$$I_2 = \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_1(1+A_D)} \approx \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{A_D R_1}$$

Daraus ergibt sich der Ausgangswiderstand zu:

$$r_a = -\frac{\partial U_2}{\partial I_2} = A_D R_1 \tag{12.5}$$

Er ist also proportional zur Differenzverstärkung des Operationsverstärkers.

Da die Differenzverstärkung eines frequenzkorrigierten Operationsverstärkers eine ziemlich niedrige Grenzfrequenz besitzt (z.B. $f_{gA} \approx 10\,\text{Hz}$ beim Typ 741), muß man bereits bei tiefen Frequenzen berücksichtigen, daß A_D komplex wird. In komplexer Schreibweise lautet die Gl. (12.5):

$$\underline{Z}_a = \underline{A}_D R_1 = \frac{A_D}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{gA}}} R_1 \tag{12.6}$$

Diese Ausgangsimpedanz läßt sich als Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes R_a und einer Kapazität C_a darstellen, wie folgende Umformung der Gl. (12.6) zeigt:

$$\underline{Z}_a = \frac{1}{\dfrac{1}{A_D R_1} + \dfrac{s}{A_D R_1 \omega_{gA}}} = R_a \,\Big\|\, \frac{1}{s\,C_a}, \tag{12.7}$$

mit $R_a = A_D R_1$ und $C_a = \dfrac{1}{A_D R_1 \omega_{gA}}$.

Bei einem Operationsverstärker mit $A_D = 10^5$ und $f_{gA} = 10\,\text{Hz}$ erhält man für $R_1 = 1\,k\Omega$:

$$R_a = 100\,\text{M}\Omega \quad \text{und} \quad C_a = 15\,\text{pF}$$

Bei einer Frequenz von 10 kHz verkleinert sich der Betrag der Ausgangsimpedanz demnach auf 100 kΩ. Für die Ausgangsimpedanz der Schaltung in Abb. 12.8 erhält man dieselben Beziehungen.

Vom Standpunkt der elektrischen Daten her gesehen sind die beiden Stromquellen in Abb. 12.7 und 12.8 für viele Anwendungszwecke geeignet. Sie besitzen jedoch einen großen schaltungstechnischen Nachteil: Der Verbraucher R_L darf nicht einseitig an ein festes Potential angeschlossen werden, da sonst entweder der Verstärkerausgang oder der N-Eingang kurzgeschlossen wird. Diese Einschränkung besitzen die folgenden Schaltungen nicht.

12.3.2 Stromquellen für geerdete Verbraucher

Die Funktionsweise der Stromquelle in Abb. 12.9 beruht darauf, daß der Ausgangsstrom über den Spannungsabfall an R_1 gemessen wird. Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers stellt sich so ein, daß dieser Spannungsabfall gleich der vorgegebenen Eingangsspannung wird. Zur Berechnung des Ausgangs-

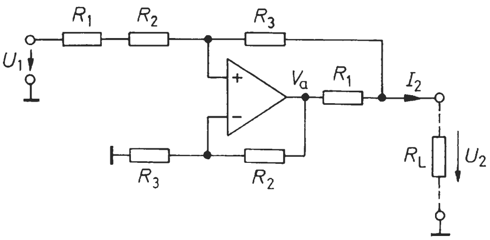

Abb. 12.9. Spannungsgesteuerte Stromquelle für geerdete Verbraucher

Ausgangsstrom: $I_2 = \dfrac{U_1}{R_1}$ für $R_3 = R_2$

stromes wenden wir die Knotenregel auf den N- und P-Eingang und auf den Ausgang an. Damit ergibt sich:

$$\frac{V_a - V_N}{R_2} - \frac{V_N}{R_3} = 0 \qquad \frac{U_1 - V_P}{R_1 + R_2} + \frac{U_2 - V_P}{R_3} = 0$$

$$\frac{V_a - U_2}{R_1} + \frac{V_P - U_2}{R_3} - I_2 = 0$$

Mit der Bezeichnung $V_N = V_P$ erhalten wir daraus den Ausgangsstrom:

$$I_2 = \frac{U_1}{R_1} + \frac{R_2 - R_3}{R_1 R_3} U_2$$

Man sieht, daß der Ausgangsstrom für $R_2 = R_3$ von der Ausgangsspannung unabhängig wird. Dann wird also der Ausgangswiderstand $r_a = \infty$, und der Ausgangsstrom beträgt $I_2 = U_1/R_1$. In der Praxis macht man R_1 so niederohmig, daß der Spannungsabfall an ihm in der Größenordnung von wenigen Volt bleibt. Die Widerstände R_2 wählt man groß gegenüber R_1, damit der Operationsverstärker und die Spannungsquelle U_1 nicht unnötig belastet werden. Durch Feinabgleich von R_3 läßt sich der Ausgangswiderstand der Stromquelle für niedrige Frequenzen auch bei einem realen Operationsverstärker auf Unendlich abgleichen. Der Innenwiderstand R_g der Steuerspannungsquelle liegt in Reihe mit R_1 und R_2. Damit er die Ergebnisse nicht verfälscht, sollte er vernachlässigbar sein.

Die Schaltung läßt sich auch als Stromquelle mit *negativem Ausgangswiderstand* dimensionieren. Dazu wählt man $R_3 < R_2$ und erhält dann:

$$r_a = -\frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} = \frac{R_1 R_3}{R_3 - R_2} < 0$$

Bei der Schaltung in Abb. 12.10 ist der Eingangsstrom unabhängig von der Spannung U_2, also vom Lastwiderstand R_L, da hier der Vorwiderstand R_2 virtuell geerdet ist. Ein weiterer Vorteil besteht darin, daß keine Gleichtaktaussteuerung auftritt.

Zur Berechnung des Ausgangsstromes entnehmen wir der Schaltung folgende Beziehung:

$$V_4 = -V_3 = U_1 + \frac{R_2}{R_3} U_2$$

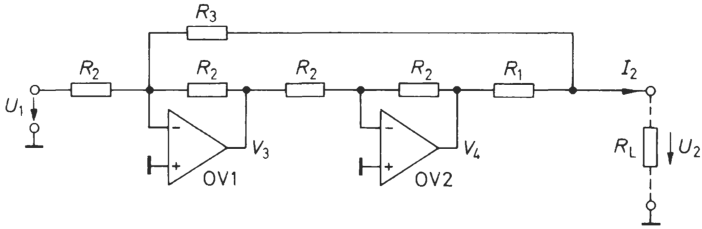

Abb. 12.10. Spannungsgesteuerte Stromquelle ohne Gleichtaktaussteuerung

Ausgangsstrom: $I_2 = \dfrac{U_1}{R_1}$ für $R_3 = R_2 - R_1$

Die Anwendung der Knotenregel auf den Ausgang liefert:

$$\frac{V_4 - U_2}{R_1} - \frac{U_2}{R_3} = -I_2 = 0$$

Durch Elimination von V_4 erhalten wir:

$$I_2 = \frac{U_1}{R_1} + \frac{R_2 - R_3 - R_1}{R_1 R_3} U_2$$

Der Ausgangsstrom wird dann von der Ausgangsspannung unabhängig, wenn die Abgleichbedingung

$$R_3 = R_2 - R_1$$

erfüllt ist.

12.3.3
Transistor-Präzisionsstromquellen

In Kapitel 4 haben wir einfache Stromquellen aus einem Bipolar- bzw. Feldeffekt-Transistor kennengelernt, die einen Verbraucher speisen können, der mit einem Anschluß auf festem Potential liegt. Der Nachteil dieser Schaltungen besteht darin, daß der Ausgangsstrom nicht genau definiert ist, da er von U_{BE} bzw. U_{GS} beeinflußt wird. Es liegt nun nahe, diesen Einfluß durch Einsatz eines Operationsverstärkers zu eliminieren. Abb. 12.11 zeigt die entsprechenden Schaltungen für einen bipolaren Transistor und für einen Feldeffekttransistor. Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers stellt sich so ein, daß die Spannung an dem Widerstand R_1 gleich U_1 wird. (Dies gilt natürlich nur für positive Spannungen, da die Transistoren sonst sperren.) Der Strom durch R_1 wird dann U_1/R_1. Der Ausgangsstrom beträgt somit:

beim Bipolartransistor: $$I_2 = \frac{U_1}{R_1}\frac{B}{B_1 + 1}$$

beim Fet: $$I_2 = \frac{U_1}{R_1}$$

Der Unterschied rührt daher, daß beim Bipolartransistor ein Teil des Emitterstroms über die Basis abfließt. Da die Stromverstärkung B von U_{CE} abhängt,