

Fragen

- Nennen Sie die Möglichkeiten der Zweitorbildung mit einem Transistor.
- Zeigen Sie, wie man die Arbeitspunkte eines Transistors mit zwei Quellen einstellt.
- Warum muss der Arbeitspunkt eines Transistors stabilisiert werden?
- Wie kann man beim Bipolartransistor die thermische Stabilität erreichen?
- Welche Eigenschaften hat die Emitterschaltung?
- Was bedeutet der Begriff Spannungsfolger? Erläutern Sie, warum ein Transistor in Kollektorschaltung ein Spannungsfolger ist.

In der Wechselstrom-Ersatzschaltung ist der Kollektoranschluss sowohl mit dem Eingangs- als auch mit dem Ausgangstor verbunden, womit der Name Kollektorschaltung berechtigt ist.

Mit $u_1 = u_{BC}$ und $u_2 = u_{EC}$ stellen wir für die Schaltung 12.29 fest:

$$u_2 = u_1 - u_{BE} \quad (12.28)$$

Die Ausgangsspannung der Kollektorschaltung ist um etwa 0,7 V kleiner als die Eingangsspannung und die Spannungsverstärkung ist $V_u < 1$. Da die Ausgangsspannung der Eingangsspannung „folgt“, wird die Schaltung **Spannungsfolger (voltage follower)** genannt.

12.4.6 Basis- bzw. Gateschaltung

Bei der Basisschaltung bewirkt der Widerstand R_E eine Gegenkopplung, die für die Arbeitspunkteinstellung erforderlich ist. Die Basisschaltung hat zwar eine hohe Spannungsverstärkung, aber die Stromverstärkung ist $V_i < 1$; dabei wirkt die Schaltung als **Stromfolger**.

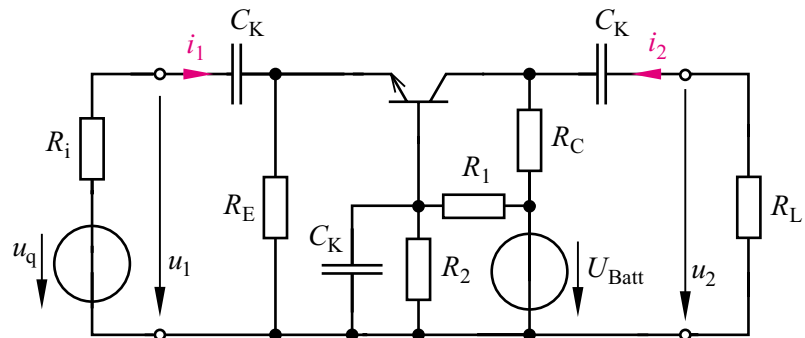


Bild 12.30 Basisschaltung mit kapazitiver Kopplung

Beispiel 12.11

Wir wollen die Wechselstrom-Übertragung der Schaltung 12.30 mit Micro-Cap analysieren. Gegeben: $U_q = 10 \text{ mV}$; $R_i = 600 \Omega$; $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 7,5 \text{ k}\Omega$; $R_E = 470 \Omega$; $R_C = 10 \text{ k}\Omega$; $R_L = 3,3 \text{ k}\Omega$; $C_K = 100 \mu\text{F}$.

Für $U_{\text{Batt}} = 6 \text{ V}$ und $f = 100 \text{ Hz}$ erhalten wir $U_1 = 1,09 \text{ mV}$ und $U_2 = 30,9 \text{ mV}$; dies ergibt $T_u = 28,3$. Mit $I_1 = 14,9 \mu\text{A}$ und $I_2 = 9,3 \mu\text{A}$ ergibt sich $T_i = 0,62$.

Da bei der Sinusanalyse nicht geprüft wird, ob eine Kleinsignalaussteuerung vorliegt, nehmen wir zweckmäßig eine Transientenanalyse vor und vergewissern uns, dass die Spannungen sinusförmig sind.



12.5 Operationsverstärker

Schaltungen mit Einzeltransistoren werden nur noch in Sonderfällen verwendet, weil sie zu viel Platz beanspruchen. Man baut vielmehr Verstärker als **integrierte Schaltung (integrated circuit, IC)** auf einem Siliziumchip.

Universell einsetzbare Verstärker bezeichnet man als **Operationsverstärker (operational amplifier, op-amp)**. Derartige Verstärker wurden früher bei Analogrechnern für die Durchführung von Rechenoperationen eingesetzt, wobei die Art der Rechenoperation durch die äußere Beschaltung festgelegt werden konnte.

Als erster integrierter Operationsverstärker kam 1966 der $\mu\text{A 741}$ auf den Markt; er wird auch heute noch, weitgehend verbessert, von vielen Herstellern angeboten. Das Bild 12.31 zeigt das Schaltzeichen eines Operationsverstärkers mit Bezugspeilen und Anschlussbezeichnungen.

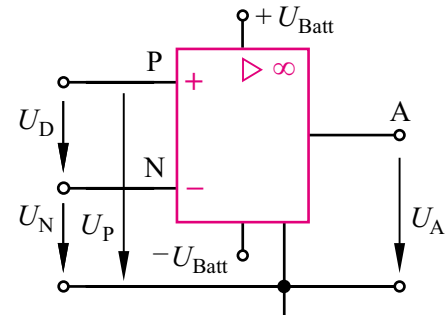


Bild 12.31 Schaltzeichen des Operationsverstärkers

Zwischen den Eingangsklemmen, die mit P bzw. „+“ und N bzw. „-“ bezeichnet sind, liegt die **Differenz-Eingangsspannung** $U_D = U_P - U_N$. Am Ausgang liegt die Spannung U_A .

Zum Betrieb des Operationsverstärkers werden im Allgemeinen *zwei* Gleichspannungsquellen benötigt, die mit den Punkten $+U_{\text{Batt}}$ und $-U_{\text{Batt}}$ verbunden sind. Diese Quellen sind z. B. im Bild 12.35 eingetragen.

In der Übertragungskennlinie wird die Ausgangsspannung U_A als Funktion der Differenz-Eingangsspannung U_D aufgetragen.

Die Übertragungskennlinie ist zum Nullpunkt symmetrisch; daher ist es ausreichend, wenn wir uns mit dem Kennlinienteil im 1. Quadranten befassen.

Entscheidend für den Betrieb des Operationsverstärkers ist der lineare Teil, in dem die Ausgangsspannung U_A sehr steil ansteigt. Der dabei vorliegende Quotient aus U_A und U_D wird als **Spannungs-Übertragungsfaktor (transfer function) T_{uD}** bezeichnet:

$$T_{uD} = \frac{U_A}{U_D} \quad (12.29)$$

Für niedrige Frequenzen $f < f_1$ (Bild 12.33) hat der $\mu\text{A 741}$ z. B. den Spannungs-Übertragungsfaktor $T_{uD} = 2 \cdot 10^5$ (Angabe eines Herstellers); dies entspricht 106 dB.

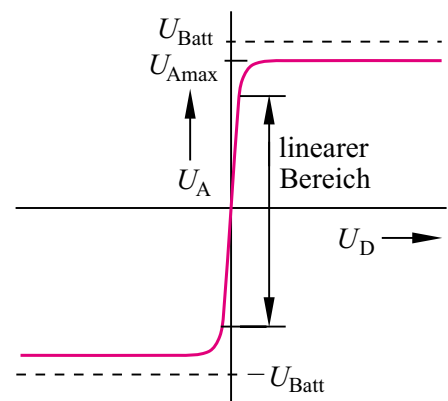


Bild 12.32 Übertragungskennlinie eines Operationsverstärkers

Die Übertragungskennlinie des Operationsverstärkers geht oberhalb des linearen Bereiches bei kleinen Spannungen U_D nichtlinear auf einen konstanten Wert $U_{Amax} < U_{Batt}$ über. Die Spannung U_{Amax} liegt etwa 1,5 ... 2 V unter der Versorgungsspannung U_{Batt} , für die häufig der Wert $U_{Batt} = 15$ V gewählt wird. Arbeitet der Operationsverstärker außerhalb des linearen Bereichs, so sagt man, er ist **übersteuert**.

Ein Operationsverstärker arbeitet stets als **Gleichspannungsverstärker**, aber er verstärkt auch Wechselspannungen.

Der Spannungs-Übertragungsfaktor hat bei niedrigen Frequenzen seinen größten Wert. Oberhalb der Grenzfrequenz f_1 nimmt das Maß $a_{uD} = 20 \lg T_{uD}$ ab und erreicht bei der **Transitfrequenz (unity gain frequency)** f_T den Wert $a_{uD} = 0$; dabei ist $T_{uD} = 1$. Der Operationsverstärker $\mu A 741$ hat z. B. die Transitfrequenz 1,2 MHz.

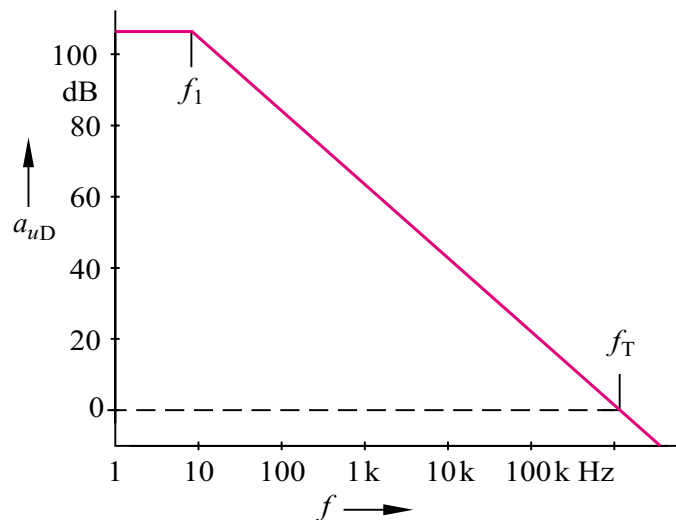


Bild 12.33 Differenzverstärkung eines kompensierten Operationsverstärkers als Funktion der Frequenz f

Der prinzipielle Verlauf des Spannungs-Übertragungsfaktors entsprechend Bild 12.33 ist erforderlich, damit sich kein instabiler Betriebszustand einstellt; man bezeichnet einen Operationsverstärker mit einem derartigen Verlauf des Spannungs-Übertragungsfaktors als **kompensiert**.

Viele Operationsverstärker wie z. B. der $\mu A 741$ sind von vornherein kompensiert; einige wenige sind unkompensiert und müssen mit zusätzlichen Kondensatoren kompensiert werden.

Ein realer Operationsverstärker enthält Widerstände, die im Schaltzeichen (Bild 12.31) nicht enthalten sind:

- Zwischen den Punkten P und N liegt der Differenz-Eingangswiderstand R_D ;
- sowohl zwischen P und Masse als auch zwischen N und Masse liegt der Gleichtakt-Eingangswiderstand R_G ;
- am Ausgang liegt der Ausgangswiderstand R_A .

Beim $\mu\text{A 741}$ z. B. ist $R_D = 2 \text{ M}\Omega$; $R_G = 1 \text{ G}\Omega$ und $R_A = 75 \Omega$.

Durch Unsymmetrien der Schaltung ergeben sich zusätzliche Spannungen und Ströme. So kann z. B. bei kurzgeschlossenem Eingang ($U_D = 0$) eine Spannung am Ausgang auftreten; dies äußert sich in einer Verschiebung der Übertragungskennlinie (Bild 12.32) um die **Eingangs-Offsetspannung** U_O . Diese Spannung kann mithilfe eines Potenziometers kompensiert werden; bei den meisten Operationsverstärkern sind Klemmen vorhanden, an welche dieses Potenziometer angeschlossen werden kann.

Auch der **Eingangs-Offsetstrom** I_O und der **Eingangs-Ruhestrom** I_R können jeweils mit einer geeigneten Schaltung kompensiert werden.

Enthalten sowohl U_P als auch U_N einen Gleichanteil, so müsste sich dieser theoretisch in $U_D = U_P - U_N$ herausheben. In der Praxis ergibt die endliche **Gleichtaktunterdrückung** (**common mode rejection ratio**, **CMRR**) einen Rest des Gleichanteils in der Ausgangsspannung.

Bei höheren Frequenzen oder bei Schaltvorgängen kann sich die **maximale Anstiegsgeschwindigkeit** der Ausgangsspannung (**slew rate**, **SR**) störend bemerkbar machen (Bild 12.34). Hierdurch ist z. B. die Frequenz der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Spannungshöhe begrenzt.

Beispiel 12.12

Beim $\mu\text{A 741}$ ist $\text{SR} = 0,5 \text{ V} / \mu\text{s}$. Wir wollen die maximale Frequenz für sinusförmige Aussteuerung mit $\hat{u}_A = 1 \text{ V}$ bzw. 10 V berechnen. Die maximale Anstiegsgeschwindigkeit tritt bei den Nulldurchgängen auf. Mit $u_A = \hat{u}_A \cos \omega t$ erhalten wir:

$$\left. \frac{du_A}{dt} \right|_{\max} = \omega \hat{u}_A < \text{SR}; \quad f < \frac{\text{SR}}{2 \pi \hat{u}_A}$$

Für $\hat{u}_A = 1 \text{ V}$ ergibt sich $f < 79,6 \text{ kHz}$ und $f < 7,96 \text{ kHz}$ für $\hat{u}_A = 10 \text{ V}$.

Ein idealisierter Operationsverstärker mit $T_{uD} \rightarrow \infty$ und $U_D \approx 0$ sowie $R_D \rightarrow \infty$; $R_G \rightarrow \infty$ und $R_A = 0$ wird auch als **idealer Operationsverstärker** bezeichnet.

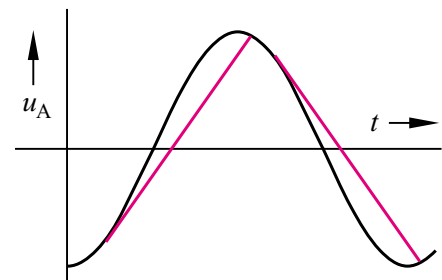


Bild 12.34 Sinusförmig ausgesteuerter Operationsverstärker bei endlicher (rot) bzw. unendlicher (schwarz) Anstiegsgeschwindigkeit

12.6 Operationsverstärker-Schaltungen

Ein Operationsverstärker muss wegen des hohen Spannungs-Übertragungsfaktors stets mit einer Gegenkopplung betrieben werden. Liegt schaltungsmäßig auch eine Mitkopplung vor, so muss die Gegenkopplung so eingestellt werden, dass sie die Mitkopplung übersteigt.

12.6.1 Invertierender Verstärker

Bei dieser Grundschiung ist der Ausgang des Operationsverstärkers mit dem N-Eingang durch den Widerstand R_2 verbunden; dadurch wird eine Differenz-Eingangsspannung $U_D \approx 0$ erzwungen.

Da die Differenz-Eingangsspannung einen Wert $U_D \approx 0$ hat, spricht man auch von einem **virtuellen Kurzschluss**; das Wort *virtuell* bedeutet „scheinbar“.

Diese Behauptung lässt sich mithilfe der Maschengleichungen begründen, wobei wir weder den Differenz-Eingangswiderstand R_D noch die Gleichtakt-Eingangswiderstände R_G berücksichtigen, da sie wesentlich größer als R_1 bzw. R_2 sind.

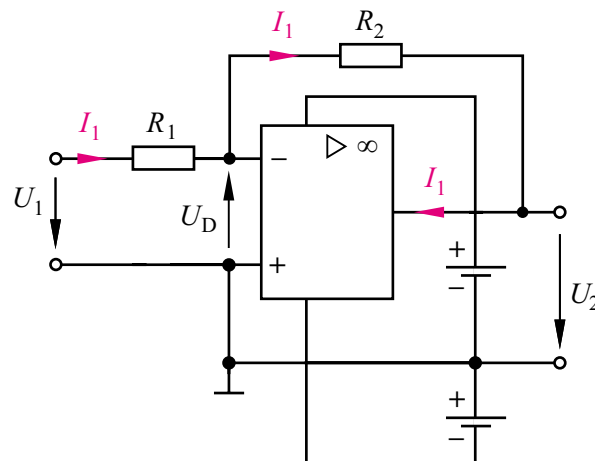


Bild 12.35 Invertierender Verstärker

Beispiel 12.13

Der Operationsverstärker der Schaltung 12.35 hat im unbeschalteten Zustand den Spannungs-Übertragungsfaktor $T_{uD} = 10^5$. Wir wollen die Spannungen U_D und U_2 sowie den Strom I_1 für $U_1 = 1 \text{ V}$ und für $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ berechnen.

Wir setzen T_{uD} in die Gl. (12.29) ein und setzen die Maschengleichungen an:

$$U_2 = 10^5 U_D$$

$$R_1 I_1 - U_D - U_1 = 0$$

$$U_D + R_2 I_1 + U_2 = 0$$

Dieses lineare Gleichungssystem hat die Lösungen:

$$U_D = -0,02 \text{ mV}$$

$$U_2 = -2 \text{ V}$$

$$I_1 = 0,1 \text{ mA}$$

Die Differenz-Eingangsspannung hat, wie das Beispiel zeigt, näherungsweise den Wert $U_D \approx 0$. Setzt man diesen Wert in die Maschengleichungen ein, so erhält man für die Schaltung 12.35 den Spannungs-Übertragungsfaktor:

$$T_u = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (12.30)$$

Da die Ausgangsspannung U_2 entgegengesetztes Vorzeichen wie die Spannung U_1 hat, wird die Schaltung 12.35 als **invertierender Verstärker** bezeichnet. Am Eingang hat diese Schaltung den Ersatzwiderstand $R_{e1} = R_1$.

Der Ersatzwiderstand R_{e2} am Ausgang wird für Kurzschluss am Eingang bestimmt. Setzt man $U_1 = 0$ in die Gl. (12.30) ein, so erhält man $U_2 = 0$. Damit berechnen wir den Ersatzwiderstand R_{e2} am Ausgang:

$$R_{e2} = \frac{U_2}{I_2} = 0 \quad (12.31)$$

Für den Sonderfall $R_1 = 0$ hat der invertierende Verstärker die Eingangsspannung $U_1 = U_D \approx 0$, und die Ausgangsspannung

$$U_2 = -R_2 I_1 \quad (12.32)$$

ist nur vom Strom I_1 und vom Widerstand R_2 abhängig.

Der invertierende Verstärker mit $R_1 = 0$ wird aus diesem Grund als **Strom-Spannung-Wandler** bezeichnet; mit ihm kann wegen $U_1 \approx 0$ ein Strom praktisch ohne Spannungsabfall gemessen werden. Dabei muss der Strom I_1 mithilfe der Gl. (12.32) aus der gemessenen Spannung U_2 berechnet werden.

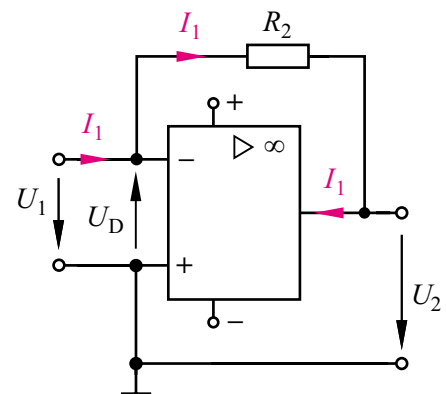


Bild 12.36 Strom-Spannung-Wandler

12.6.2 Nicht invertierender Verstärker

Auch bei dieser Grundschaltung ist der Ausgang des Operationsverstärkers mit dem N-Eingang durch den Widerstand R_2 verbunden und es wird dadurch die Differenz-Eingangsspannung $U_D \approx 0$ erzwungen.

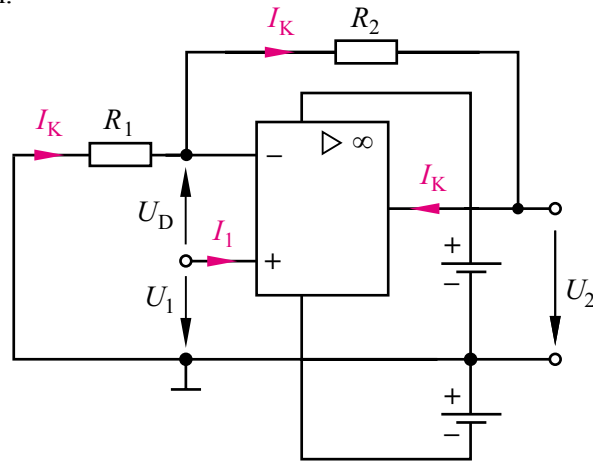


Bild 12.37 Nicht invertierender Verstärker

Wir setzen $U_D \approx 0$ in die Maschengleichungen ein:

$$U_1 + R_1 I_K = 0 \quad (12.33)$$

$$U_2 - U_1 + R_2 I_K = 0 \quad (12.34)$$

Damit berechnen wir den Spannungs-Übertragungsfaktor:

$$T_u = \frac{U_2}{U_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (12.35)$$

Da die Ausgangsspannung U_2 und die Eingangsspannung U_1 gleiches Vorzeichen haben, wird die Schaltung 12.37 als **nicht invertierender Verstärker** bezeichnet. Am Ausgang hat diese Schaltung wie die Schaltung 12.35 den Ersatzwiderstand $R_{e2} \approx 0$. Als Folge der Gegenkopplung ist der Ersatzwiderstand am Eingang außergewöhnlich hoch.



Beispiel 12.14

Wir wollen für $f = 1$ kHz den Eingangswiderstand R_{e1} der Schaltung 12.37 bestimmen, in der ein Operationsverstärker μA 741 mit den Widerständen $R_1 = 10$ k Ω und $R_2 = 20$ k Ω beschaltet ist.

Für die Simulation mit Micro-Cap legen wir an den Eingang der Schaltung 12.37 die Sinusspannung mit dem Effektivwert $U_1 = 1 \text{ V}$ und erhalten für die Frequenz $f = 1 \text{ kHz}$ den Strom $I_1 = 2,7 \text{ nA}$. Damit berechnen wir den Widerstand $R_{e1} = 370 \text{ M}\Omega$.

Für den Sonderfall $R_1 \rightarrow \infty$ und $R_2 = 0$ der Beschaltung des nicht invertierenden Verstärkers hat der Spannungs-Übertragungsfaktor den Wert $T_u = 1$. Dieser Verstärker, der am Ausgang dieselbe Spannung wie am Eingang hat, wird als **Spannungsfolger (voltage follower)** bezeichnet.

Wegen des hohen Eingangswiderstands R_{e1} und des niedrigen Ausgangswiderstands R_{e2} wird der Spannungsfolger zur Trennung von analogen Schaltungsteilen verwendet, die sich nicht gegenseitig beeinflussen sollen.

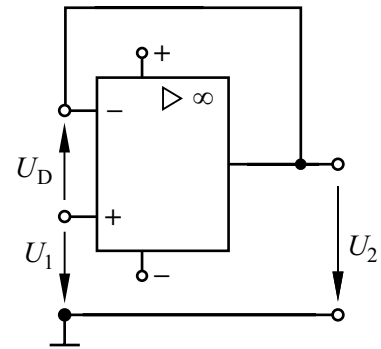


Bild 12.38 Spannungsfolger

12.6.3 Addierer

Beim **Addierer** ist die Ausgangsspannung gleich der Summe von zwei oder mehr Eingangsspannungen. Das Bild 12.39 zeigt einen Addierer mit *zwei* Eingängen.

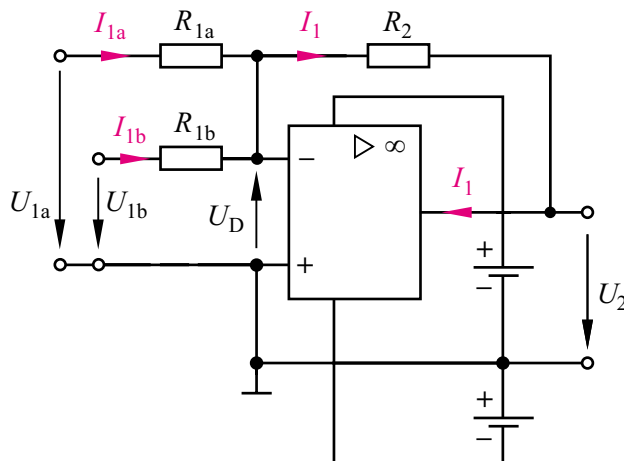


Bild 12.39 Addierer mit zwei Eingängen

Zunächst setzen wir für $U_D \approx 0$ die Maschengleichungen und die Knotengleichung an:

$$U_{1a} = R_{1a} I_{1a}; \quad U_{1b} = R_{1b} I_{1b} \quad (12.36)$$

$$R_2 I_1 + U_2 = 0 \quad (12.37)$$

$$I_1 = I_{1a} + I_{1b} \quad (12.38)$$