

# **Analoge Schaltungstechnik für integrierte Schaltungen**

Band 1

Ein Lehrgang zur Entwicklung von integrierten analogen Schaltungen

Herausgeber:

Fachhochschule Nordwestschweiz

IME Institut für Mikroelektronik, Steinackerstrasse 1, CH-5210 Windisch;

[www.ime.technik.fhnw.ch](http://www.ime.technik.fhnw.ch)

Autoren: Dr. Hanspeter Schmid, Dr. Alex Huber

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einführung</b>	<b>13</b>
1.1	Wozu braucht es im digitalen Zeitalter noch analoge Schaltungstechnik? .	13
1.1.1	Die reale Welt ist analog! . . . . .	13
1.1.2	Anteil der Mixed Signal Designs steigt . . . . .	13
1.1.3	Digitaltechnik wird analog . . . . .	14
1.2	Entwicklung der Halbleiter-Technologien . . . . .	14
1.2.1	Moore's Law . . . . .	15
1.2.2	Bipolar-Technologie . . . . .	15
1.2.3	CMOS-Technologie . . . . .	15
1.3	Typen von integrierten Schaltungen . . . . .	16
1.3.1	Standard-ICs . . . . .	17
1.3.2	ASSPs (Application Specific Standard Products) . . . . .	17
1.3.3	Programmierbare Bausteine . . . . .	17
1.3.4	ASICs (Application Specific Integrated Circuits) . . . . .	17
1.3.5	Fullcustom ASICs . . . . .	18
1.3.6	Semicustom ASICs . . . . .	18
1.3.7	Technologien für ASICs . . . . .	18
<b>2</b>	<b>Schaltungsanalyse</b>	<b>21</b>
2.1	Schaltungsanalyse mit Blockschemas . . . . .	21
2.1.1	Symbole für Blockschemas . . . . .	21
2.1.2	Beispiel Differentialgleichung . . . . .	23
2.2	Schaltungsanalyse mit Signalflussdiagrammen . . . . .	24
2.2.1	Berechnen von Übertragungsfunktionen mit der Formel von Mason	25
2.2.2	Rechnen mit Signalflussdiagrammen . . . . .	27

2.2.3	Aufstellen von Signalflussdiagrammen: Gm-C Filter . . . . .	27
2.2.4	Komplexeres Beispiel: Verstärker mit nichtidealem OpAmp . . .	32
2.2.5	Vereinfachungen für Transistorschaltungen . . . . .	37
2.3	Rückkopplung . . . . .	39
2.3.1	Verstärkung gegengekoppelter Kreise . . . . .	40
2.3.2	Bandbreite . . . . .	40
2.3.3	Stabilisierung der Verstärkung . . . . .	42
2.4	Stabilitätsbetrachtung . . . . .	42
2.4.1	Repetition der Laplace- und Fourier-Transformationen . . . . .	42
2.4.2	Nullstellen und Pole . . . . .	43
2.4.3	Berechnung des Frequenzgangs . . . . .	44
2.4.4	System zweiter Ordnung . . . . .	45
2.4.5	Filter höherer Ordnung . . . . .	47
2.5	Stabilitätsbetrachtung für Feedback-System . . . . .	50
2.5.1	Charakteristische Gleichung . . . . .	50
2.5.2	Phasenmarge . . . . .	50
2.5.3	Stabilitätsbetrachtung für zweipolige Verstärker . . . . .	52
<b>3</b>	<b>CMOS Technologie</b>	<b>55</b>
3.1	Die Idee des Transistors . . . . .	55
3.2	Überblick über Silizium Transistortechnologien . . . . .	56
3.3	Grundlagen für die Herstellung von integrierten Schaltungen . . . . .	57
3.3.1	Material . . . . .	58
3.3.2	Epitaxie . . . . .	59
3.3.3	Siliziumdioxid . . . . .	60
3.3.4	Siliziumnitrid . . . . .	60
3.3.5	Metallisierung . . . . .	61
3.3.6	Polysilizium . . . . .	61
3.3.7	Lithographie . . . . .	62

3.3.8	Ätztechnik . . . . .	65
3.3.9	Dotierung . . . . .	66
3.4	Prozessschritte für die Herstellung eines MOS-Transistors . . . . .	69
3.4.1	Material . . . . .	69
3.4.2	<i>n</i> -Well . . . . .	69
3.4.3	Aktiv-Gebiete . . . . .	70
3.4.4	Anbringen der Gates . . . . .	70
3.4.5	Drain und Source Gebiete . . . . .	73
3.4.6	Metallisierungen . . . . .	74
3.4.7	Passivierung . . . . .	75
3.4.8	Laterale geometrische Dimensionen . . . . .	75
3.4.9	Vertikale geometrische Dimensionen . . . . .	76
3.5	Herstellungstoleranzen . . . . .	76
3.6	Entwicklungsschritte der CMOS-Technologien . . . . .	78
3.6.1	Entwicklung der Gate-Oxiddicke . . . . .	79
3.6.2	Entwicklungen bei den Metallisierungen . . . . .	79
<b>4</b>	<b>Elemente im CMOS-Prozess</b>	<b>83</b>
4.1	MOS Transistor . . . . .	83
4.1.1	Grundidee . . . . .	83
4.1.2	Kennlinien . . . . .	84
4.1.3	Weak und Moderate Inversion . . . . .	87
4.1.4	Weitere Effekte . . . . .	90
4.2	MOSFET-Ersatzschaltbilder . . . . .	95
4.2.1	Transkonduktanz . . . . .	95
4.2.2	Ausgangswiderstand . . . . .	96
4.2.3	Zuleitungswiderstände und Kapazitäten . . . . .	96
4.3	Simulationsmodelle MOS Transistoren . . . . .	97
4.3.1	SPICE Modell (Level 1) . . . . .	98

4.3.2	Komplexere SPICE Modelle . . . . .	100
4.3.3	MOSFET-Parameter . . . . .	102
4.3.4	Effektive Transistorkennlinien . . . . .	102
4.4	Kondensatoren . . . . .	105
4.4.1	Berechnung der Kapazität . . . . .	106
4.4.2	Gate-Kapazität . . . . .	107
4.4.3	Poly-Poly-Kapazität . . . . .	107
4.4.4	Parasitäre Kapazitäten . . . . .	108
4.4.5	Toleranzen von On-Chip Kapazitäten . . . . .	109
4.5	Widerstände . . . . .	110
4.5.1	Poly-Silizium-Widerstand . . . . .	110
4.5.2	Diffusionswiderstand . . . . .	111
4.5.3	Ionen-Implantierter Widerstand . . . . .	111
4.5.4	$n$ -Well-Widerstand . . . . .	112
4.5.5	Pinched-Widerstand . . . . .	112
4.5.6	Widerstandswerte und Toleranzen . . . . .	112
4.5.7	Chipfläche von Widerständen . . . . .	115
4.5.8	Dimensionierung von Widerständen . . . . .	115
4.6	Bipolare Transistoren . . . . .	116
4.7	Dioden . . . . .	117
4.8	Bondpads . . . . .	119
4.8.1	Pad-Strukturen . . . . .	119
4.8.2	ESD-Schutz . . . . .	119
4.8.3	Bond-Drähte . . . . .	120
4.9	PROM-Zellen in CMOS-ASICs . . . . .	120
4.9.1	Poly-Fuses . . . . .	120
4.9.2	Zenerdioden . . . . .	121
4.9.3	EPROM, EEPROM . . . . .	121
4.10	Anhang Halbleiterelektronik . . . . .	124

<b>5</b>	<b>Analoge CMOS-Grundbausteine</b>	<b>125</b>
5.1	Einführung . . . . .	125
5.2	Schalter . . . . .	125
5.3	Aktiver Widerstand . . . . .	128
5.4	Stromquellen, Stromsenken . . . . .	131
5.5	Stromspiegel . . . . .	133
5.5.1	Einfacher Stromspiegel (nach Widlar) . . . . .	134
5.5.2	Kaskode-Stromspiegel . . . . .	135
5.5.3	Geregelter Stromspiegel (nach Wilson) . . . . .	137
5.5.4	Geregelter Kaskode-Stromspiegel . . . . .	138
5.5.5	Vergleich der Stromspiegel . . . . .	139
5.6	Analyse von Teilschaltungen mit Signalflussdiagrammen . . . . .	140
<b>6</b>	<b>Verstärkergrundschaltungen</b>	<b>145</b>
6.1	Einführung . . . . .	145
6.2	Über Strong Inversion und Weak Inversion . . . . .	145
6.3	Common-Source-Schaltung (Inverter) . . . . .	148
6.3.1	Inverter mit Widerstandslast . . . . .	148
6.3.2	Inverter mit Dioden-Last . . . . .	151
6.3.3	Inverter mit Stromquellenlast . . . . .	152
6.3.4	Inverter mit parallelem Eingang (Push-Pull-Stufe) . . . . .	152
6.4	Common-Drain-Schaltung . . . . .	155
6.5	Common-Drain-Stufe mit Stromabgriff . . . . .	156
6.6	Common-Gate-Schaltung . . . . .	157
6.7	Der AD844: Ein kommerzieller Verstärker aus einfachen Stufen . . . . .	158
6.8	Differenzverstärker (differential pair) . . . . .	160
6.9	Frequenzverhalten der Common-Source-Stufe . . . . .	164
6.9.1	Einfluss von $C_{GS}$ : . . . . .	164
6.9.2	Einfluss von $C_{DS}$ : . . . . .	165

6.9.3	Einfluss von $C_{GD}$ : . . . . .	165
6.9.4	Wirkung einer kapazitiven Rückkopplung (Miller-Effekt) . . . . .	168
6.9.5	Wirkung einer resistiven Rückkopplung (Gyrator-Effekt) . . . . .	169
6.10	Inverter mit Kaskode . . . . .	170
<b>7</b>	<b>Operationsverstärker</b>	<b>173</b>
7.1	Einleitung . . . . .	173
7.2	Stabilitätsbetrachtungen . . . . .	173
7.3	Einstufige Operationsverstärker . . . . .	178
7.3.1	Einfacher OTA (Operational Transconductance Amplifier) . . . . .	180
7.3.2	Symmetrischer OTA . . . . .	183
7.3.3	Differential Difference OTA . . . . .	186
7.4	Zweistufige Operationsverstärker . . . . .	187
7.4.1	Miller OTA . . . . .	187
7.5	Kompensation des zweistufigen OTAs . . . . .	189
7.6	Charakteristische Eigenschaften von Operationsverstärkern . . . . .	193
7.6.1	Gleichtakt-Eingangsspannungsbereich (CMR, Common Mode Range) . . . . .	193
7.6.2	Ausgangsspannungsbereich und Ausgangsstrom . . . . .	194
7.6.3	Eingangs-Offsetspannung . . . . .	196
7.6.4	Anstiegszeitbegrenzung (Slew Rate) . . . . .	197
7.6.5	Gleichtaktunterdrückung (CMRR Common Mode Rejection Ratio) . . . . .	199
7.6.6	Speisespannungs-Unterdrückung (PSRR Power Supply Rejection Ratio) . . . . .	201
7.6.7	Zusammenhang zwischen PSRR und CMRR . . . . .	202
7.7	Spezielle Operationsverstärker . . . . .	203
7.7.1	Kaskoden-OTA . . . . .	203
7.7.2	Rail-to-Rail Operationsverstärker . . . . .	204
7.7.3	Symmetrische Operationsverstärker (balanced oder fully differential) . . . . .	206

7.8	Beispiel eines kommerziellen OpAmps . . . . .	210
7.8.1	TLV2211, TLV2221 von Texas Instruments . . . . .	210
<b>8</b>	<b>Rauschen</b>	<b>213</b>
8.1	Was ist Rauschen? . . . . .	213
8.1.1	Typen von Rauschen . . . . .	213
8.1.2	Signal-zu-Rausch-Abstand (SNR) . . . . .	216
8.1.3	Rauschzahl und SNR-Budget . . . . .	216
8.1.4	Rauschtemperatur . . . . .	216
8.2	Die Mathematik des Rauschens . . . . .	217
8.2.1	Addition von Signalen und Rauschen . . . . .	217
8.2.2	Spektralmessungen . . . . .	218
8.2.3	Leistungsdichtespektrum und Leistungsberechnung . . . . .	218
8.3	Rauschquellen und Modelle . . . . .	220
8.3.1	Widerstände . . . . .	220
8.3.2	MOS-Transistoren . . . . .	221
8.3.3	OpAmps . . . . .	222
8.3.4	Kondensatoren . . . . .	222
8.4	Rauschanalyse . . . . .	223
8.4.1	Einfacher Verstärker . . . . .	223
8.4.2	Operationsverstärker . . . . .	224
8.4.3	Rauschen eines Kaskodentransistors . . . . .	225
8.4.4	Schaltung mit Operationsverstärker . . . . .	226
<b>9</b>	<b>Referenz-Quellen</b>	<b>229</b>
9.1	Einführung . . . . .	229
9.2	Einfache Spannungs- und Stromreferenzen . . . . .	229
9.2.1	Spannungsteiler . . . . .	229
9.2.2	Diodenreferenz . . . . .	229

9.2.3	$U_T$ -Referenz (Bootstrap-Referenz) . . . . .	232
9.3	Bandgap-Referenzen . . . . .	234
9.3.1	Grundprinzip . . . . .	234
9.3.2	Klassische CMOS-Bandgap-Referenz . . . . .	234
9.3.3	Schaltungsbeispiele . . . . .	237
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>240</b>

$$L_1 = cn, \quad L_2 = cdm, \quad L_3 = kf, \quad (2.16)$$

$$\Delta = 1 - L_1 - L_2 - L_3 + L_1L_3 + L_2L_3 \quad (2.17)$$

$$= 1 - cn - cdm - kf + cnkf + cdmkf, \quad (2.18)$$

$$\Delta = 1 - c(n + dm)(1 - kf) - kf, \quad (2.19)$$

$$P_1 = abcdef, \quad \Delta_1 = 1, \quad (2.20)$$

$$P_2 = agef, \quad \Delta_2 = 1 - L_1 = 1 - cn, \quad (2.21)$$

$$P_3 = ah, \quad \Delta_3 = 1 - L_1 - L_2 = 1 - cn - cdm = 1 - c(n + dm), \quad (2.22)$$

$$(2.23)$$

und damit:

$$T = \frac{\sum_i P_i \Delta_i}{\Delta} = \frac{abcdef + agef(1 - cn) + ah(1 - c(n + dm))}{1 - c(n + dm)(1 - kf) - kf}. \quad (2.24)$$

Bei solchen komplizierten Signalflussdiagrammen macht es Sinn, die Kreise farbig zu markieren und zu beschriften, was in Abbildung 2.11 nur aus drucktechnischen Gründen nicht getan wurde.

## 2.2.2 Rechnen mit Signalflussdiagrammen

Signalflussdiagramme sind eigentlich nur die graphische Repräsentation eines Gleichungssystems: deshalb werden wir sie in den Rechnungsbeispielen auch als nummerierte Gleichungen darstellen. Wir können ein solches Gleichungssystem wie gesagt auch rein graphisch umformen. Die gängigen Umformungsregeln sind in Abbildung 2.12 dargestellt. Diese Umformungen können auch verwendet werden, um andere Wege zu finden, eine bestimmte Übertragungsfunktion zu implementieren. Darauf gehen wir hier aber nicht ein. Die Regeln können auf alle Teile eines Signalflussdiagramms angewendet werden, ausser die Pfadumkehrung: Dort muss der umzukehrende Pfad von einem Quellenknoten ausgehen, das heisst von einem Knoten, in den keine Zweige hineingehen.

## 2.2.3 Aufstellen von Signalflussdiagrammen: Gm-C Filter

Das Aufstellen von Signalflussdiagrammen ist genau so einfach oder so schwierig wie das Aufstellen von Gleichungssystemen. Es gibt aber einen sehr systematischen Weg, dies zu tun: Die "Driving-Point Signal-Flow Graphs". Dabei zeichnet man im Wesentlichen die Gleichungen der bestimmten Admittanzmatrix als Signalflussdiagramm auf.

Damit man nicht zuerst eine Matrix aufstellen muss, kann man in die Schaltung Hilfsquellen einführen und dann direkt das Signalflussdiagramm aufzeichnen. Am besten erklären wir das gleich an einem einfachen Beispiel: einem Gm-C Filter.

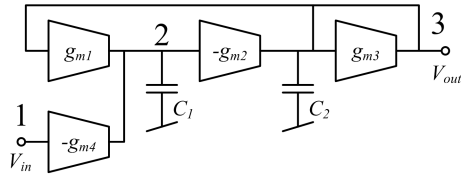


Abbildung 2.13: Einfacher Gm-C Filter mit drei Knoten

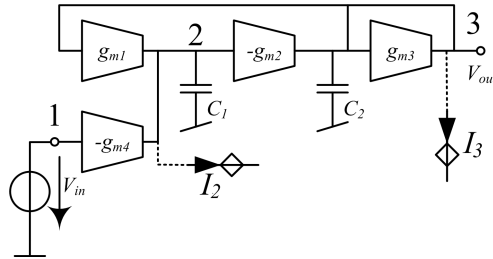


Abbildung 2.14: Einfacher Gm-C Filter mit "magischen" Quellen

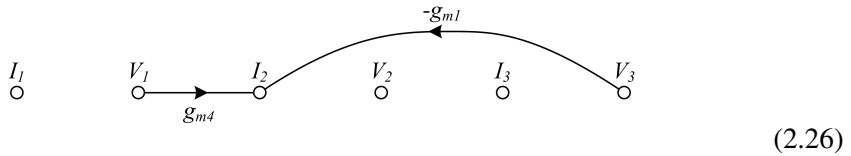
Das Filter in Abbildung 2.13 kombiniert Transkonduktanzverstärker (OTAs, Spannung zu Strom) mit Kondensatoren, um eine Filterfunktion zu realisieren. Wir haben die Knoten von 1 bis 3 nummeriert, und müssen nun für jeden Knoten eine Spannung und einen Strom wählen. So können wir ein Signalfussdiagramm wie folgt vorbereiten:

$$\begin{array}{cccccc}
 I_1 & V_1 & I_2 & V_2 & I_3 & V_3 \\
 \circ & \circ & \circ & \circ & \circ & \circ
 \end{array} \tag{2.25}$$

Die schwierigste Frage ist: was bedeuten die Ströme der Knoten? Was sind ihre Bezugsrichtungen? Am Spannungseingang, Knoten 1, befindet sich eine reale Spannungsquelle, dort können wir einfach den Strom in diese ideale Spannungsquelle hinein als Stromvariable für das Signalfussdiagramm wählen. An allen anderen Knoten geht das aber nicht. Dort führen wir nun je eine „magische“ Spannungsquelle ein, wie in Abbildung 2.14 gezeigt. Diese magische Quelle erzeugt genau jene Spannung, welche an jenem Knoten bereits vorhanden ist. Als Variable im Signalfussdiagramm wählen wir dann den Strom in diese magische Quelle hinein.

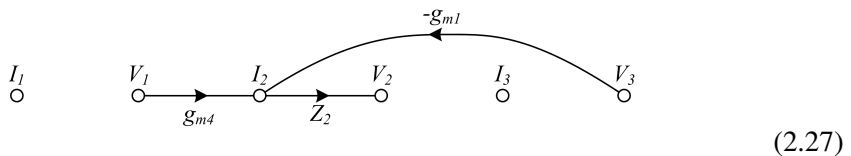
Eine solche Quelle einzuführen scheint gar nichts zu bringen: Wenn sie genau jene Spannung generiert, welche an dem Knoten bereits vorhanden ist, dann wird gar nie Strom in diese Quelle hinein fließen. Die Quelle bewirkt gar nichts! Aber sie hilft bei der Analyse, denn sie erfüllt alle Bedingungen für die Anwendung des Quellenüberlagerungssatzes, wie in [Schmid02] gezeigt wurde. Wir können also das Signalfussdiagramm mit Hilfe des

Quellenüberlagerungssatzes wie folgt ausfüllen: Für jede magische Quelle berechnen wir zuerst die Beiträge zu ihrem Strom, wenn jeweils eine einzige andere Quelle aktiv und alle anderen Quellen null sind. Für die magische Quelle im Knoten 2 ergeben sich folgende Pfade im Signalflussdiagramm:



Das Vorzeichen der  $g_m$  verwirrt im ersten Moment, es ist gerade umgekehrt als im Schalt-schema. Der Grund findet sich in den Bezugsrichtungen der Ströme. Die OTAs sind so definiert, dass für eine positive Spannung und ein positives  $g_m$  ein Strom in den Ausgang *hinein* fließt. Da aber der Strom  $I_2$  vom Ausgang des OTAs weg zeigt, wertet er Ströme als positiv, die aus diesem Ausgang *heraus* fließen, und damit kommt es zu einer Umkehr des Vorzeichens.

Nun ist der Strom  $I_2$  im Diagramm aber auch nicht null, wie es der Strom durch die magische Quelle sein sollte. In einem zweiten Schritt lassen wir deshalb die magische Quelle ihre Arbeit tun und berechnen die Spannung, die sie selbst generieren muss, indem wir den Strom  $I_2$  aus der Quelle hinaus in die Schaltung fließen lassen, während alle Quellen ausser der magischen Quelle in Knoten 2 null sind. Das gibt uns einen einzigen Zweig mit der Driving-Point Impedance (das heisst Impedanz am getriebenen Punkt):



Diese Driving-Point-Impedanz ist nichts anderes als die Parallelschaltung aller Impedanzen, welche direkt am Knoten 2 angehängt sind, also in diesem Fall ganz einfach:

$$Z_2 = \frac{1}{sC_1} . \tag{2.28}$$

Dasselbe können wir nun auch noch für den Knoten 3 tun:

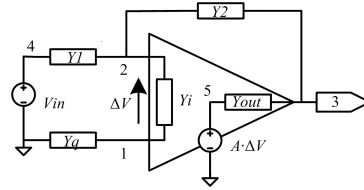
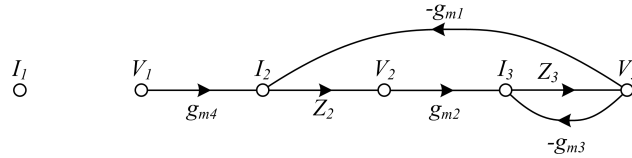


Abbildung 2.15: Invertierender Verstärker mit nichtidealem Innenleben



$$(2.29)$$

$$Z_3 = \frac{1}{sC_2} . \quad (2.30)$$

Damit können wir nun die Übertragungsfunktion mit Hilfe der Regel von Mason direkt hinschreiben:

$$L_1 = -\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2} , \quad L_2 = -\frac{g_{m3}}{sC_2} , \quad (2.31)$$

$$\Delta = 1 - L_1 - L_2 , \quad \Delta = 1 - L_1 - L_2 , \quad (2.32)$$

$$P_1 = \frac{g_{m4}g_{m2}}{s^2C_1C_2} , \quad \Delta_1 = 1 , \quad (2.33)$$

$$T(s) = \frac{V_3}{V_1} = \frac{\frac{g_{m4}g_{m2}}{s^2C_1C_2}}{1 + \frac{g_{m3}}{sC_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}} = \frac{\frac{g_{m4}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s\frac{g_{m3}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} = \frac{a_0}{s^2 + sb_1 + b_0} \quad (2.34)$$

Dieser Filter ist also ein Tiefpassfilter zweiter Ordnung mit einstellbarer Lage der Pole und einstellbarer DC-Verstärkung. An diesem Beispiel ist auch besonders schön der Zusammenhang zwischen Schaltung, Signalflussdiagramm und Übertragungsfunktion zu sehen. Es ist nun zum Beispiel sehr einfach,  $T(s)$  einen weiteren Term in  $s^3$  hinzuzufügen, zuerst in der Formel, dann als zusätzlicher Kreis im Signalflussdiagramm, dann im Schaltbild, doch das sei der Leserin oder dem Leser überlassen.

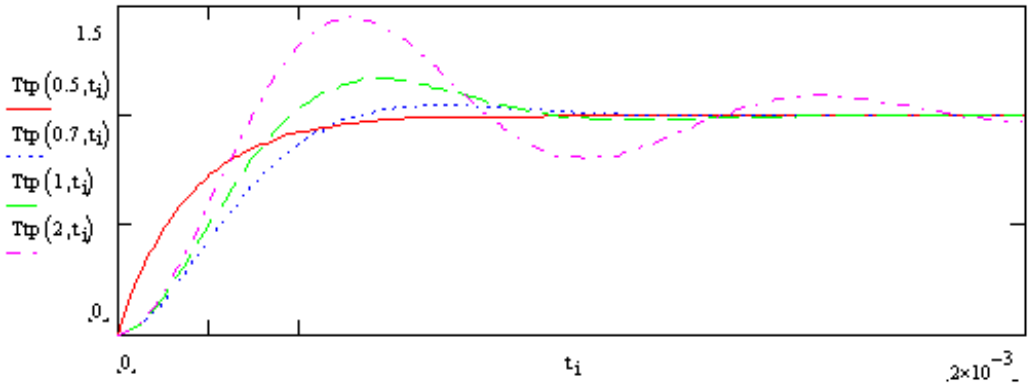


Abbildung 2.25: Schrittantwort eines Tiefpassfilters zweiter Ordnung mit unterschiedlichen Güten (0.5, 0.7, 1, 2)

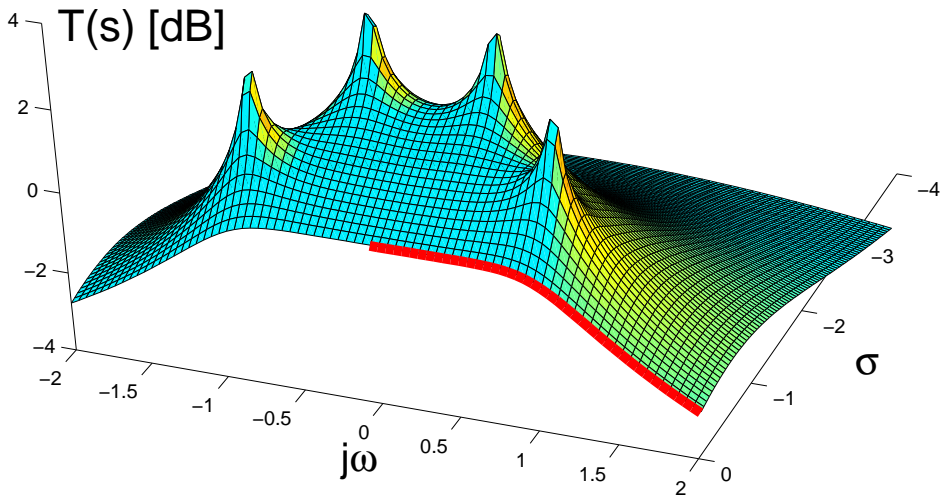


Abbildung 2.26: 3D-Amplitudenverlauf des Butterworth-Filters 4. Ordnung

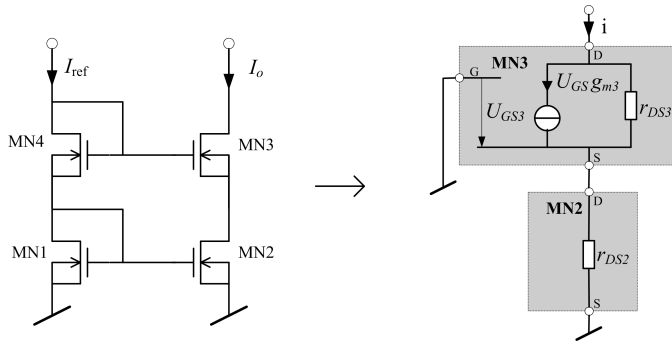


Abbildung 5.13: Kaskode-Stromspiegel und Ersatzschaltbild

zu Box 2 bringt. Mit konstanter Gate-Source-Spannung produziert MN2 aber keinen AC-Strom; wir können die gesteuerte Stromquelle weglassen und bekommen Box 3. Für den einfachen Stromspiegel ergibt sich damit folgender Ausgangswiderstand:

$$r_o = r_{DS2} \quad (5.24)$$

## 5.5.2 Kaskode-Stromspiegel

Die Transistoren MN1 und MN2 in Abbildung 5.13, die für das Stromübersetzungsverhältnis massgebend sind, haben durch die beiden in Serie geschalteten Transistoren die gleichen, konstanten Drain-Source-Spannungen. Genau genommen wirkt der Transistor MN3 wie ein lokaler Rückkopplungsverstärker mit Verstärkung  $g_{m3}r_{DS3}$ , weil

$$u = i r_{DS2} + (i + g_{m3}i r_{DS2}) \cdot r_{DS3} \quad (5.25)$$

und damit

$$r_o = r_{DS2} + (1 + g_{m3}r_{DS2}) r_{DS3} \approx r_{DS2} (1 + g_{m3}r_{DS3}) \approx r_{DS2} g_{m3} r_{DS3} . \quad (5.26)$$

Der Nachteil dieser Schaltung ist, dass die Drain von MN2 auf etwa derselben Spannung ist wie die Drain von MN1, und das ist eine Sättigungsspannung plus eine Schwellspannung. So muss die Ausgangsspannung mindestens  $U_T + 2U_{DS\text{ sat}}$  sein. Das ist für viele Anwendungen zu hoch.

Der Stromspiegel in Abbildung 5.14 kommt mit nur  $2U_{DS\text{ sat}}$  aus, zum Preis allerdings, dass eine zusätzliche, wohl kontrollierte Bias-Spannung erzeugt werden muss. Ist diese Spannung zu tief, dann sind MN1 und MN2 nicht mehr in Sättigung. Ist sie zu hoch, dann ist MN4 nicht mehr in Sättigung, weil die Spannung an der Drain von MN4 fast nur durch MN1 bestimmt ist. Kleinsignalmässig unterscheiden sich die Stromspiegel in Abbildung 5.13 und Abbildung 5.14 aber kaum.

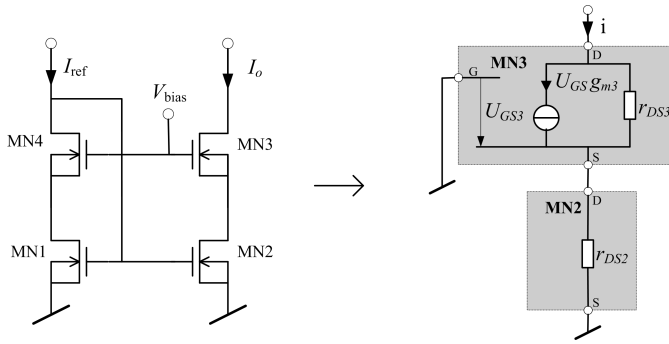


Abbildung 5.14: Low-Voltage Kaskode-Stromspiegel und Ersatzschaltbild

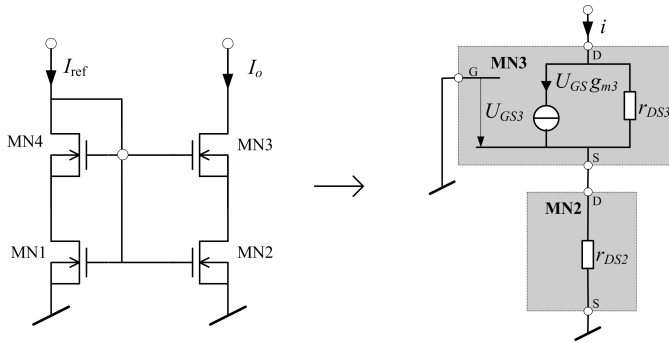


Abbildung 5.15: Self-Biased Low-Voltage Kaskode-Stromspiegel und Ersatzschaltbild

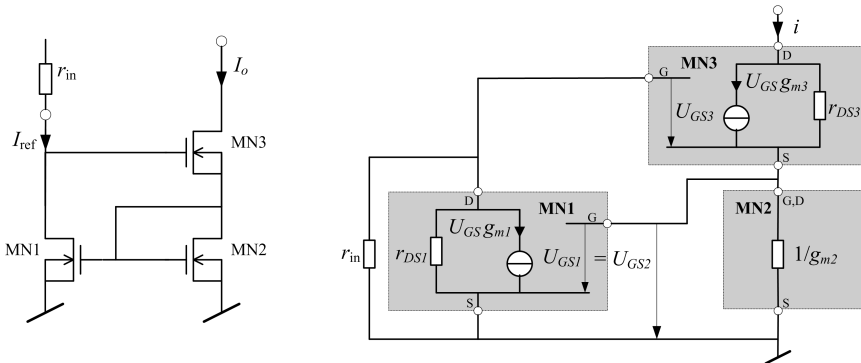


Abbildung 5.16: Geregelter Stromspiegel und Ersatzschaltbild

Eine Möglichkeit, ohne zusätzliche Bias-Spannung auszukommen, ist der Stromspiegel in Abbildung 5.15: hier sind alle vier Gates zusammengehängt. Dies funktioniert nicht, wenn alle vier Transistoren vom selben Typ sind und im selben Bereich betrieben werden, weil dann die Spannungen an den Drains von MN1 und MN2 so klein werden, dass diese Transistoren nicht mehr in Sättigung sind.

Wird jedoch ein Prozess verwendet, in dem nMOS-Transistoren mit verschiedenen Schwellspannungen zur Verfügung stehen, z.B. normal- $U_T$  mit 0.6V und low- $U_T$  mit 0.35V, dann können für MN1 und MN2 normal- $U_T$ -Transistoren und für MN3 und MN4 low- $U_T$ -Transistoren verwendet werden, und MN1 und MN2 werden immer noch 250 mV an der Drain haben und einwandfrei funktionieren.

Eine andere Methode ist in jedem Prozess anwendbar: MN1 und MN2 werden in Strong Inversion betrieben; MN3 und MN4 in Weak Inversion. Im Weak-Inversion-Bereich ist die Gate-Source-Spannung kleiner als  $U_T$ . Durch geeignete Wahl der Transistorgrößen (MN1 und MN2 sollen nicht zu kurz, aber schmal sein, MN3 und MN4 sollen sehr kurz und sehr breit sein) können MN1 und MN2 genügend Drain-Spannung haben, um in Sättigung zu bleiben. Der Nachteil dieser Methode ist aber, dass MN3 und MN4 relativ gross werden und dass dadurch ihre parasitären Kapazitäten die Schaltung langsamer machen.

Auch der self-biased low-voltage Kaskode-Stromspiegel hat im Wesentlichen dasselbe Kleinsignalersatzschaltbild wie die zwei anderen Kaskode-Stromspiegel.

### 5.5.3 Geregelter Stromspiegel (nach Wilson)

Der Ausgangswiderstand des Wilson-Stromspiegels in Abbildung 5.16 wird durch eine Strom-Gegenkopplung (negative feedback) erhöht. Steigt der Ausgangsstrom  $I_o$  an, wird der Strom durch die Dioden-Last MN2 und deren Gate-Source-Spannung ebenfalls erhöht. Falls  $I_{ref}$  konstant bleibt, steigt dadurch der Spannungsabfall über  $r_{DS1}$  und die Gate-Source-Spannung von MN3 wird verringert, was den Strom wieder reduziert. Der Innenwiderstand  $r_{in}$  der Referenzstromquelle muss im Ersatzschaltbild mitberücksichtigt werden, da er MN1 zusätzlich belastet.

$$u = u_{GS2} + r_{DS3} (i - g_{m3} u_{GS3}) , \quad (5.27)$$

wobei

$$u_{GS3} = -\frac{i}{g_{m2}} (1 + g_{m1} (r_{DS1} || r_{in})) . \quad (5.28)$$

$$r_o = \frac{1}{g_{m2}} + r_{DS3} \left( 1 + \frac{g_{m3}}{g_{m2}} (1 + g_{m1} (r_{DS1} || r_{in})) \right) \quad (5.29)$$

$$\approx r_{DS3} \left( 1 + g_{m3} \frac{g_{m1} (r_{DS1} || r_{in})}{g_{m2}} \right) \quad (5.30)$$



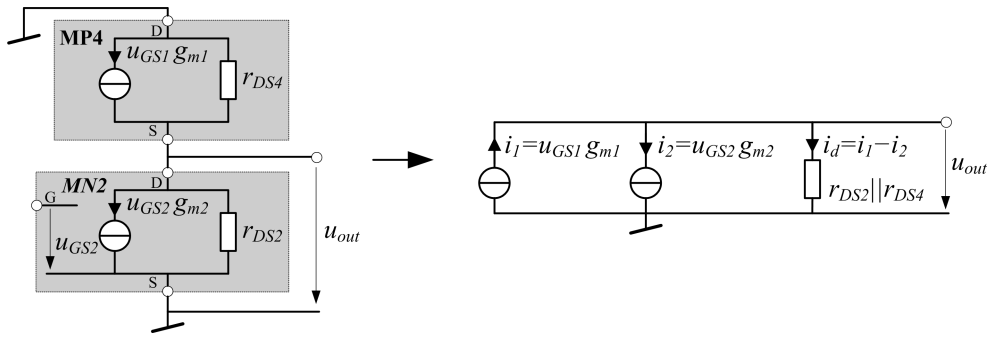


Abbildung 7.8: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Ausgangsknotens

der Arbeitspunkteinstellung,  $I_{DS1} + I_{DS2} = I_B$ , wird durch den Stromspiegel MP3 und MP4 gelöst.

### DC-Analyse:

Zur Bestimmung der Spannungsverstärkung ist das Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Ausgangsknotens in Abbildung 7.8 dargestellt. Unter der Annahme, dass der Stromspiegel MP3-MP4 ideal ist, liefert MP4 den Strom  $i_1 = u_{gs1} g_{m1}$ . Der Differenzstrom  $i_d$  erzeugt über den Knotenwiderstand  $R_{n2}$  das Ausgangssignal.

$$A_{v0} = \frac{u_{out}}{u_1 - u_2} = \frac{(i_1 - i_2) R_{n2}}{u_1 - u_2} = \frac{(u_1 g_{m1} - u_2 g_{m2}) R_{n2}}{u_1 - u_2} = G_m R_{n2} \quad (7.4)$$

mit

$$G_m = g_{m1} = g_{m2} \quad (7.5)$$

und

$$R_{n2} = (r_{DS2} || r_{DS4}) \quad (7.6)$$

Der Ausgangswiderstand an Knoten 2 entspricht der Parallelschaltung der Ausgangswiderstände von MN2 und MP4.

### AC-Analyse:

Für die Frequenzgang-Analyse der Schaltung müssen zuerst die Knoten bestimmt werden. Nebst den Speisungsnetzen besitzt die Schaltung drei Knoten, deren Knotenimpedanzen sind in Tabelle 7.2 aufgeführt. Der Knoten 3 ist für das Kleinsignalverhalten nicht relevant, da er bei einem differentiellen Signal kaum mitschwingt, ist er nur für die Arbeitspunkteinstellung und die Common-Mode-Verstärkung interessant. Der Knoten 2 ist für den dominanten Pol massgebend. Sein Widerstand ist recht hoch und parallel zu den parasitären MOS-Kapazitäten liegt die Lastkapazität. Der Knoten 1 besitzt eine niedrigere Impedanz

K	Knoten-Widerstand	Knoten-Kapazität	Polfrequenz
1	$R_{n1} = \frac{1}{g_{m3}}    r_{DS1}$	$C_{n1} = C_{G3} + C_{G4} + C_{D3} + C_{D1}$	$f_{nd} = \frac{1}{2\pi R_{n1} C_{n1}} \approx \frac{g_{m3}}{2\pi C_{n1}}$
2	$R_{n2} = r_{DS4}    r_{DS2}$	$C_{n2} = C_{D4} + C_{D2} + C_L$	$f_d = \frac{1}{2\pi R_{n2} C_{n2}} \approx \frac{1}{2\pi R_{n2} C_L}$
3	Kleinsignalmässig nicht relevant		

Tabelle 7.2: Knotenimpedanzen im einfachen OTA.

(Dioden-Last MP3). Somit ist der Hauptnachteil des einfachen OTAs erkannt: Die Differentialstufe wird stark asymmetrisch belastet, was in Bezug auf PSRR und CMRR schlecht ist. Die beiden Eingangsknoten (Gate von MN1, MN2) werden unter der Annahme, dass der Innenwiderstand  $R_s$  der Signalquelle niederohmig ist, vernachlässigt. Somit ist der einfache OTA ein zweipoliges System.

Die  $-3$  dB-Grenzfrequenz wird durch den dominanten Pol (Knoten 2) bestimmt:

$$f_d = \frac{1}{2\pi R_{n2} C_{n2}} \approx \frac{1}{2\pi R_{n2} C_L}. \quad (7.7)$$

Das Verstärkungs-Bandbreitenprodukt lässt sich somit bestimmen:

$$\text{GBWP} = A_{v0} f_d = G_m R_{n2} \frac{1}{2\pi R_{n2} C_{n2}} = \frac{g_{m1}}{2\pi C_{n2}} \approx \frac{g_{m1}}{2\pi C_L}. \quad (7.8)$$

Dieser Ausdruck ist allgemein gültig: Das Verstärkungs-Bandbreitenprodukt ist immer durch die Transkonduktanz des Eingangstransistors und die Kapazität des dominanten Pols bestimmt.

Der nicht dominante Pol tritt an Knoten 1 auf. Da er nur auf das halbe Signal wirkt, tritt bei der doppelten Frequenz eine Nullstelle auf:

$$f_{nd} = \frac{1}{2\pi R_{n1} C_{n1}} \approx \frac{g_{m3}}{2\pi C_{n1}}. \quad (7.9)$$

$$i = i_1 - i_2 = v_d G_m \left( \frac{2\pi f_{nd}}{s + 2\pi f_{nd}} + 1 \right) = v_d G_m \frac{s + 4\pi f_{nd}}{s + 2\pi f_{nd}}. \quad (7.10)$$

$$f_z = 2f_{nd}. \quad (7.11)$$

Einfacher OTA
Variable: GBWP, $C_L$ , $I_B$ , $(W/L)_1$ , $(W/L)_3$
+ einfach
+ geringer Stromverbrauch
– beschränkter Ausgangsspannungsbereich
– asymmetrische Belastung der Differenzstufe

Tabelle 7.3: Zusammenfassung der Haupteigenschaften des einfachen OTA

Die Phasenmarge beträgt somit

$$\text{PM} = 90^\circ - \arctan \frac{\text{GBWP}}{f_{nd}} + \arctan \frac{\text{GBWP}}{2f_{nd}} \quad (7.12)$$

Die Nullstelle hilft die Phase so anzuheben, dass selbst bei  $f_{nd} = \text{GBWP}$  eine Phasenmarge von  $71^\circ$  übrig bleibt. Wird der nichtdominante Pol bei GBWP gewählt, so erhält man eine einfache Dimensionierungshilfe, welche einen genügend grossen Phasenrand garantiert: für

$$\text{GBWP} = f_{nd} \quad (7.13)$$

gilt

$$\frac{g_{m1}}{C_{n2}} = \frac{g_{m3}}{C_{n1}}, \quad (7.14)$$

und damit

$$\frac{K'_n (W/L)_1}{K'_p (W/L)_3} = \left( \frac{C_{n2}}{C_{n1}} \right)^2. \quad (7.15)$$

Die Eigenschaften des einfachen OTA sind in Tabelle 7.3 zusammengefasst.

### 7.3.2 Symmetrischer OTA

Das Schema des OTA mit symmetrischer Eingangsstufe ist in Abbildung 7.9 gezeigt. Die Differenzstufe (MN1, MN2) wird mit zwei MOS-Dioden (MP3, MP4) belastet. Die Dioden bilden jeweils den Eingang eines Stromspiegels (Stromverstärker) mit dem Verstärkungsfaktor  $B$ . Der Strom im linken Pfad wird über den Stromspiegel (MN7, MN8) mit dem Übersetzungsverhältnis 1:1 in den Ausgangsknoten eingespiesen.

#### DC-Analyse:

Die Steilheit des OTA ist nun um den Faktor  $B$  höher als beim einfachen OTA. Die Spannungsverstärkung der Gesamtschaltung ist

$$A_{v0} = Bg_{m1}R_{n4} = Bg_{m1}(r_{DS6} || r_{DS8}). \quad (7.16)$$

wobei  $B_n$  die Bandbreite und  $k$  die Boltzmannkonstante ist, innerhalb derer das Rauschen eine Rolle spielt. Die Überlegung ist, dass ein angepasster Widerstand (typischerweise also ein  $50\text{-}\Omega$ -Widerstand) bei der Temperatur  $T_n$  dieses Rauschen liefern würde.

Die Rauschtemperatur eines gesamten Systems ist dann die Summe der Rauschtemperaturen aller Blöcke. Darauf gehen wir jedoch nicht näher ein.

## 8.2 Die Mathematik des Rauschens

In diesem Kapitel bezeichnen wir Spannungs- und Stromsignale mit  $V_1$  oder  $I_1$ , und Rauschspannungen und Rauschströme mit  $V_{1,n}$  und  $I_{1,n}$ , wobei das  $n$  für „noise“ steht, beziehungsweise mit  $V_{1,f_n}$  und  $I_{1,f_n}$ , wenn es sich um Flicker Noise handelt.

Dabei unterscheiden wir bei den Signalen zwischen der Darstellung als Amplitude,  $V_1$ , und der Darstellung als RMS-Wert,  $V_{1,\text{rms}}$ . „RMS“ kommt vom Englischen „Root Mean Square“, das heisst „Quadratwurzel des gemittelten quadrierten Signals“. Dieser RMS-Wert ist ein Mass für die Signalleistung.

Beim Rauschen unterscheiden wir zwischen  $V_{1,n}^2(f)$ , was das frequenzabhängige Leistungsdichtespektrum ist (Einheit  $\text{V}^2/\text{Hz}$ ), der Wurzel daraus,  $V_{1,n}(f)$ , (Einheit  $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ), und dem RMS-Wert, der durch Integrieren von  $V_{1,n}^2(f)$  über einen Frequenzbereich und anschliessendes Wurzelziehen erhalten wird,  $V_{1,n,\text{rms}}$ .

Verwendet man diese Grössen, wird der SNR an einem Knoten 1 mit Signal  $V_{1,\text{rms}}$  und Rauschen  $V_{1,n,\text{rms}}$  gemäss (8.1) zu:

$$\text{SNR} = 10 \log \left( \frac{V_{1,\text{rms}}^2}{V_{1,n,\text{rms}}^2} \right) = 20 \log \left( \frac{V_{1,\text{rms}}}{V_{1,n,\text{rms}}} \right). \quad (8.4)$$

In Datenblättern von OpAmps ist üblicherweise die Grösse  $V_{1,n}(f)$  für bestimmte Frequenzen angegeben; weil es sich um sehr kleine Zahlen handelt, meist in der Einheit  $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

### 8.2.1 Addition von Signalen und Rauschen

Ein wesentliches Problem beim Rechnen mit Rauschen ist, dass sich Signale und Rauschen nicht gleich addieren: hat man deterministische Signale, so addieren sich ihre Amplituden; hat man hingegen voneinander statistisch unabhängige Rauschquellen, dann addiert sich die Rauschleistung.

Weiter spielen Übertragungsfunktionen eine andere Rolle: ist das Eingangssignal deterministisch, dann rechnet man wie gewohnt (siehe Kapitel 2). Für Rauschen spielt jedoch

die Phaseninformation der Übertragungsfunktion keine Rolle! Also gilt für das folgende Signalflussdiagramm



wenn es sich bei dem Eingängen um deterministische Signale handelt

$$V_3 = T_1(s)V_1 + T_2(s)V_2, \quad (8.6)$$

handelt es sich um Rauschsignale, dann ist aber

$$V_{3,n}^2 = |T_1(s)|^2 V_{1,n}^2 + |T_2(s)|^2 V_{2,n}^2. \quad (8.7)$$

## 8.2.2 Spektralmessungen

Dies schlägt sich zum Beispiel direkt nieder bei der Messung von Leistungsdichtespektren (LDS, oder Englisch PSD für Power Spectral Density) mit einem FFT-Analyzer. Wird eine FFT (Fast Fourier Transform) mit  $N$  Punkten gemacht, dann wird jeder einzelne der Ausgangswerte zusammengesetzt als Linearkombination von allen  $N$  Eingangswerten. So wird bei einem deterministischen Signal am Eingang die Amplitude mit einem Faktor  $N$  multipliziert, also die Signalleistung mit  $N^2$ , bei einem Rauscheingang wird jedoch nur die Rauschleistung mit einem Faktor  $N$  multipliziert. Also treten Signalspitzen deutlicher aus dem Rauschen heraus, wenn man mehr Punkte verwendet, wie in Abb. 8.3 gezeigt ist. Dieser Effekt ist zwar nicht extrem (im Beispiel bringt das Erhöhen der FFT-Länge von 32 auf 1024 nur  $10 \log(1024/32) = 15.1$  dB), muss aber sicher berücksichtigt werden. Erschwert wird die Situation zusätzlich, wenn bei der Messung Fenster verwendet werden.

Die Messgeräte lösen dieses Problem üblicherweise, indem sie bei der LDS-Messung eine „Resolution Bandwidth“ RBW anzeigen. Das bedeutet: falls ein Messwert von Rauschen kommt, liest man die über ein Frequenzband mit Breite RBW integrierte Rauschleistungsdichte ab. Falls der Messwert von einem Signal kommt, liest man jedoch direkt die Signalleistung ab. Vor welcher Situation es steht, weiss das Messgerät aber nicht! Das muss der Benutzer entscheiden.

## 8.2.3 Leistungsdichtespektrum und Leistungsberechnung

Abbildung 8.2 ist ein Beispiel für ein simuliertes Leistungsdichtespektrum. Generell ist ein Leistungsdichtespektrum eine frequenzabhängige Funktion  $V_{1,n}^2(f)$  mit Einheit  $V^2/\text{Hz}$  für Spannungsrauschen oder  $I_{1,n}^2(f)$  mit Einheit  $A^2/\text{Hz}$  für Stromrauschen.

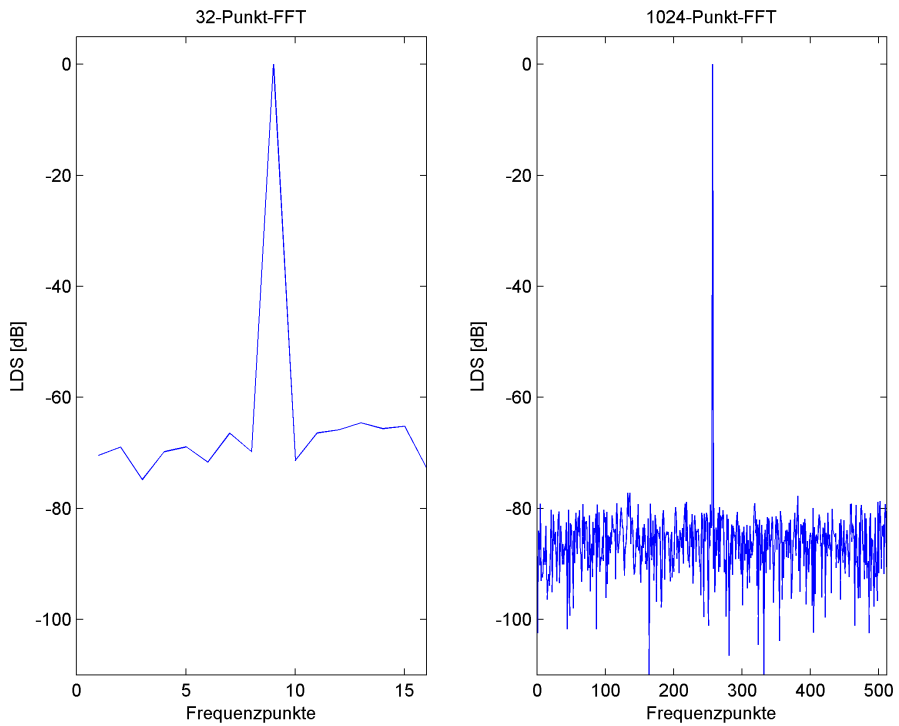


Abbildung 8.3: Sinussignal mit überlagertem Rauschen mit zwei verschiedenen FFT-Längen in ein Spektrum umgewandelt.

Die RMS-Werte lassen sich daraus für einen gegebenen Frequenzbereich  $f_1 \dots f_2$  durch Integration berechnen:

$$V_{1,n,\text{rms}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} V_{1,n}^2(f) df, \quad (8.8)$$

$$I_{1,n,\text{rms}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} I_{1,n}^2(f) df. \quad (8.9)$$

Ein spezieller Fall tritt immer wieder auf: weisses Rauschen, das gefiltert ist durch ein Tiefpassfilter mit einem Pol bei Frequenz  $f_0$ . Integriert man dies von  $f_1 = 0$  bis  $f_2 \rightarrow \infty$ , dann ergibt sich:

$$V_{\text{out},n,\text{rms}}^2 = \int_0^\infty \frac{V_{\text{in},n}^2}{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} = V_{\text{in},n}^2 \cdot \frac{\pi}{2} f_0 = V_{\text{in},n}^2 \cdot f_x, \quad (8.10)$$

wenn  $V_{\text{in},n}^2$  weisses Rauschen ist. Das heisst, es kommt auf dasselbe hinaus, wenn man das ungefilterte weisse Rauschen von  $f_1 = 0$  bis  $f_2 = f_x$  integriert. Wir nennen dieses  $f_x$  dann die Rauschbandbreite der Schaltung, und können uns als Faustregel merken, dass  $\pi/2 \approx 1.6$ . Das heisst, wenn wir ein einpoliges Tiefpassfilter mit Bandgrenze 10 kHz haben, müssen wir das Rauschen bis 16 kHz integrieren.

Wird dieses Filter als einfaches RC-Filter mit einem Widerstand  $R$  und einem Kondensator  $C$  gebaut, dann wird

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{und damit} \quad f_x = \frac{1}{4RC}. \quad (8.11)$$

Wir kommen darauf in Abschnitt 8.3.4 wieder zurück.

## 8.3 Rauschquellen und Modelle

Abbildung 8.4 zeigt die Rauschmodelle von drei Komponenten, die in den folgenden Abschnitten besprochen werden.

### 8.3.1 Widerstände

Widerstände zeigen nur thermisches Rauschen. Man kann dies entweder mit einer Rauschspannung  $V_{R,n}^2$  in Serie oder mit einem Rauschstrom  $I_{R,n}^2$  parallel zum Widerstand modellieren. Dabei ist

$$V_{R,n}^2 = 4kTR \quad \text{und} \quad I_{R,n}^2 = \frac{4kT}{R}, \quad (8.12)$$

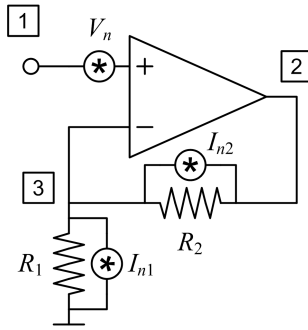


Abbildung 8.8: Verstärker mit Gain 2 für  $R_1 = R_2$

Zähler der Rauschübertragungsfunktion ist dann gemäss der Formel von Mason:

$$N_{2,n} = -Z_2 \underbrace{(1 + Z_1 g_{m2})}_{\text{Subdeterminante}} + Z_1 Z_2 (g_{m2} + g_{ds2}) \quad (8.26)$$

$$= -Z_2 - Z_1 Z_2 g_{m2} + Z_1 Z_2 g_{m2} + Z_1 Z_2 g_{ds2} \quad (8.27)$$

$$= Z_2 (-1 + Z_1 g_{ds2}) \quad (8.28)$$

$$= Z_2 \left( -1 + \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}} g_{ds2} \right) \quad (8.29)$$

$$= Z_2 \frac{1}{g_{ds1} + g_{ds2}} (-g_{ds1} - g_{ds2} + g_{ds2}) \quad (8.30)$$

$$= Z_1 Z_2 g_{ds1} . \quad (8.31)$$

Den Nenner könnte man nun ebenso mit der Formel von Mason berechnen. Uns interessiert aber jetzt nicht der Absolutwert des Rauschens, sondern wie stark das Rauschen ist im Vergleich zum Rauschen des Transistors M1. Für dessen Rauschen ist das Signalfussdiagramm fast gleich, nur der Pfad von  $I_{M,n}$  fehlt. Dann wird

$$N_{1,n} = Z_1 Z_2 (g_{m2} + g_{ds2}) \approx Z_1 Z_2 g_{m2} , \quad (8.32)$$

weil normalerweise  $g_{m2} \gg g_{ds2}$  ist. Der Nenner ist wieder derselbe. Also wird

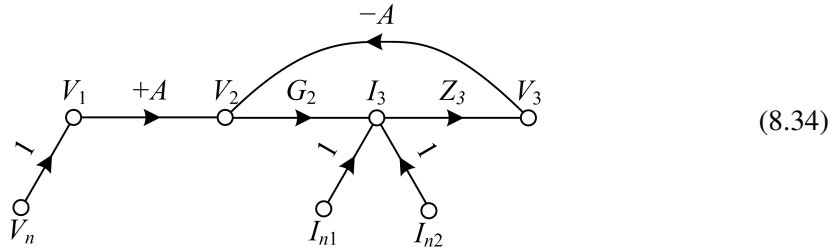
$$\frac{N_{2,n}}{N_{1,n}} = \frac{g_{ds1}}{g_{m2}} \ll 1 , \quad (8.33)$$

das Rauschen des Kaskodentransistors wird also viel weniger verstärkt als das Rauschen des Haupttransistors.

#### 8.4.4 Schaltung mit Operationsverstärker

Zum Schluss noch eine praktische Aufgabe: wie gross ist die Rauschdichte am Ausgang des Verstärkers in Abbildung 8.8, wenn  $R_1 = R_2 = R$  ist? Das Signalfussdiagramm wird

dann



$$(8.34)$$

mit  $Y_3 = Z_3^{-1} = G_1 + G_2$ .

Es spielen also zwei Rauschübertragungsfunktionen eine Rolle, die eine von  $V_n$  zum Ausgang  $V_2$ ,

$$T_{n1} = \frac{A}{1 + AG_2Z_3} \approx \frac{1}{G_2Z_3} = \frac{G_1 + G_2}{G_2} = 2, \quad (8.35)$$

für grosse  $A$  und  $R_1 = R_2 = R$ , und die andere von  $I_{n1}$  und  $I_{n2}$  zum Ausgang  $V_2$ ,

$$Z_{n2} = \frac{-Z_3A}{1 + AG_2Z_3} \approx \frac{Z_3}{G_2Z_3} = R_2 = R. \quad (8.36)$$

Somit wird das Rauschen am Ausgang

$$V_{\text{out},n}^2 = 4V_n^2 + 2R^2 \frac{4kT}{R} = 4V_n^2 + 4kT(2R). \quad (8.37)$$

Wenn wir einen OpAmp mit  $5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  und  $1\text{-k}\Omega$ -Widerstände verwenden, dann dominiert das Verstärkerrauschen, und wir haben am Ausgang  $11.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Verwenden wir jedoch  $10\text{-k}\Omega$ -Widerstände, dann spielt deren Rauschen schon eine grössere Rolle, und wir bekommen  $20.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Als letztes berechnen wir noch den SNR: Wenn der Ausgang zwischen  $-1 \text{ V}$  und  $+1 \text{ V}$  schwingen kann, dann hat das maximale grosse Sinussignal die Amplitude  $1 \text{ V}$  und damit den RMS-Wert  $V_{\text{out,rms}} = \sqrt{1/2} \text{ V}$ . Bei einer Bandbreite von  $20 \text{ kHz}$  hat das Rauschen einen RMS-Wert von  $V_{\text{out},n,\text{rms}} = 11.5 \cdot \sqrt{20000} \text{ nV}$ . Einsetzen in (8.4) ergibt einen SNR von  $112.8 \text{ dB}$ .

Machen wir jedoch eine voll differenzielle Schaltung wie in Abschnitt 7.7.3 beschrieben, dann verdoppelt sich die Amplitude, und es wird  $V_{\text{out,rms}} = \sqrt{2} \text{ V}$ . Jeder Ausgang hat dann dieselbe Rauschleistung, diese addieren sich und wir bekommen  $V_{\text{out},n,\text{rms}} = \sqrt{2} \cdot 11.5 \cdot \sqrt{20000} \text{ nV}$ . Somit wird der SNR dann  $115.8 \text{ dB}$ .