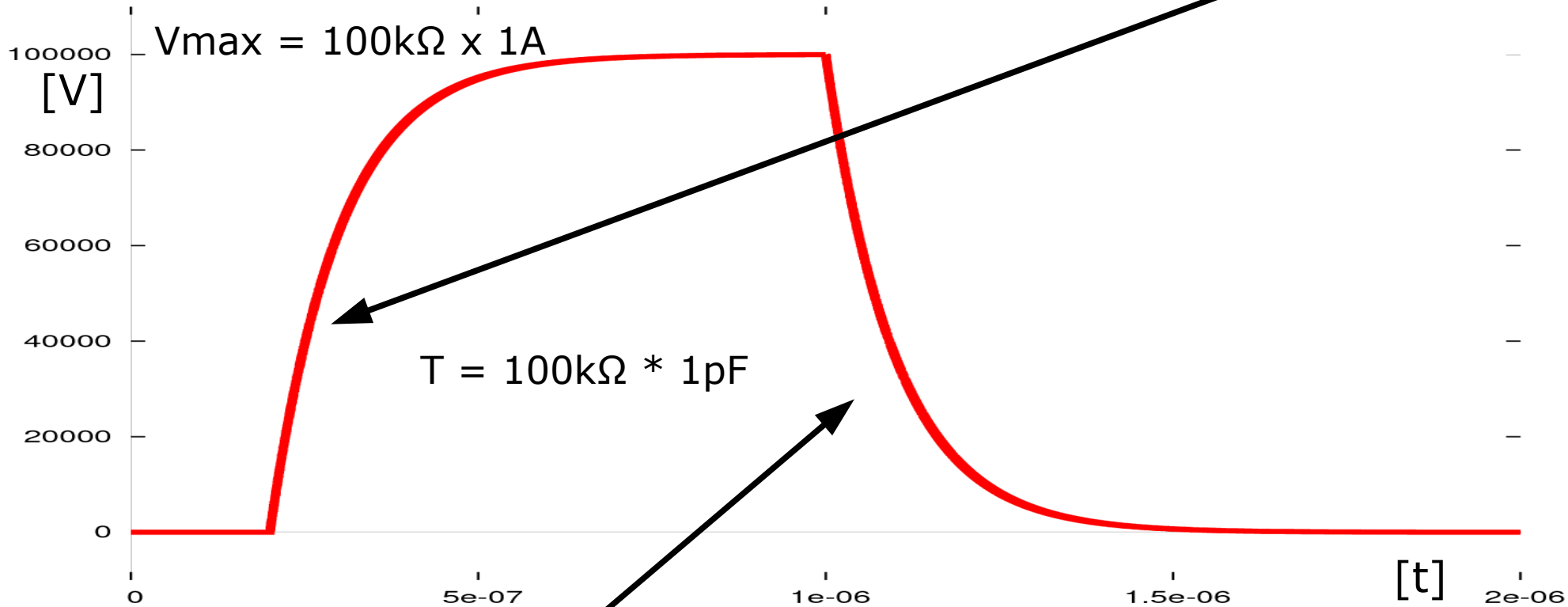
- 1: Strom/Ladung fließt direkt auf feedback Kap. \rightarrow hier ist Sprungantwort schnell \rightarrow hochfrequenter Puls "sieht" nur Kap.
- 2: Feedback Kap. entlädt sich über feedback Wid. \rightarrow Entladzeit \sim Zeitkonstante CR (Ladung kann nicht in Detektor zurückfließen, muss Weg über Feedback Wid. "wählen")



Sprungantwort im Zeitbereich

Aus $H(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{R}{1+sCR}$ mit $L\left\{\frac{1}{s(s+a)}\right\} = \frac{1}{a}(1-e^{-aT})$ folgt $V(t) = I_{step} \cdot R(1-e^{-t/RC})$

Erregung mit Sprungfunktion *allg. Laplacetranskorrespondenz* *Sprungantwort im Zeitbereich*

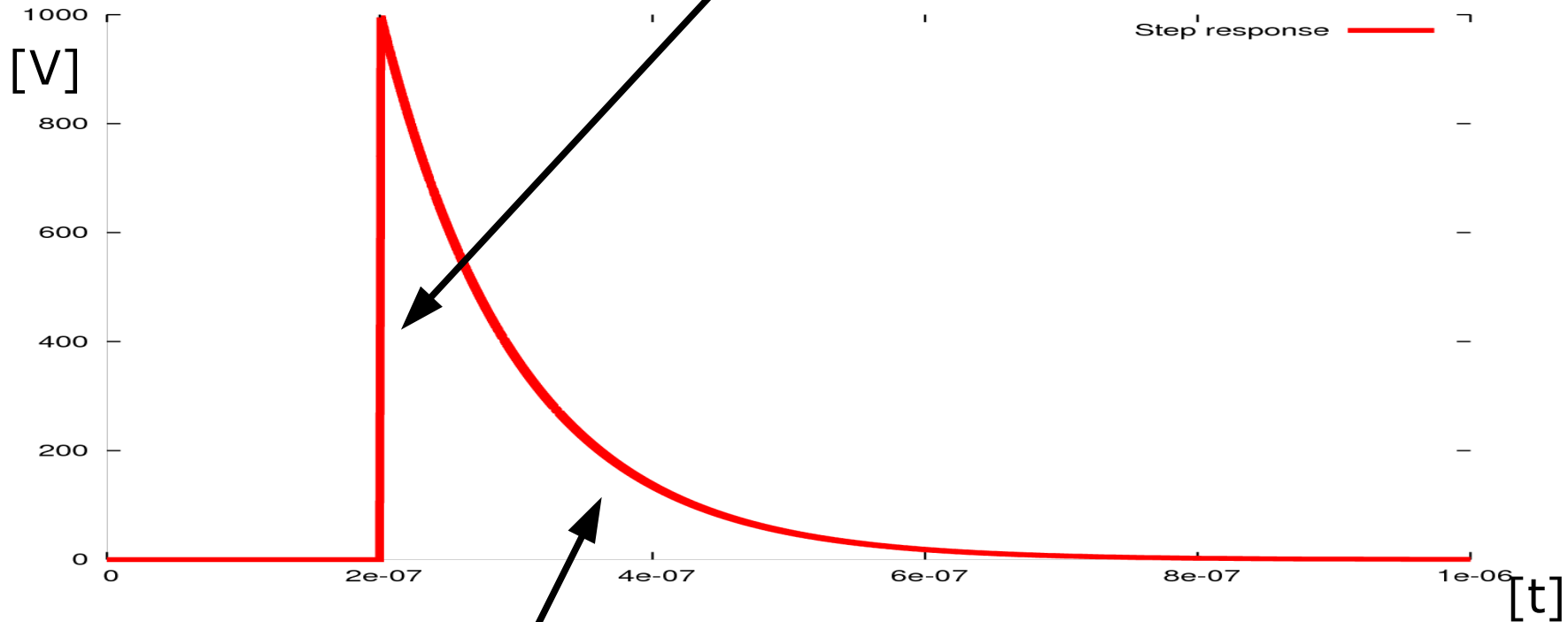


und $V(t) = I_{step} \cdot (R + R(e^{-t/RC} - 1))$ für die fallende Flanke.

Sprungantwort im Zeitbereich

Pulsantwort im Zeitbereich

Für den näherungsweise lin. Anstieg gilt: $\frac{d(V(t))}{dt} = \frac{I_{step}}{C} \cdot e^{-t/RC} \approx \underbrace{\frac{I_{step}}{C}}_{\text{Steigung}} (t \approx 0),$



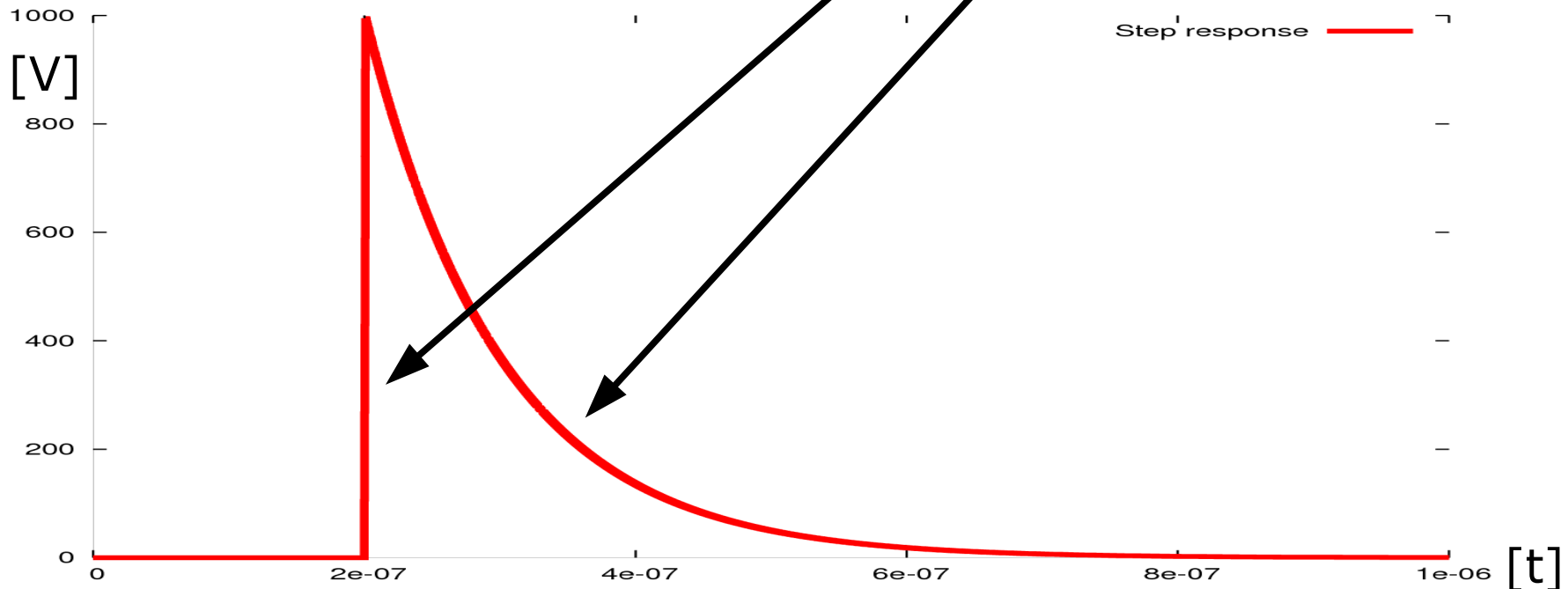
der exp. Abfall $V(t) = I_{step} \cdot R e^{-t/RC}$ dagegen ist stark abhängig von $T=RC$

Alternative Berechnung der Sprungantwort

Alternative: Impulsantwort als Ableitung der Sprungantwort: weniger anschaulich, selbes Ergebnis:

$$\frac{dV(t)}{dt} = \frac{d(I_{step} \cdot R(1 - e^{-t/RC}))}{dt} = \frac{I_{step}}{C} e^{-t/RC}$$

Ableitung der Sprungantwort



Direkteste Variante: Schalter

- Schaltzeitpunkt nicht sehr einfach zu ermitteln
- DC Level können bei geöffnetem Schalter wegdriften
- Charge injection bei Ladungsverstärker besonders kritisch

Eleganter Weg: Widerstand

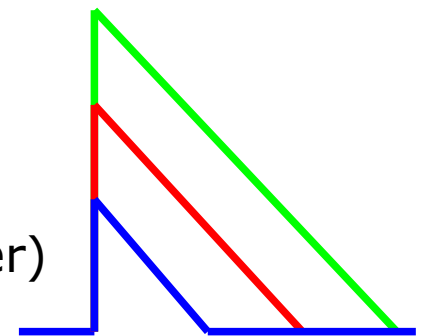
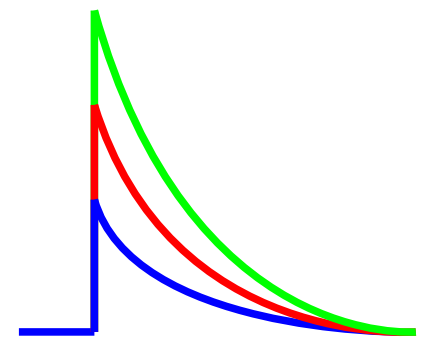
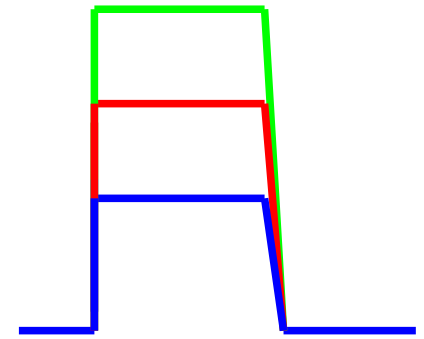
- DC Level wohldefiniert
- Große Zeitkonstanten (Entladezeiten) kosten viel Fläche
- Rauschbeitrag möglicherweise signifikant

Alternative zum Widerstand: Transistor

- Fläche verringert sich drastisch
- Gute/schlaue Bias-Schaltung nötig
- Nicht-lineares Verhalten (siehe später)

Transistor mit anderem Bias: Stromquelle

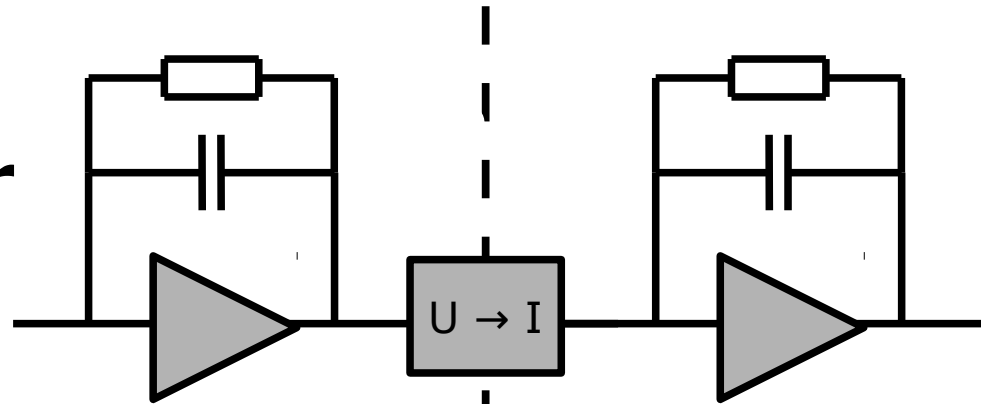
- Entladezeit abhängig von Amplitude
- Ermöglicht time-over-threshold Energiemessung (siehe später)



Shaper

Einfachster Ansatz: Shaper wie Preamplifier

Preamplifier



Shaper

$$H(s) = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_1}{1 + sC_1R_1}$$

$$H(s) = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_f}{1 + sC_fR_f} \cdot \frac{1}{1 + sC/g_m}$$

Großes g_m , kleine "interne" Kapazität
→ ein Pol, Dimensionierung gut für S/N

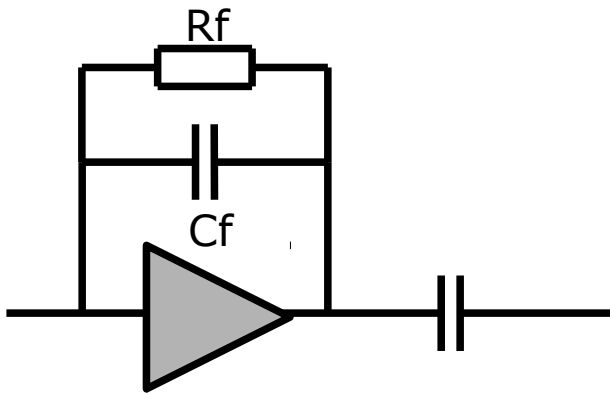
Kleineres g_m , große "interne" Kapazität
→ zwei Pole, formal: 2nd order Shaper

- Besonders elegant: DC Level von Shaper-Eingang passt sehr gut zu DC Level von Preamplifier-Ausgang (Widerstand arbeitet hier als DC-Feedback)
- Ungelöst: Wie wird $U \rightarrow I$ Wandler realisiert?

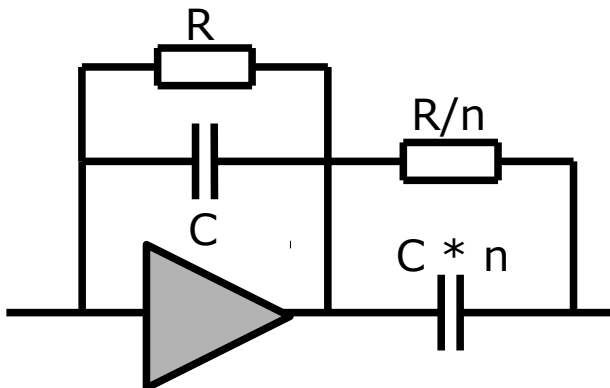
Pole Zero Cancellation

AC Kopplung Preamplifier Ausgangs an Shaper Eingang

- Funktion/Nutzen: U → I Wandlung
- Problem: AC Kopplung erzeugt Nullstelle → Signal bekommt Über-/Unterschwinger
- Richtig dimensionierter Widerstand schafft Abhilfe:



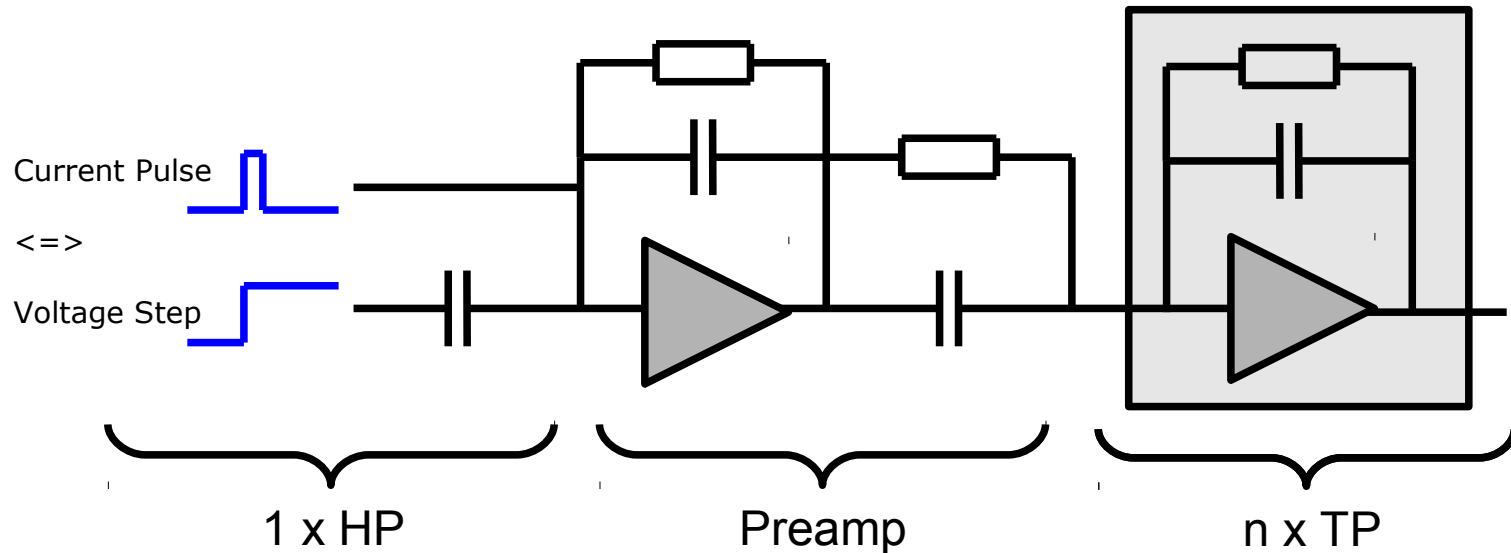
$$H(s) = \frac{V_{out}}{I_{in}} \cdot \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{R_f}{1 + sC_f R_f} \cdot sC = \frac{sCR_f}{1 + sC_f R_f}$$



$$H(s) = \frac{R}{1 + sCR} \cdot \left(\frac{R}{n} \parallel \frac{1}{snC} \right)^{-1} = \frac{R}{1 + sCR} \cdot \frac{(1 + sCR)}{R/n} = n$$

(Die Zeitkonstanten heben sich gerade auf!)

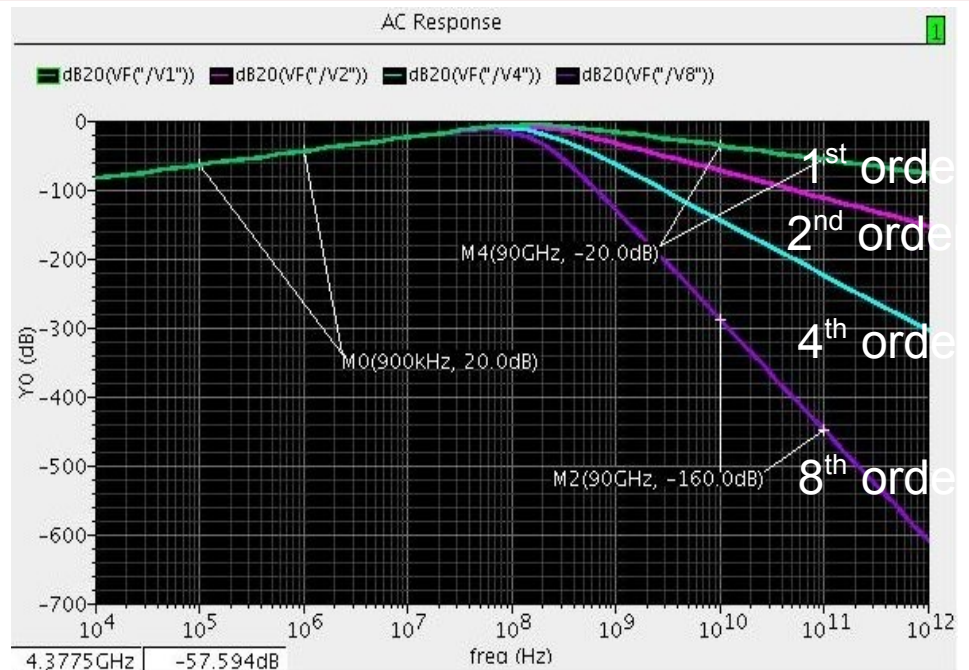
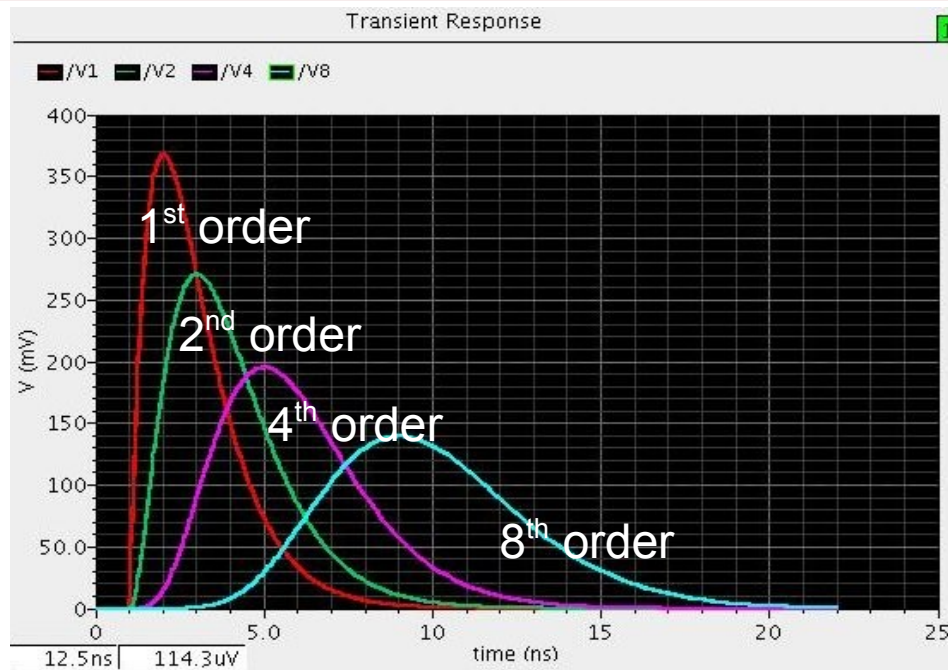
CR-RC Shaper



- Häufigste Shaper-Topologie: 1 x HP, n x TP
- Beim Strompuls "versteckt" sich der HP bereits im Detektor/Signal
- Allg. Äquivalent: Shaper wird formal meist als $CR-(RC)^n$ Filter aufgefasst

$$\text{Formal: } H(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{sT_{HP}}{1+sT_{HP}} \cdot \left(\frac{1}{1+sT_{TP}} \right)^n \Rightarrow f(t) = \frac{1}{n!} \cdot \left(\frac{t}{T} \right)^n \cdot e^{-t/T} \text{ für } T_{HP} = T_{TP} \quad (1)$$

Higher Order Shaper



Warum Shaper höherer Ordnung? Bsp: $CR-(RC)^n$ Shaper:

Zeitbereich

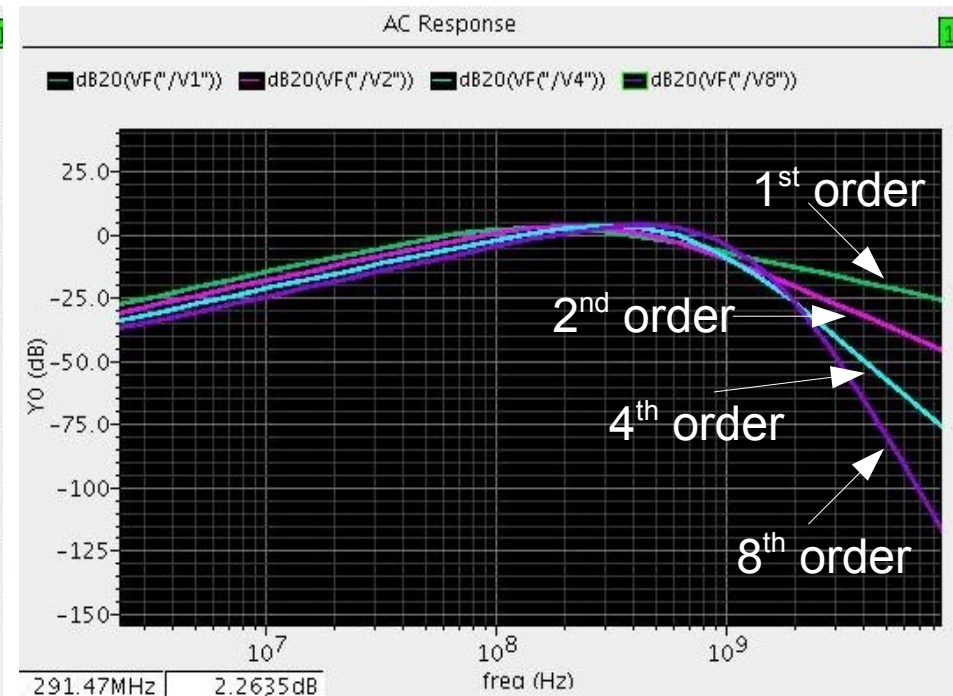
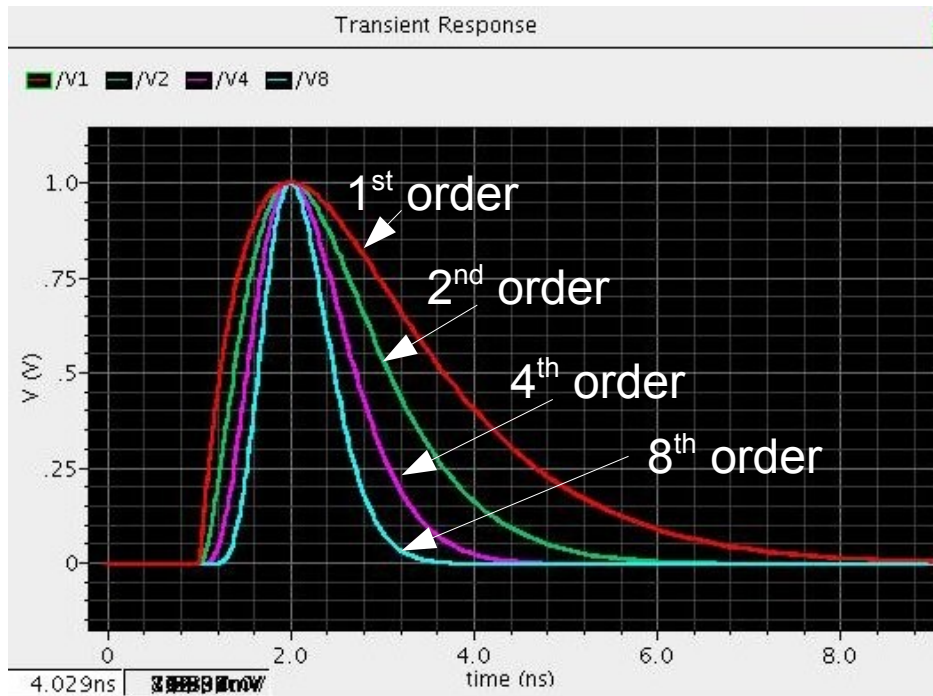
- Steigende Flanke ist Funktion von t^n (Parabel), fallende Flanke ist Funktion von $\exp(-t)$, Gauss-förmig (3)
- Peakhöhe nimmt ab, Pulslänge zu, Rise/Fall-Times nehmen zu

Frequenzbereich

- Pole erhöhen ihre Ordnung (-20dB / Dekade und Pol), jeweils nur eine Nullstelle
- Grenzfrequenzen bleiben gleich
- Auch TP Anteil nähert sich Gauss-Glocke an (Achtung: Log-Skala!) (siehe dazu ebenfalls (3))

=> **Vorteil erstmal nicht erkennbar, aber...**

Higher Order Shaper



Normierung der Verstärkung (ampl. / max. ampl.) und der Zeitkonstante (t / t_{peak}):

Zeitbereich

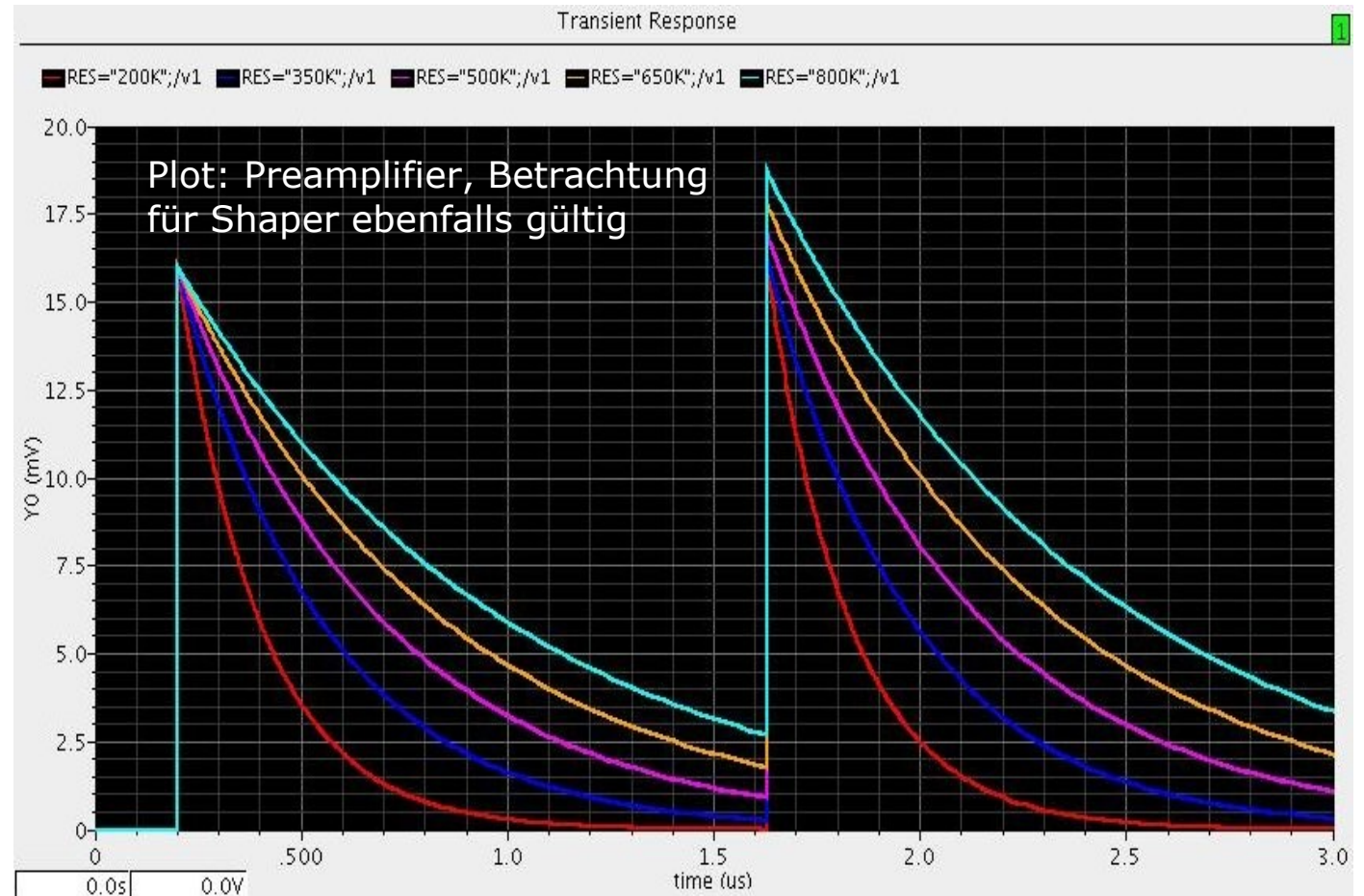
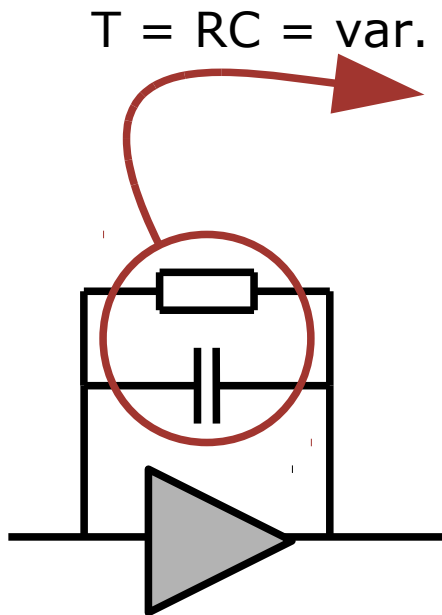
- Schlanker werdende Pulse → Verringert Pile-Up Rate
- Steilheit der steigenden Flanke nimmt (bei $t \approx 0$) ab → schlecht für Timing

Frequenzbereich

- Auswirkung der Normierung: Pole bei höheren Frequenzen, DC-Gain nimmt ab

Hier vernachlässigt: Shaper höherer Ordnung verringern Gesamttrauschen (siehe Noise)

Pile-Up



- Bei hohen Hitrates ist die Shaping-Time durch Pile-Up limitiert → Signal muss "schnell genug" zur Baseline zurück
- Aber: Es existiert in Bezug auf S/N eine ideale Shaping-Zeit (siehe Noise)

Noise

- Nur statistische Aussage über **durchschnittliche Rauschleistung** möglich
- Rauschen allg. Frequenzabhängig → Beschreibung der **Rauschleistungsdichte**

$$\text{Spannungsrauschen: } \frac{d\langle v^2 \rangle}{df} \text{ in } \left[\frac{V^2}{\text{Hz}} \right], \text{ Stromrauschen: } \frac{d\langle i^2 \rangle}{df} \text{ in } \left[\frac{A^2}{\text{Hz}} \right]$$

<> steht für Mittelwert, "Dichte" meint hier Rauschleistung pro Frequenz

=> Modellierung mit "quadratischen" Spannungs-/Stromquellen

Achtung: Rauschformeln beschreiben die Rauschbeiträge im Frequenzbereich

Typische Rauschquellen

Die wichtigsten Rauschursachen/-arten sind:

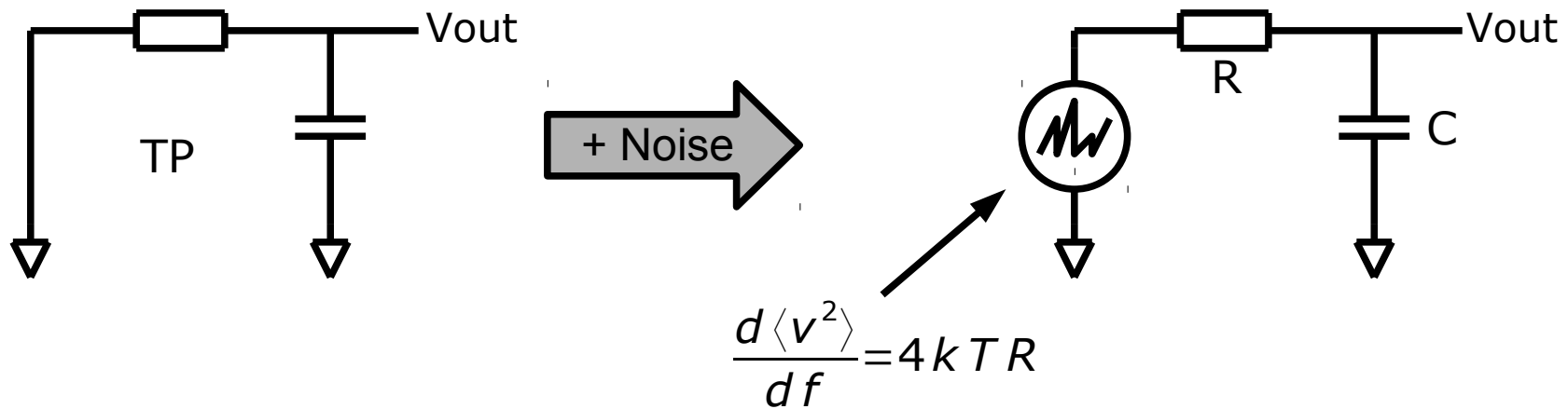
- **Leakage noise / Shot noise:** Leckstrom durch Detektordiode unterliegt statistischen Fluktuationen. Aufgrund der diskreten Natur der Ladungsträger variiert der Strom sprungartig.
- **Thermal Noise:** Thermisch angeregte Elektronen (allg. Ladungsträger) variieren ständig ihre Geschwindigkeit (Bspw. Widerstand, Transistor), damit schwanken lokal die elektrostatischen Felder.
- **1/f oder Flicker Noise:** Zufällige Fluktuationen die zeitlich nicht unkorreliert sind. Bspw. können Kanalelektronen/-löcher in MOS-Transistoren an Störstellen "hängen" bleiben und so eine Spannungsvariation am Gate verursachen (entspricht Schwellenrauschen).

Typische, vereinfachte Rauschformeln (1):

$$\begin{aligned} \text{Leakage Noise: } \frac{d\langle i^2 \rangle}{df} &= 2q I_{leak}, & \text{Resistor Thermal Noise: } \frac{d\langle i^2 \rangle}{df} &= \frac{4kT}{R}, \\ \text{Transistor Thermal Noise: } \frac{d\langle i^2 \rangle}{df} &= \frac{8}{3} kT g_m, & \text{1/f Noise(Gate): } \frac{d\langle v^2 \rangle}{df} &= \frac{K_f}{C_{ox} W L f} \end{aligned}$$

Noise Rechenbeispiel

Einfach(st)es Beispiel: Widerstand ist Rauschquelle, Tiefpass filtert Rauschen

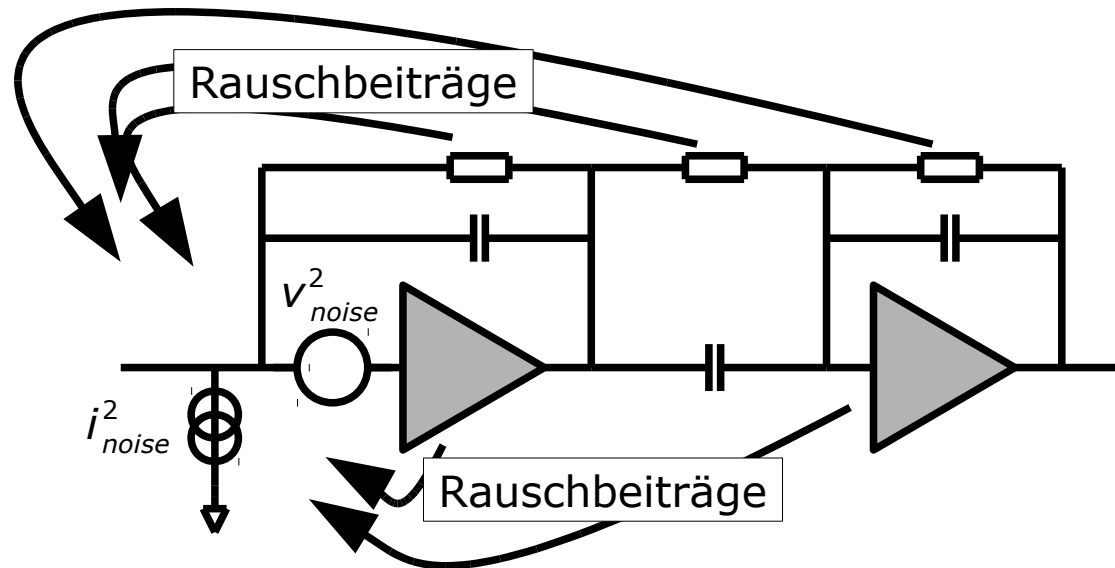


Die **mittlere Rauschspannung** am Ausgang kann hier wie folgt ermittelt werden:

$$\langle V_{out}^2 \rangle = \int_0^{\infty} |H(s)|^2 \frac{d\langle v^2 \rangle}{df} df = \frac{4kTR}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{1+(\omega CR)^2} d\omega = \frac{2kTR}{\pi} \left[\frac{\tan^{-1}(\omega CR)}{CR} \right]_0^{\infty} = \frac{kT}{C}$$

$\Rightarrow \langle V_{out} \rangle = \sqrt{\frac{kT}{C}}$, *Root Mean Square (rms) Output Noise Voltage*

Equivalent Noise Charge (ENC)



Rauschleistung am Ausgang wird auf typische Eingangsgröße bezogen

- Eingangsgröße bei CSAs ist Ladung
- Ermittlung der "Rauschqualität" in vier Schritten:
 - 1) Identifikation aller dominanten Rauschquellen
 - 2) Wenn möglich: Umrechnung aller Rauschbeiträge in äquivalente Beiträge am Schaltungseingang (→ entweder Strom- oder Spannungsrauschquelle)
 - 3) Berechnung der Rauschleistung am Ausgang (Integration über Betragsquadrat der (jeweiligen) Übertragungsfunktion, Stimulation mit Eingangsrauschen)
 - 4) Berechnung des Ausgangssignals für eine bekannte Eingangsladung → ENC ergibt sich als diejenige Eingangsladung (in Elektronen), für die $S/N = 1$

ENC bei CSAs mit CR-RC Shaper

Die Rauschbeiträge wirken sich **bezogen auf den Eingang** entweder

- a) als **Stromrauschen (parallel noise)** oder
- b) als **Spannungsrauschen (seriell noise)** aus.

Vereinfachte ENC Formel für einen typischen CSA **mit CR-RC shaper** (1, 2):

$$ENC^2 = \frac{\langle V_{out}^2 \rangle}{V_{ampl}^2} = \frac{\epsilon^2}{8e^2} \left(T I_0 + \frac{C_D^2}{T} V_0 + 4C_D^2 V_{-1} \right)$$

I₀: Beitrag Stromrauschen, Frequenzspektrum konst. (Bspw. Leakage Noise)

V₀: Beitrag Spannungsrauschen, Frequenzspektrum konst. (Bspw. Transistor Channel Noise)

V₋₁: Beitrag Spannungsrauschen, mit 1/f Frequenzabhängigkeit (Bspw: Transistor Flicker Noise)

C_D: eff. Kap. am Eingang, T: CR-RC Zeitkonstante, ε: Eulersche Zahl, e: Elementarladung

In gut designten CSAs dominieren:

- a) Kanal Rauschen des Eingangstransistors (Thermal + Flicker Noise)
- b) Detektor-Leckstrom (Leakage Noise)

Optimale Shaping Time von CR-RC Shaper

In Bezug auf das Rauschen existiert eine **optimale Shaping Time T**

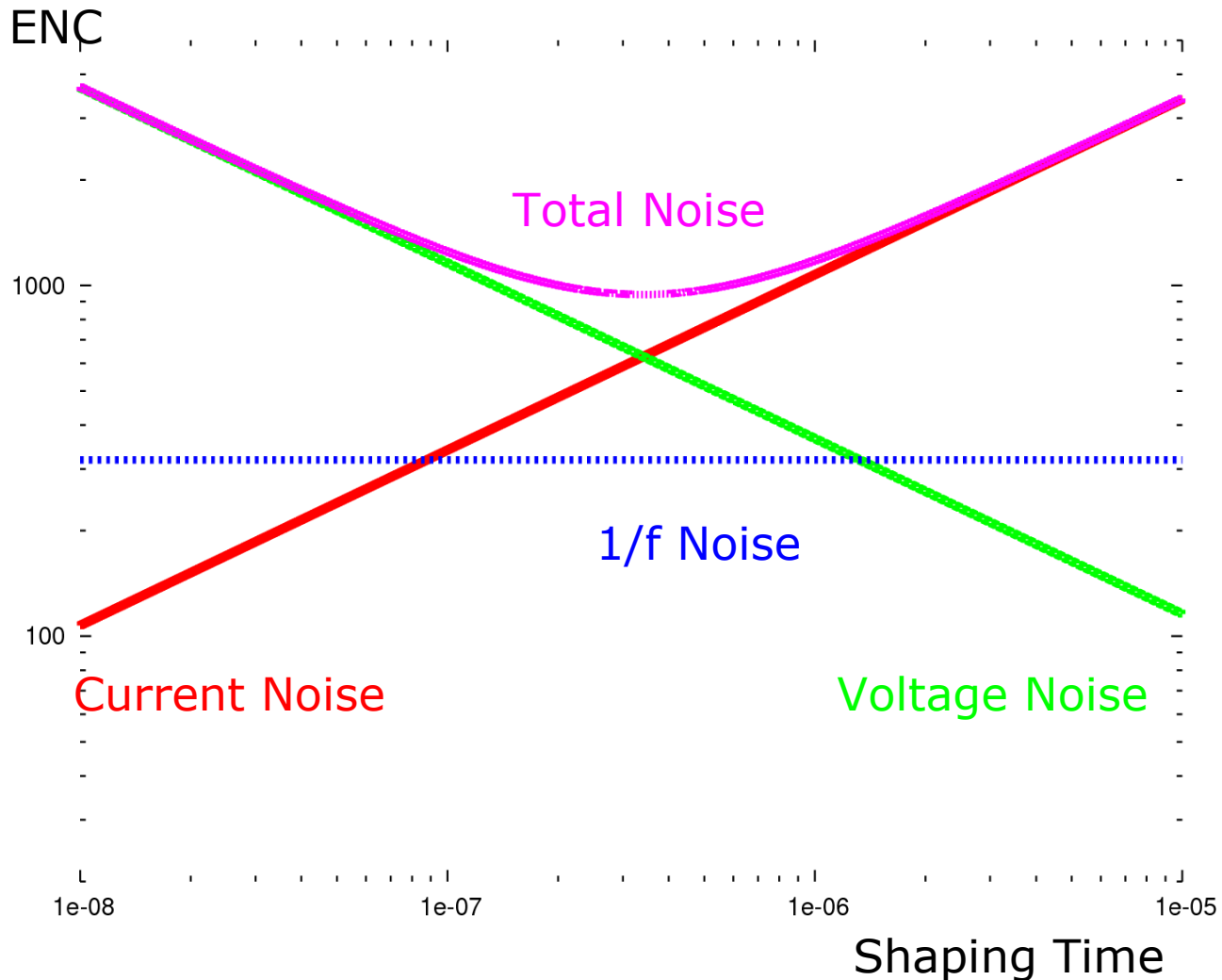
$$ENC = \frac{\epsilon}{2e} \sqrt{\left(\underbrace{T \frac{I_0}{2}}_{\text{red}} + \underbrace{\frac{C_{in}^2 V_0}{T}}_{\text{green}} + \underbrace{2C_{in}^2 V_{-1}}_{\text{blue}} \right)}$$

Shaping-Time steigt, dann ...

... **sinkt Voltage Noise:** mit größer werdendem T nimmt Bandbreite ab

... **steigt Current Noise:** Integrator "zählt" Rauschelektronen, T größer → Integrator zählt länger

... **bleibt 1/f Noise konstant:** 1/f Rauschen nur vom Verhältnis der oberen zur unteren Grenzfrequenz, nicht von absoluter Bandbreite abhängig



Sonstige Front-End Aspekte

Leakage Compensation

- Nach Bestrahlung kann sich der Detektor-Leckstrom (LS) signifikant erhöhen
- DC-gekoppelte Systeme müssen LS aufnehmen können
- AC-Systeme sind "immun"
- Vorverstärker brauchen implizite oder explizite LS-Kompensation
- LS kann einige 100nA betragen

Baseline-Drift

- Bei hohen Signalraten können sich Baselines (DC-Level) verschieben
- Grund: DC-Regelschleifen "sehen" bzw. regeln auf das *durchschnittliche* Signallevel, das jedoch über bzw. unter dem Ruhe-Level liegt
- Stark von Signalraten und -längen (Feedback) abhängig

Die Gretchen-Frage: PMOS- oder NMOS-Eingang

- Elektronikrauschen wird durch den Eingangstransistor des Preamps dominiert
- Leicht z.z.: Das thermische Kanal-Rauschen im CSA verbessert sich mit größer werdender Transkonduktanz (\rightarrow viel Strom, riesiges W/L)
- Zusätzliche $1/f$ Komponente wird bei zunehmend kleineren Strukturgrößen immer signifikanter
- N-MOS: Besseres g_m bei gleicher Transistorgröße (\sim Faktor 3)
- P-MOS: Deutlich geringeres $1/f$ Rauschen (Faktor stark technologieabhängig)
- Aber: Große Transistoren geraten in weak inversion, hier wächst g_m nicht mehr mit W/L \rightarrow PMOS kann "aufholen"

Mögliche Strategie:

- Bei kleiner Eingangskapazität, kleines Gesamtrauschen (< 100 ENC) schon mit kleinem g_m erreichbar \rightarrow wähle PMOS
- Bei großer Eingangskapazität (30pF) wird sehr großes g_m (einige mS) benötigt, kostet viel Platz (und Strom), Gesamtrauschen um 1000 ENC, $1/f$ fällt nicht mehr so stark ins Gewicht \rightarrow wähle platzsparenden NMOS

Schaltungsübersicht

O'Connor Feedback 1/4

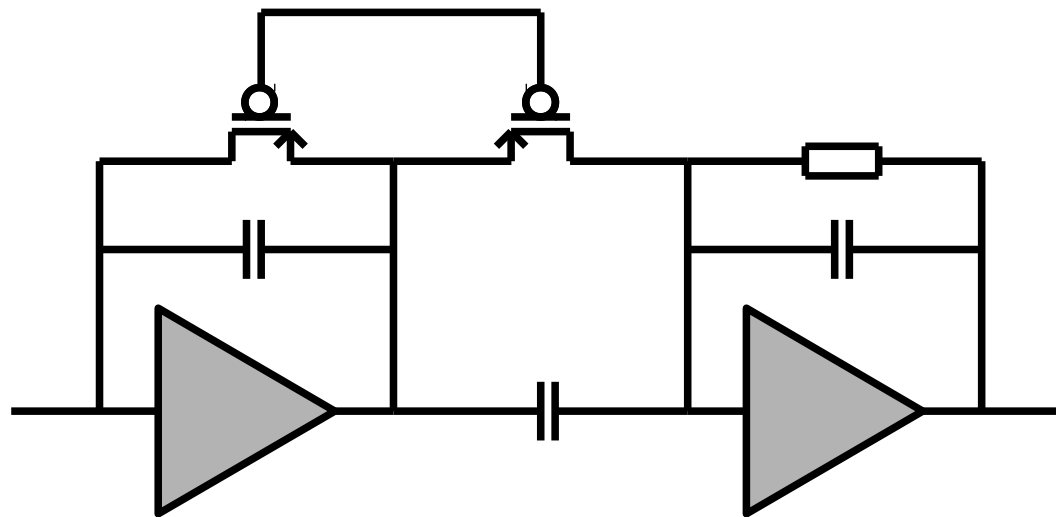
Keywords: Feedback, PZ Cancellation, Leakage Compensation

Es werden oft große Feedback-Widerstände benötigt:

- Für hohe Shaping Zeiten muss $T_s = R_f C_f$ groß gewählt werden
- Große Amplituden ($V_{max} = Q_{in}/C_f$) erfordern dagegen eine kleine Kapazität C_f
- => Bspw: $T_s = 500\text{ns}$, $C_f = 200\text{fF}$ → **$R_f = 2.5\text{M}\Omega$**

Einfachste Idee:

- Verwendung von Transistoren statt Widerständen, DC: gebiast im linearen Bereich, Source-Anschlüsse innen



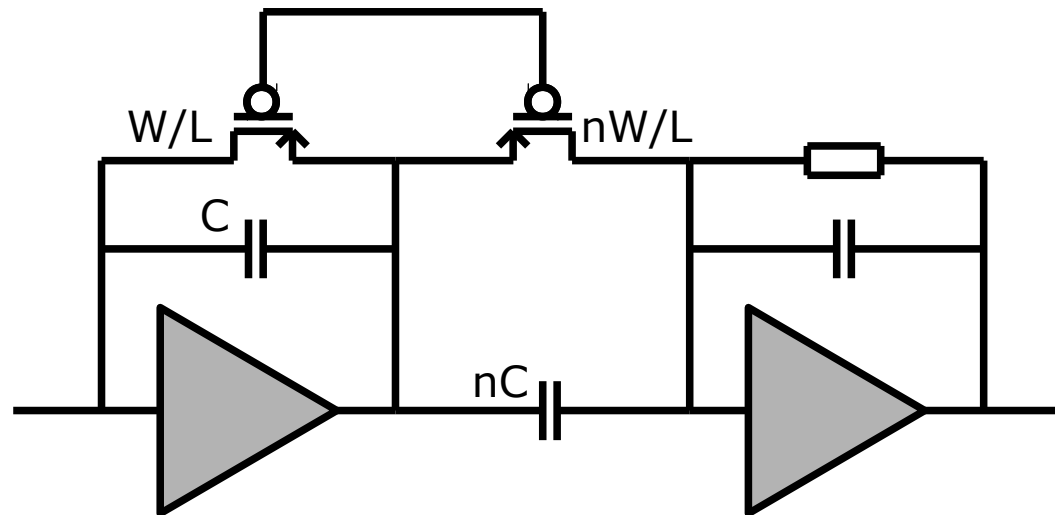
- **Allg. Problem:** Kanalwiderstand eines MOS ist allg. von Gate-Source-Spannung (also hier Ausgangsspannung) direkt abhängig, was die Schaltung nicht-linear werden lässt:

$$R_{channel} = \frac{1}{K \frac{W}{L} (V_{SG} - V_{TH})} = \frac{1}{K \frac{W}{L} (V_{out} - V_{bias} - V_{TH})}$$

- **Nicht-Linearität** führt bspw. zur
 - Zerstörung der Proportionalität zwischen Ausgangsamplitude und Eingangsladung
 - Nicht-Einhaltung der PZ-Bedingung
 - Variation der Peaking-Time bei unterschiedlich großen Eingangspulsen
 - ...

O'Connor Feedback 3/4

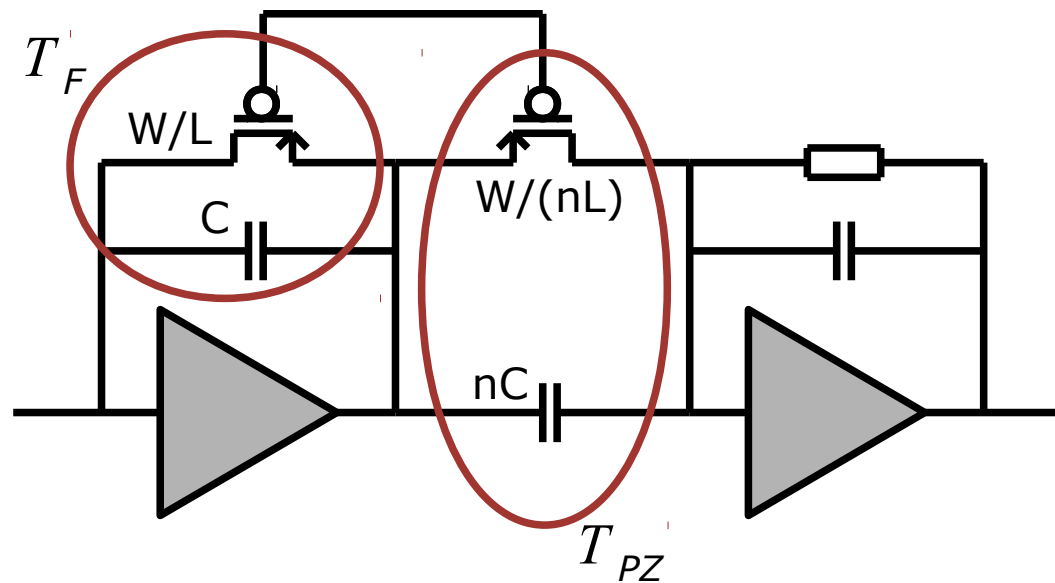
Keywords: Feedback, PZ Cancellation, Leakage Compensation



- Aber:
 - Die Drains beider Transistoren sehen das *gleiche* DC-Potential (hier: gleiche V/V Verstärker)
 - Beide Source- und Gates-Pins jeweils das *selbe* DC-Potential.
 - Bei entsprechender Dimensionierung (siehe Bild) fließt damit durch den **PZ-MOS n-mal soviel Strom wie durch den FB-MOS.**
- Tatsächlich heben sich dann die Nicht-Linearitäten gerade auf → O'Connor (4,5)

O'Connor Feedback 4/4

Keywords: Feedback, PZ Cancellation, Leakage Compensation



Aus Sicht der Zeitkonstanten (PZ-Bedingung) kann dies anschaulich gezeigt werden:

$$T_{PZ} = R_{PZ} C_{PZ} = \frac{nC}{K \frac{nW}{L} (V_{out} - V_{bias} - V_{TH})} = \frac{C}{K \frac{W}{L} (V_{out} - V_{bias} - V_{TH})} = R_F C_F = T_F$$

(Anmerkung: Kleinere DC-Ströme ändern nichts an den Verhältnissen, weswegen die Schaltung eine **implizite Leakage Compensation** beinhaltet.)

Constant Current Feedback 1/2

Keywords: Feedback, Time over Threshold, Leakage Compensation

Arbeitsweise (mit $M1 = M2$):

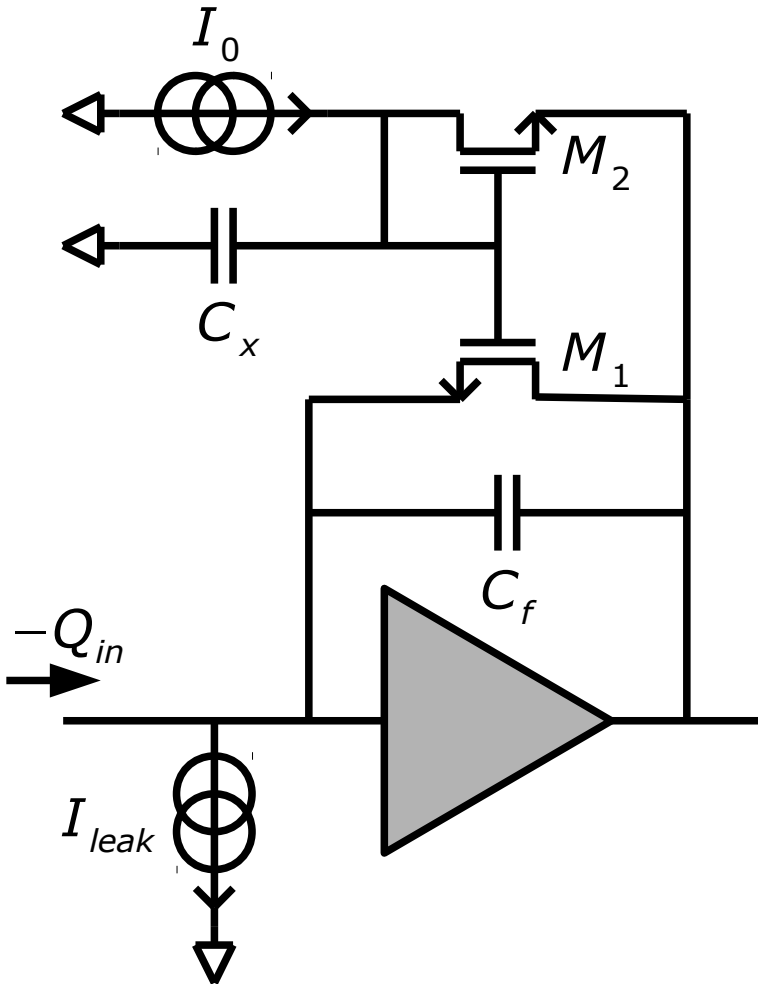
- Im Gleichgewicht (Arbeitspunkt) fließt nur I_{leak} durch $M1$ (lin. Bereich). Es kann einfach gezeigt werden (1), dass dabei gilt:

$$V_{GS,1} = V_T + \sqrt{\frac{I_{leak} + I_0}{\frac{K}{2} \frac{W}{L}}}$$

- Wird negative Ladung auf C_f deponiert, steigt V_{out} sprunghaft an und $M1$ gerät in Sättigung. Der Strom durch $M1$ im aktiven Fall wird damit zu:

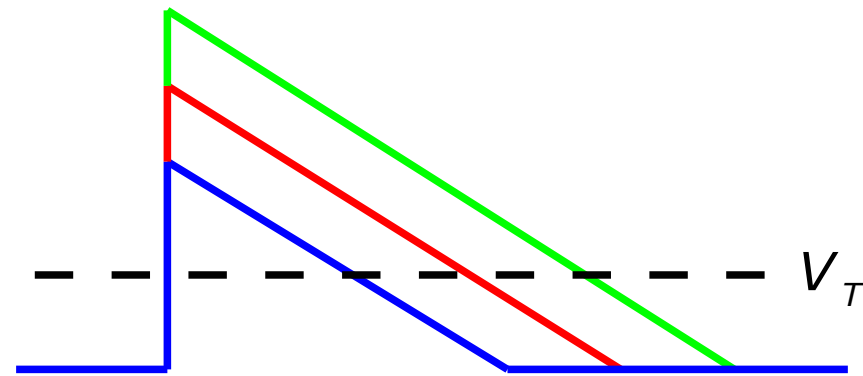
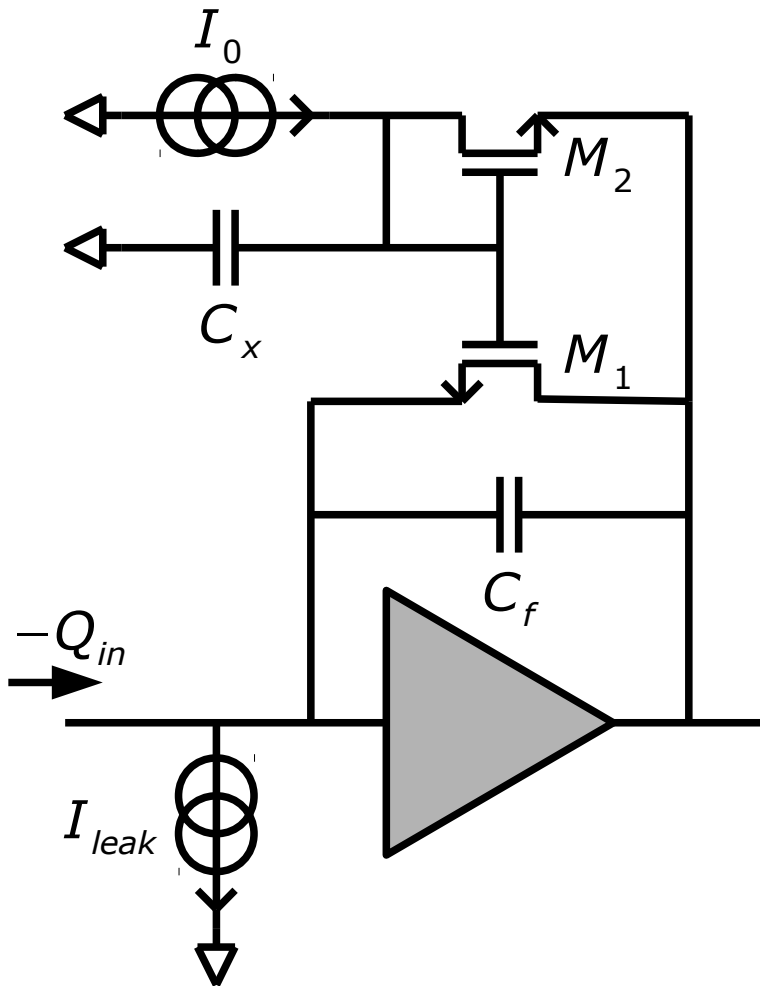
$$I_{1,active} = \frac{K}{2} \frac{W}{L} (V_{GS,1} - V_T)^2 = I_{leak} + I_0$$

- C_f wird also mit dem konstanten Strom I_0 entladen. Man beachte, dass $V_{GS,1}$ konstant bleiben muss (C_x).



Constant Current Feedback 2/2

Keywords: Feedback, Time over Threshold, Leakage Compensation



Signalformen bei unterschiedlichen Eingangsladungen $-Q$

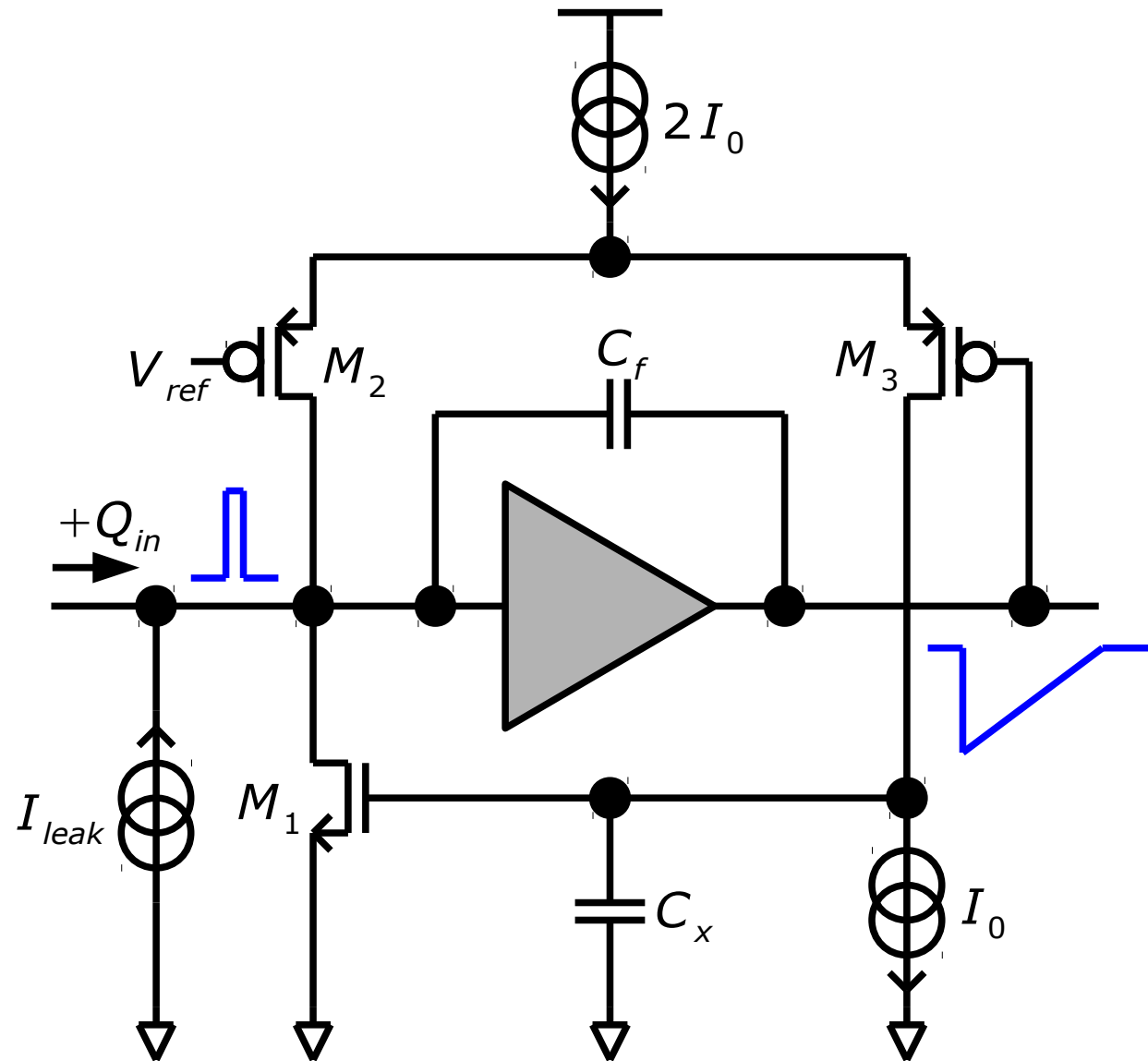
- Aufgrund des konstanten Entladestroms gilt Pulslänge \sim Amplitude $\sim Q$. Durch die Messung der Zeitdifferenz zwischen zwei Schwellendurchgängen (siehe Bild) kann daher auf die Hitenergie zurückgeschlossen werden (Time over Threshold, ToT)
- Für die über I_0 justierbare Entladezeit gilt offensichtlich $T = Q/I_0$
- Nachteile: Unipolare Schaltung, variierende Pulslängen können allg. problematisch sein

Krummenacher Scheme 2/2

Keywords: Feedback, Leakage Compensation, Time over Threshold

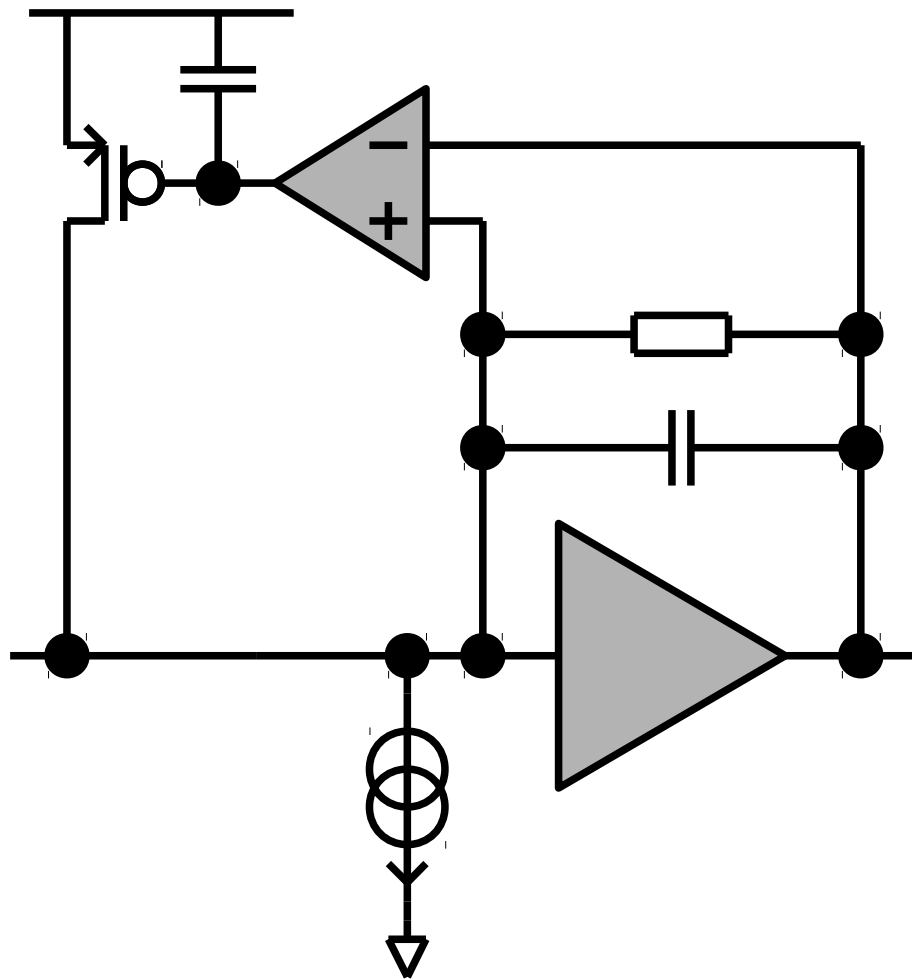
Schaltungsaspekte

- Schönes Detail: Ausgang wird auf V_{ref} geregelt, gut falls bspw. Komparator für ToT angeschlossen werden soll
- Ähnlich Constant Current Feedback, unipolar, Pulslänge variiert mit Q_{in}
- Gute Leakage Compensation
- Prinzipielles Problem (gilt auch für CCF) ist hier der **Baseline-Drift**: bei hohen Hitraten lädt sich C_x langsam aber kontinuierlich auf (bis sich die Flächen zwischen Baseline und Signal aufheben)



Ivan's Leakage Compensation 1/3

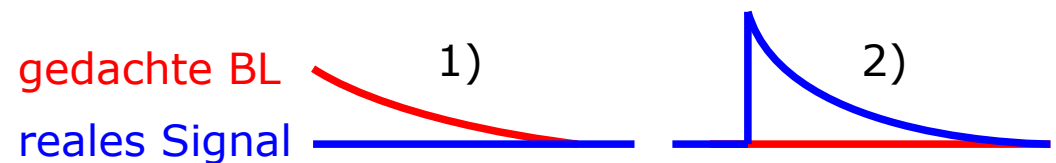
Keywords: Leakage Compensation, Baseline Drift



Allg. Ansatz für Leakage Compensation:

- Differenzverstärker regelt eine der Leckstromquelle "gegengekoppelte" Stromquelle so, dass kein DC-Strom durch das Feedback fließt (dann ist $V_{out} = V_{in}$, DC).
- **Grundlegendes Prinzip**, ist bspw. Teil des Krümmenacher Schemes
- Aber: Stark anfällig für Baseline-Drift

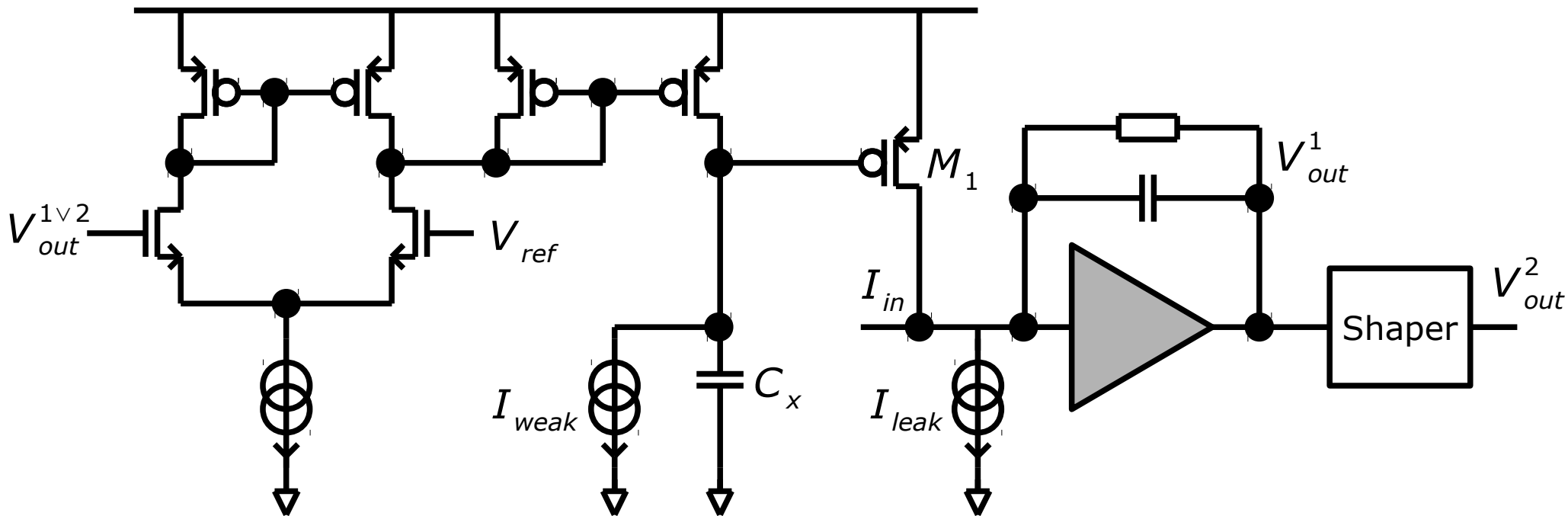
=> **Idee**: Stärke der Regelung von der "Pulsrichtung" abhängig machen (wie Peak Detektor): "fast nur in eine Richtung regeln"



- 1) *Baseline > Signal, BL folgt Signal (relativ) schnell*
- 2) *Signal < Baseline, BL folgt Signal extrem langsam*

Ivan's Leakage Compensation 2/3

Keywords: Leakage Compensation, Baseline Drift

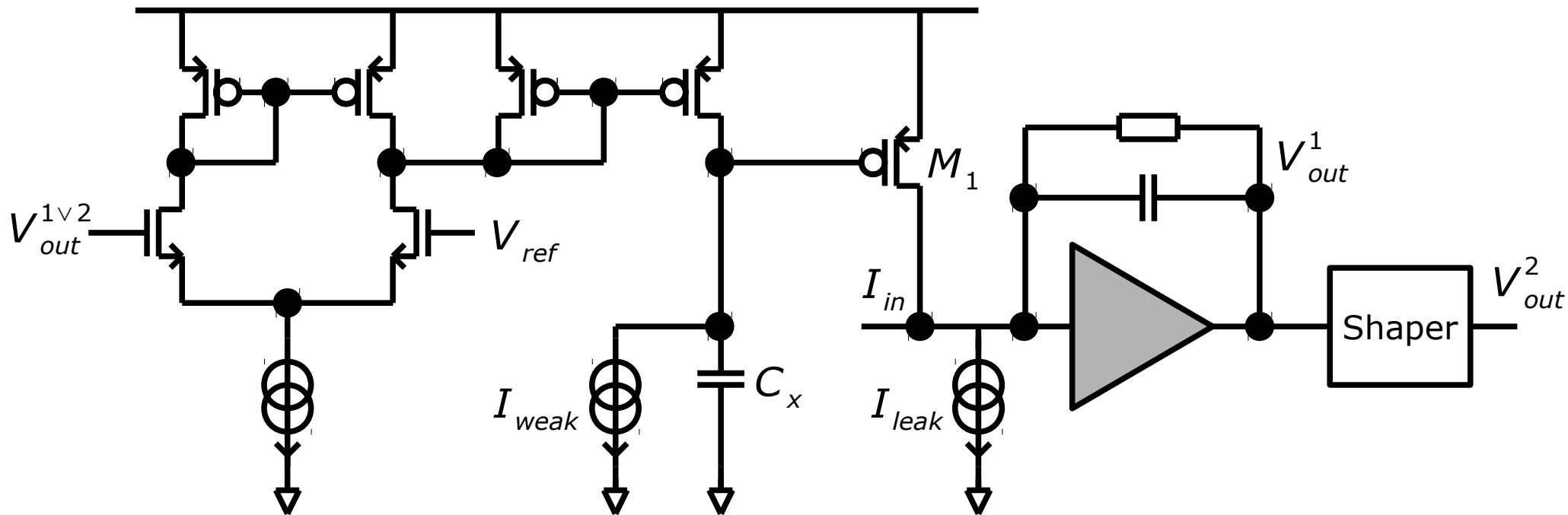


Arbeitsweise:

- M1 wird so geregelt, dass kein/sehr wenig Leckstrom ins Front-End hinein fließt ($V_{ref} \approx V_{in}$), es gilt $V_{out1} = V_{ref} \approx V_{in}$. Alternativ kann auch V_{out2} geregelt werden.
- Der Stromspiegel nach dem diff. Paar kann C_x relativ schnell aufladen, nicht aber entladen. I_{weak} ist sehr klein, so dass C_x zwar kontinuierlich, aber sehr langsam entladen wird → Schaltung realisiert die beschriebene **asymmetrische Regelung** zum Erhalt der Baseline

Ivan's Leakage Compensation 3/3

Keywords: Leakage Compensation, Baseline Drift

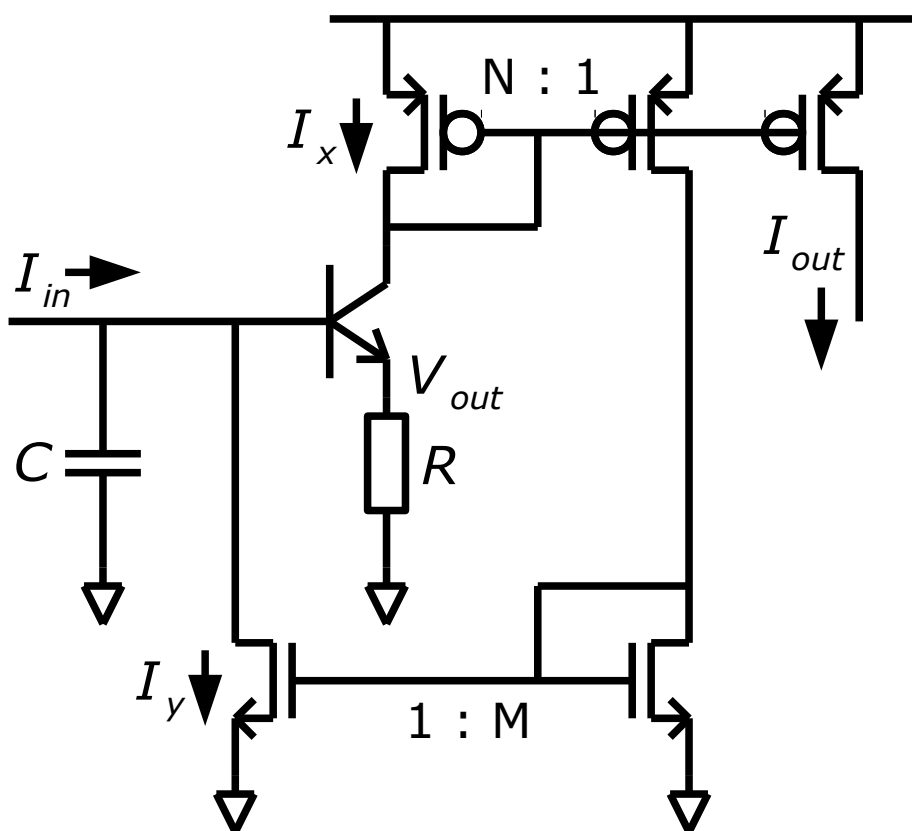


Schaltungsaspekte:

- Geregelttes Ausgangs-DC-Level sehr gut für nachfolgenden Komparator
- Regelung verhältnismäßig aufwändig, Feintuning nicht trivial
- Kann mit sehr hohen Leckströmen umgehen
- Rauschbeitrag nur durch M1
- Unipolar
- Unabhängig von verwendeter CSA-Shaper Topologie

Current Mode Cell 1/2

Keywords: RC, Passiv, Tiefpass, Shaper, FB



Platzsparender RC Tiefpass (7):

- Mit idealem Sourcefolger (kein Offset) fließt durch R der Strom

$$I_x = I_{out} = \frac{V_{out}}{R} = \frac{V_{in}}{R}$$

- Dieser führt bei idealen Stromspiegeln zu dem Strom

$$I_y = \frac{I_x}{N \cdot M} = \frac{V_{in}}{N \cdot M \cdot R}$$

- Der Eingang "sieht" folglich den äquivalenten Widerstand

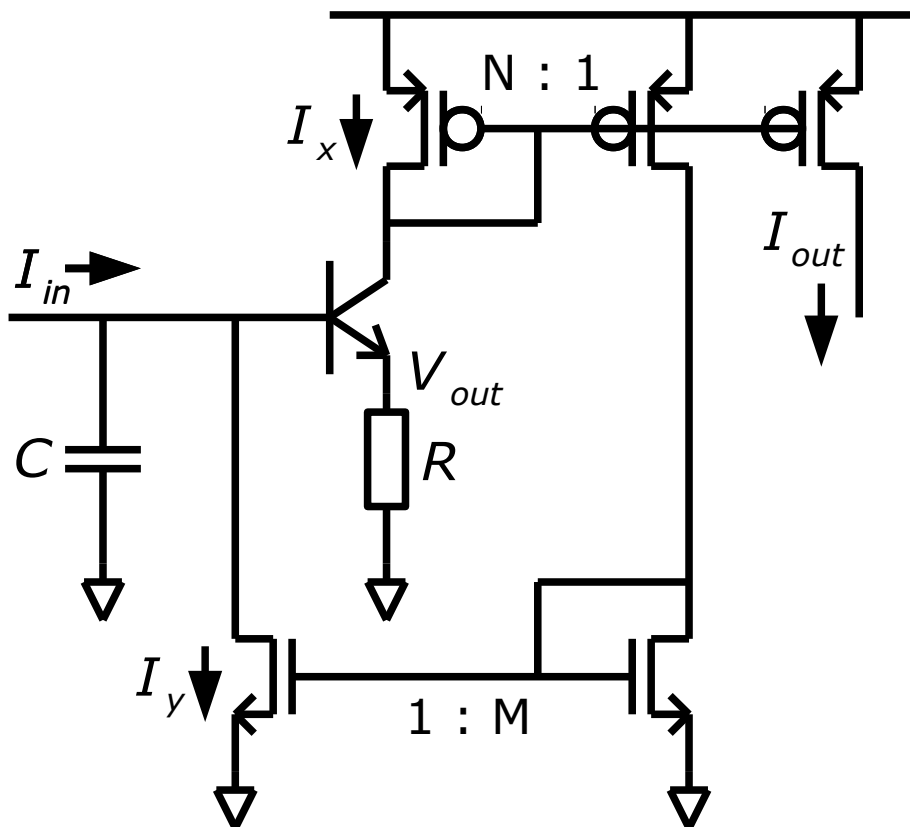
$$R_{eq} = \frac{V_{in}}{I_y} = N \cdot M \cdot R$$

- Die dominante Zeitkonstante der Schaltung ist damit

$$T = R_{eq} C \approx N \cdot M \cdot RC$$

Current Mode Cell 2/2

Keywords: RC, Passiv, Tiefpass, Shaper, FB

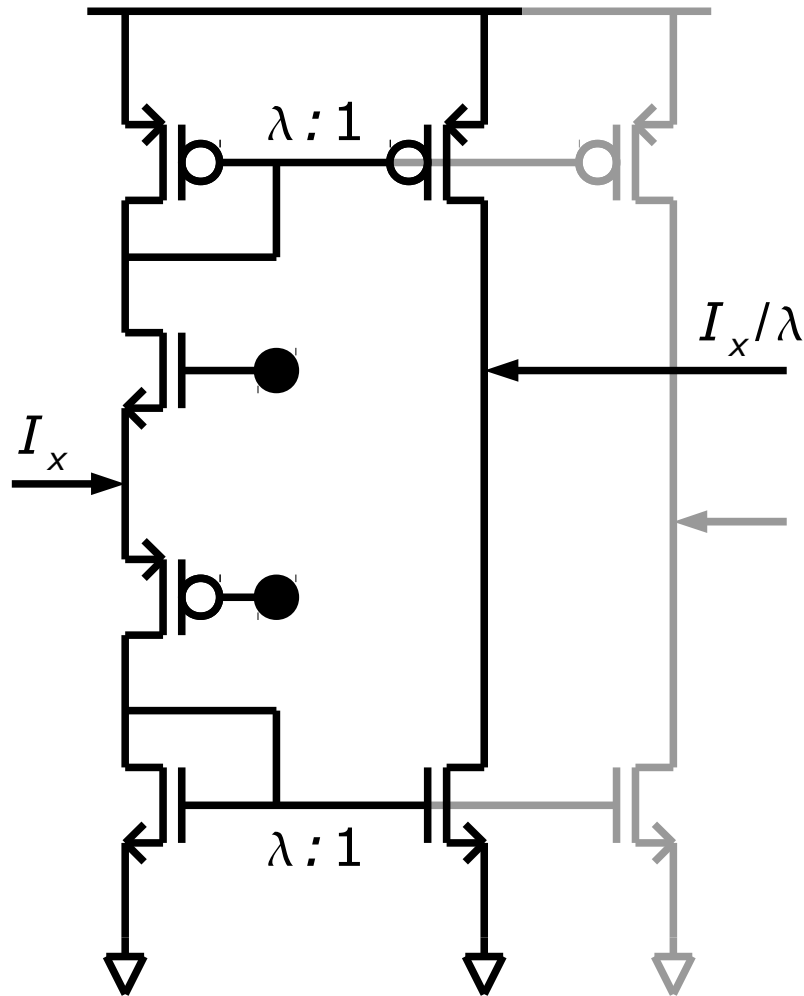


Schaltungsaspekte

- Es können große Zeikonstanten bei relativ kleinem Platzbedarf realisiert werden
- Verwendung sowohl im Shaper als auch im FB des Vorverstärkers denkbar
- Zelle ist passiv – starke Dämpfung (nicht direkt als Shaper verwendbar)
- NPN kann durch N-MOS ersetzt werden (verringert Source-Folger-Gain weiter (<1))
- Gut konkatenierbar
- Die virtuelle Vergrößerung des Widerstandes ist ein *Grundprinzip* → es gibt viele Erweiterungen (8) und abweichende Umsetzungen der Schaltung (siehe auch nachfolgend)

Advanced Current Mode Shaper (ICON Cell) 1/3

Keywords: Shaper, Current Mode, Current Cell

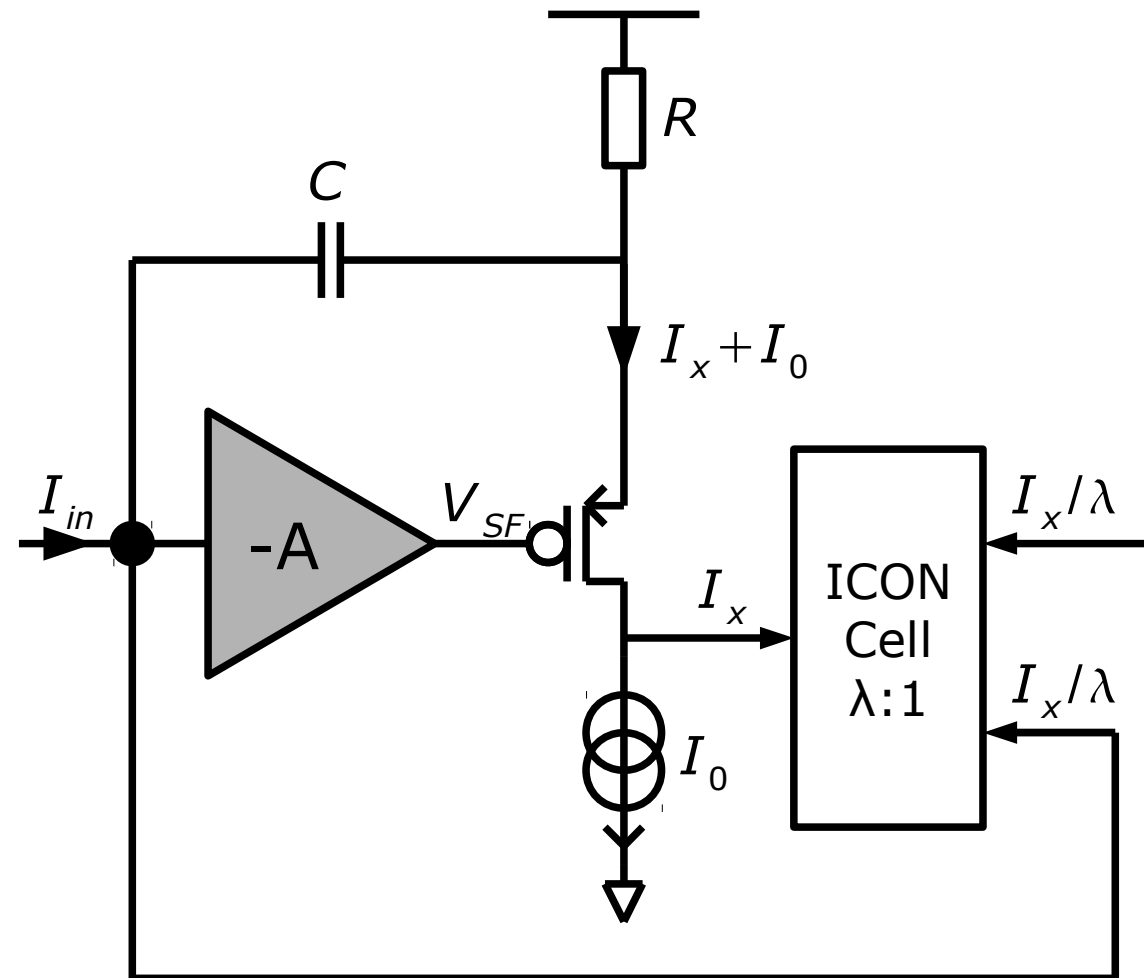


ICON Cell (9)

- Bidirektionaler Stromteiler/-spiegel
- Kann mit den Common-Gate MOS so gebiast werden, dass $I_x = 0$
- Eingangsimpedanz (pro Zweig) etwa $1/g_m \rightarrow$ recht klein, gut für Strom
- Der Strom I_x/λ kann mehrfach "entnommen" werden
- Grundlage für Shaper, siehe nachfolgend...

Advanced Current Mode Shaper (ICON Cell) 2/3

Keywords: Shaper, Current Mode, Current Cell

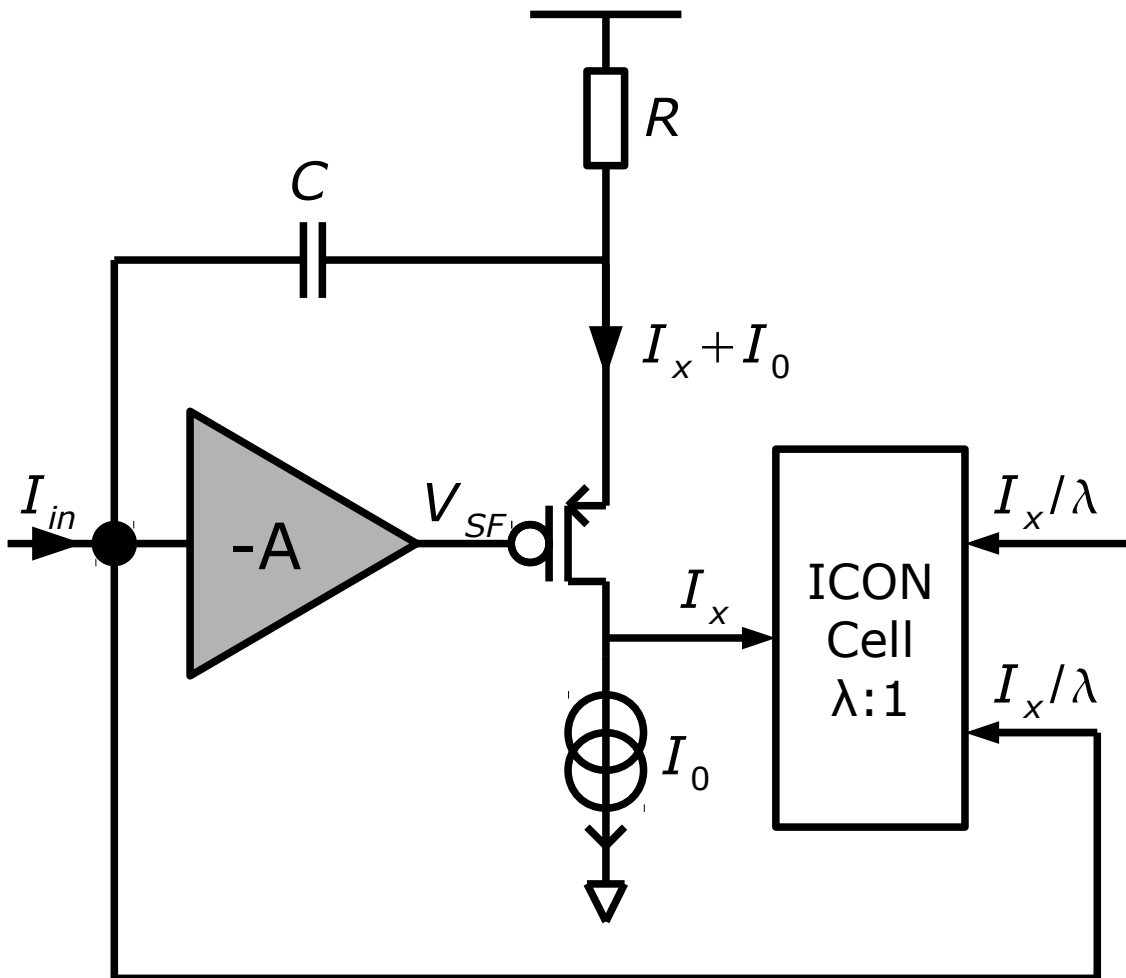


Funktionsweise CM Shaper (9)

- Im Arbeitspunkt ist $I_x = 0$, durch R fließt genau I_0
- Wird auf C eine pos. Ladung Q deponiert, sinkt die Eingangsspannung V_{SF} des Sourcefolgers stark
- Es entsteht ein Strom $I_x > 0$
- Man beachte: V_{SF}/I_x ist für großes g_m des PMOS etwa R
- Die ICON Zelle generiert nun aus I_x den Entladestrom I_x/λ , über den sich die FB-Kap. wieder entlädt
- Die eff. Zeitkonstante des Shapers bzw. die Shaping-Time ist somit $T = \lambda RC$

Advanced Current Mode Shaper (ICON Cell) 3/3

Keywords: Shaper, Current Mode, Current Cell

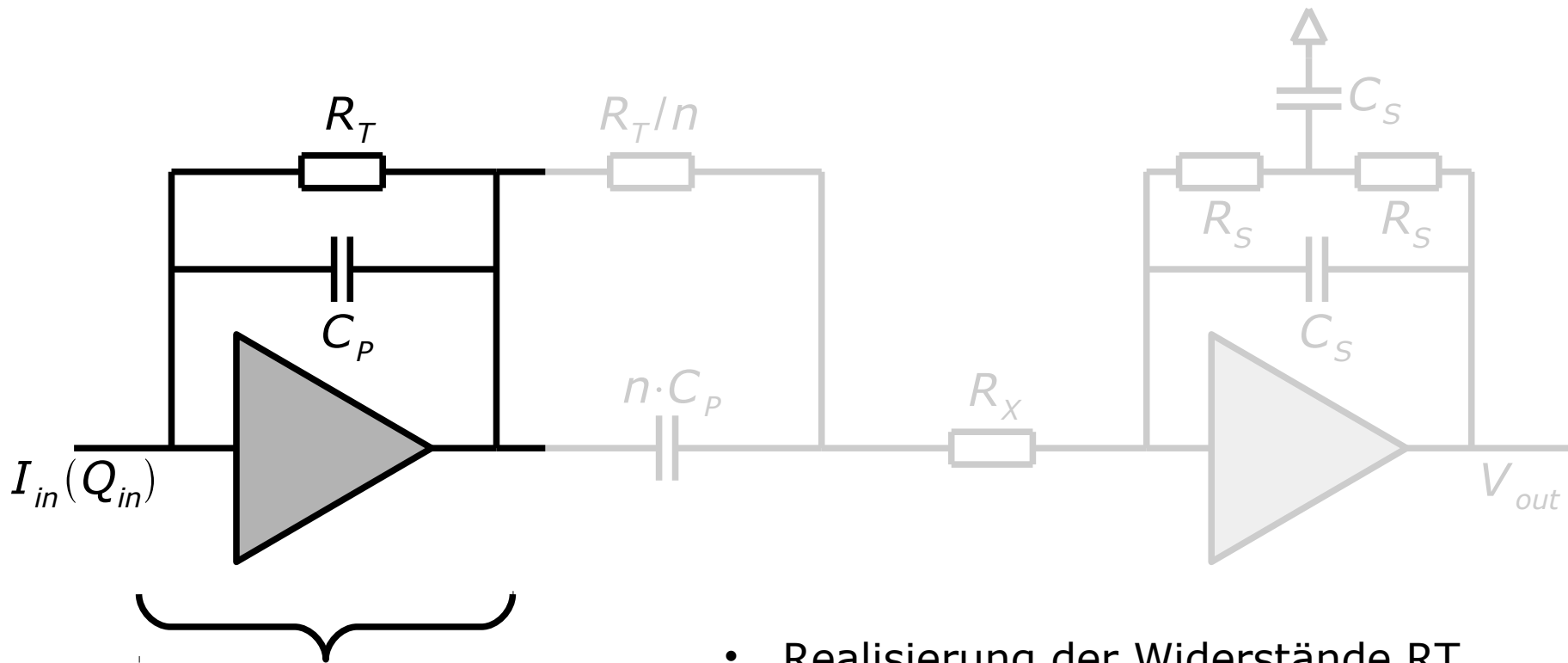


Schaltungsaspekte

- Es lassen sich platzsparend große Zeitkonstanten erzeugen
- Zelle ist bipolar
- Ein Bias-Strom, zwei Bias-Spannungen notwendig
- ICON Cell kann sehr stromsparend betrieben werden (DC-Strom)
- Sehr gut konkatenierbar (n-th order shaper)

2nd Order Shaper 1/6

Keywords: Preamplifier, 2nd order Shaper

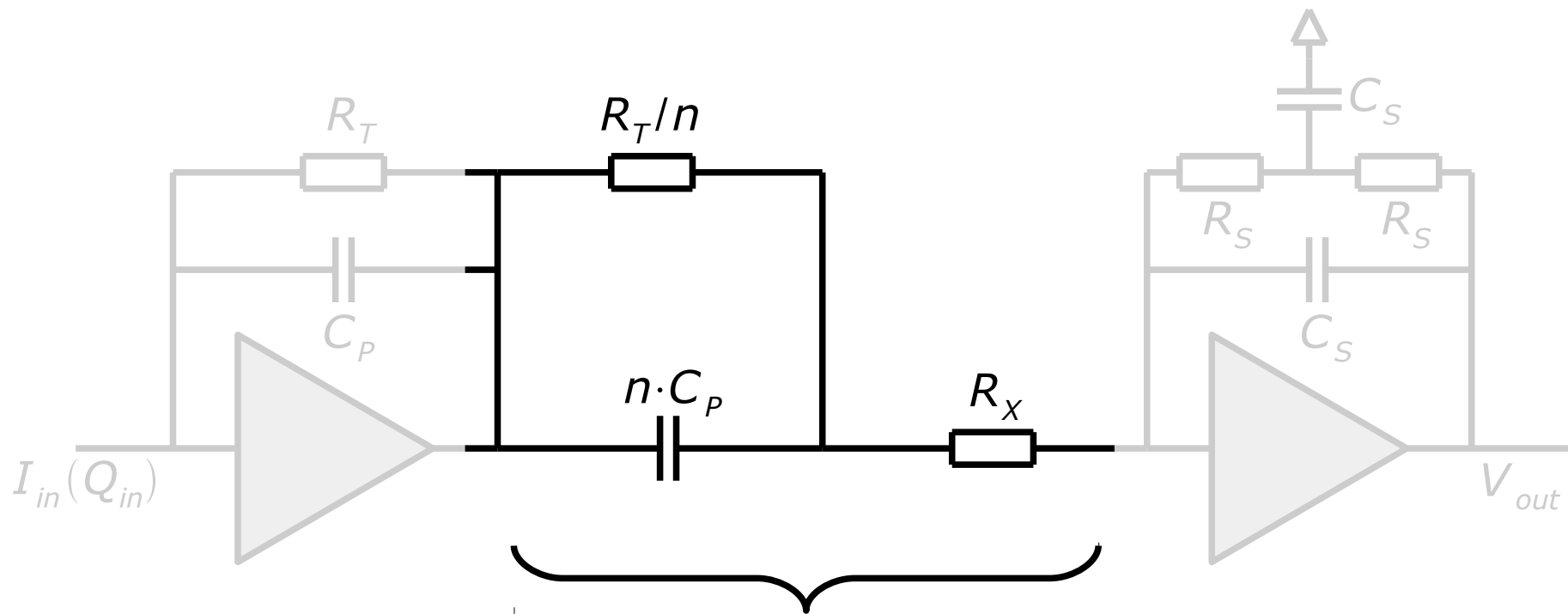


$$H_1(s) = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R_T}{1 + s C_P R_T}$$

- Realisierung der Widerstände R_T üblicherweise mit Transistoren → siehe weiter vorne
- Ann. hier: U/U-Verstärkerbandbreite (innere Bandbreite) wesentlich größer als die der äußeren Beschaltung → äußere Beschaltung "dominant"

2nd Order Shaper 2/6

Keywords: Preamplifier, 2nd order Shaper

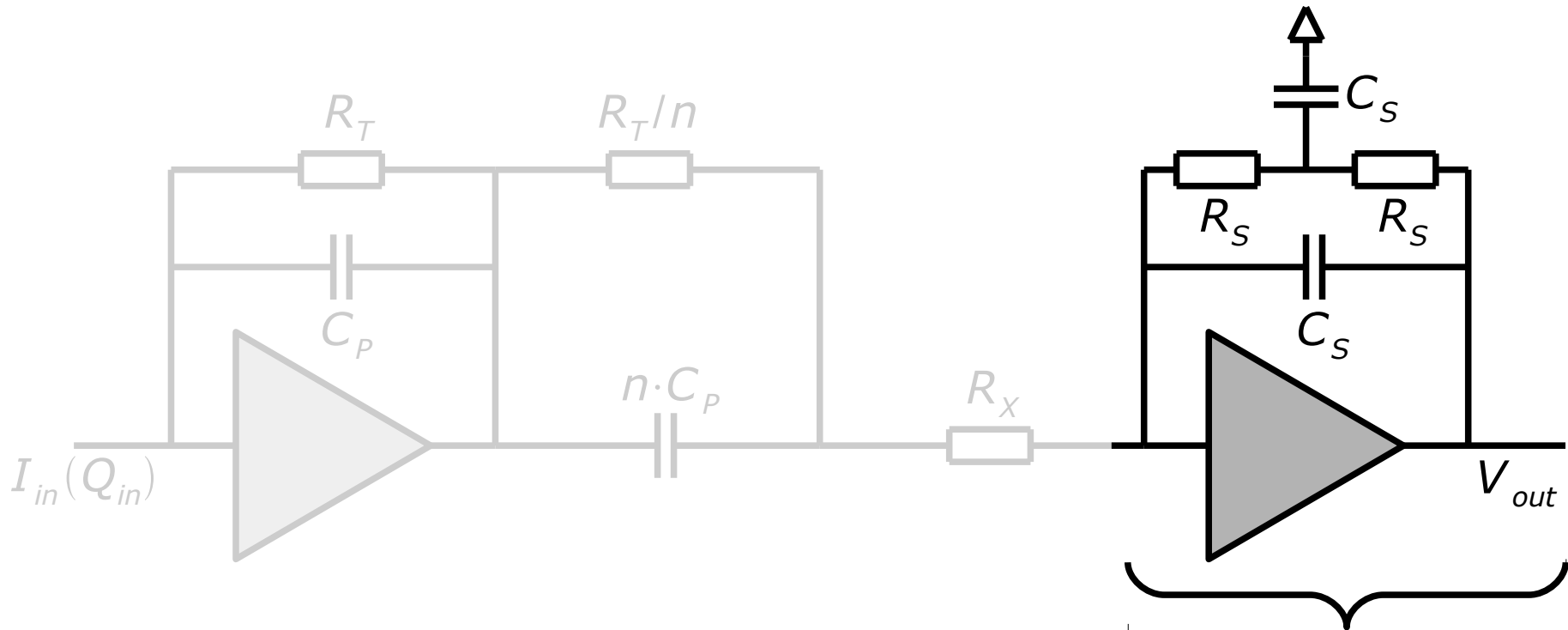


$$H_2(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{n(1+sC_pR_T)}{(R_T+nR_X)(1+sC_p(R_T||nR_X))} \approx \frac{n(1+sC_pR_T)}{R_T(1+snC_pR_X)}, \text{ für } R_T \gg nR_X$$

- R_T durch Transistor realisiert → kann leicht groß dimensioniert werden
- R_X sollte ohnehin klein gewählt sein (Rauschen)

2nd Order Shaper 3/6

Keywords: Preamplifier, 2nd order Shaper



$$H_3(s) = \frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{2R_S(1+sR_S C_S/2)}{(1+s/s_0)(1+s/s_1)}, \text{ mit } s_{0,1} = \frac{1}{R_S C_S} (1 \pm \sqrt{1 - C_S/C_X})$$

$$= \frac{2R_S(1+sR_S C_S/2)}{(1+sR_S C_S)^2}, \text{ für } C_X = C_S$$

2nd Order Shaper 4/6

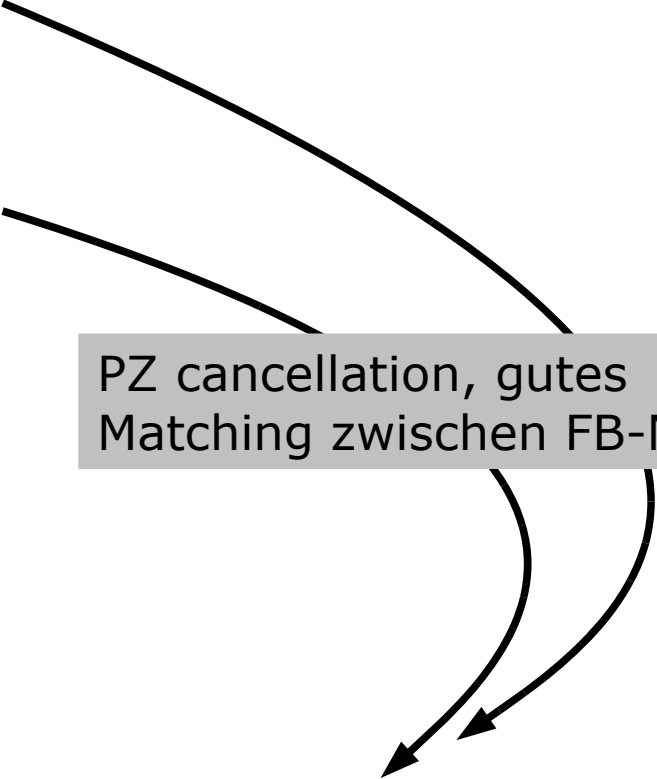
Keywords: Preamplifier, 2nd order Shaper

$$H_1(s) = \frac{R_T}{1+sC_pR_T}$$

$$H_2(s) = \frac{n(1+sC_pR_T)}{R_T(1+snC_pR_x)}, \text{ für } R_T \gg nR_x$$

$$H_3(s) = \frac{2R_s(1+sR_sC_s/2)}{(1+sR_sC_s)^2}, \text{ für } C_x=C_s$$

PZ cancellation, gutes Matching zwischen FB-MOS



$$H_{12}(s) := H_1(s) \cdot H_2(s) = \frac{n}{(1+snC_pR_x)}, \text{ für } R_T \gg nR_x$$

2nd Order Shaper 5/6

Keywords: Preamplifier, 2nd order Shaper

$$H_{12}(s) = \frac{n}{(1 + snC_pR_x)}, \text{ für } R_T \gg nR_x$$

$$H_3(s) = \frac{2R_s(1 + sR_sC_s/2)}{(1 + sR_sC_s)^2}, \text{ für } C_x = C_s$$

Matching nur zwischen
Kapazitäten und Widerständen!

$$H_{123}(s) := H_{12}(s) \cdot H_3(s) = \frac{2nR_s}{(1 + sR_sC_s)^2}, \text{ mit } (C_x = C_s) \wedge (R_T \gg nR_x) \wedge (nC_pR_x = R_sC_s/2)$$

2nd Order Shaper 6/6

Keywords: Preamplifier, 2nd order Shaper

$$H_{123}(s) = H_{GES}(s) = \frac{2nR_S}{(1+sR_S C_S)^2}$$

- Echter 2nd order shaper mit doppeltem reellen Pol mit gut definierbarer RC Konstante
- Wohldefinierte DC-Verstärkung der Schaltung

$$(C_X = C_S) \wedge (R_T \gg nR_X) \wedge (nC_P R_X = R_S C_S / 2)$$

- Bedingungen leicht realisierbar
- Es müssen nur typengleiche Bauteile miteinander matchen
- Nebenbedingung: Rx möglichst klein (Rauschen)

Quellen

Quellen

- (1) L.Rossi, P.Fischer, T.Rohe, N.Wermes: Pixel Detectors – From Fundamentals to Applications, ISBN: 3-540-28332-3, Springer 2006
- (2) H.Spieler: Semiconductor Detector Systems, ISBN: 978-0-19-852784-8, Oxford University Press 2005
- (3) S.Ohkawa et al: Direct Synthesis of the Gaussian Filter for Nuclear Pulse Amplifiers, Nucl. Instr. and Meth. 1976
- (4) G.Geronimo, P.O'Connor: A CMOS detector leakage current self-adaptable continuous reset system: Theoretical analysis, Nucl. Instr. and Meth. 1999
- (5) G.Gramegna, P.O'Connor, P.Rehak, S.Hart: CMOS preamplifier for low-capacitance detectors, Nucl. Instr. and Meth. 1997
- (6) F.Krummenacher: Pixel detectors with local intelligence: an IC designer point of view, Nucl. Instr. and Meth. 1991
- (7) G.Bertuccio, P.Gallina, M.Sampietro: An $(RC)^n$ current-mode lowpass filter, Electronic Letters 1999
- (8) S.Buzzetti, C.Guazzoni: A Novel Compact Topology for High-Resolution CMOS/BiCMOS Spectroscopy Amplifiers
- (9) C.Fiorini, M.Porro: Integrated RC Cell for Time-Invariant Shaping Amplifiers, IEEE Trans. on Nucl. Science 2004

