

## 6.5 Transformator (Versuch 54)

### Physikalische Grundlagen

#### Der ideale Transformator:

Ein Transformator besteht aus zwei (oder mehr) Spulen meist unterschiedlicher Windungszahl  $N_1$  und  $N_2$ . An der Primärseite wird eine sinusförmige Wechselspannung  $U_1$  angelegt. Damit der dadurch erzeugte magnetische Fluss  $\Phi$  möglichst quantitativ auch die Sekundärspule(n) durchsetzt, verwendet man einen Eisenkern, der den Fluss konzentriert. Im Idealfall ist der Widerstand dieser Spulen rein induktiv, damit wird  $U_1$  gerade durch eine entgegengesetzt gleich große Selbstinduktionsspannung kompensiert, die ihrerseits gleich der negativen Flussänderung  $\dot{\Phi}$  durch alle  $N_1$  Windungen ist:

$$U_1 = N_1 \dot{\Phi}$$

In der Sekundärspule (über die sog. Gegeninduktivität) induziert dieselbe Flussänderung die Spannung

$$U_2 = -N_2 \dot{\Phi}$$

Das Vorzeichen hängt jedoch vom Wicklungssinn der Spulenwicklungen ab und soll im Folgenden außer Betracht bleiben. Die Spannungsübersetzung (Übersetzungsverhältnis), d.h. der Quotient aus Primär- und Sekundärspannung ist definiert als

$$\ddot{U} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (6.49)$$

Im Idealfall (und näherungsweise beim unbelasteten Transformator) ist sie durch das Verhältnis der Windungszahlen von Primär- und Sekundärwicklung gegeben. Anschaulicher aus physikalischer Sicht ist allerdings der Kehrwert  $U_2/U_1$ .

#### Realer Transformator, Ersatzschaltbild:

Beim einem realen Transformator sind verschiedene Störeffekte zu berücksichtigen. Bei Belastung machen sich die ohmschen Widerstände  $R_{Cu,1}$  und  $R_{Cu,2}$  der beiden Spulenwicklungen bemerkbar (sog. Kupferverluste), die – wie der Innenwiderstand bei jeder anderen Spannungsquelle auch – zu einem vom Laststrom abhängigen Spannungsabfall am Ausgang führen. Das o.g. ideale Übertragungsverhältnis wird daher allenfalls ohne Belastung des Transformators erreicht. Ebenso behindern Wirbelströme, die im Eisenkern entstehen, sowie die Hysterisis des Eisens den verlustfreien Aufbau eines magnetischen Flusses (sog. Eisenverluste). Aufgrund der Hysterisis bei der Magnetisierung des Eisens (Zusammenhang zwischen Magnetfeldstärke  $H$  und magnetischer Flussdichte  $B$ ) wird ständig Leistung verbraucht, die letztlich nur den Eisenkern erwärmt, die aber dennoch eine ständige Last im Stromkreis darstellt und ebenfalls zu einer Reduzierung der Ausgangsspannung führt. Diese Verluste werden im Ersatzschaltbild fiktiv in einem weiteren ohmschen Widerstand  $R_{Fe}$  zusammengefasst. Schließlich gelingt es auch nicht, den magnetischen Fluss vollkommen auf das Innere der beiden Spulen zu beschränken, ein geringer Anteil durchsetzt den Außenraum (sog. Streufluss, erzeugt in entsprechenden Streuinduktivitäten  $L_{Streu,1}$  bzw.  $L_{Streu,2}$ ).

Die Eigenschaften eines realen Transformators lassen sich quantitativ sehr schön durch die einzelnen Elemente in einem Ersatzschaltbild (s. Abb. 6.1) darstellen. Der ideale Transformator wird dabei nur durch einen idealen Übertrager beschrieben, der keine Nebeneffekte zeigt. Alle übrigen “störenden” Elemente werden auf der Primärseite untergebracht, weil ihr Einfluss formal dann relativ einfach beschrieben werden kann. Dabei muss allerdings von den Sekundärgrößen  $X_2$  auf äquivalente Primärgrößen  $X'_2$  umgerechnet werden: Zur Umrechnung verlangt man, dass die in beiden Wicklungen induzierten Spannungen gleich werden und dabei die Leistungen erhalten bleiben. Daraus folgt im einzelnen:

$$\frac{U'_2}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \ddot{U}, \quad \frac{I_2}{I'_2} = \frac{N_1}{N_2} = \ddot{U}, \quad \frac{R'_2}{R_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2} = \ddot{U}^2 \quad (6.50)$$

Widerstände transformieren sich also mit dem Quadrat des Übertragungsverhältnisses. Das gleiche gilt auch für kapazitive und induktive Widerstände. Daraus folgt, dass sich Induktivitäten und Kapazitäten transformieren wie

$$\frac{L'_2}{L_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2} = \ddot{U}^2 \quad \text{und} \quad \frac{C'_2}{C_2} = \frac{N_2^2}{N_1^2} = \frac{1}{\ddot{U}^2} \quad (6.51)$$

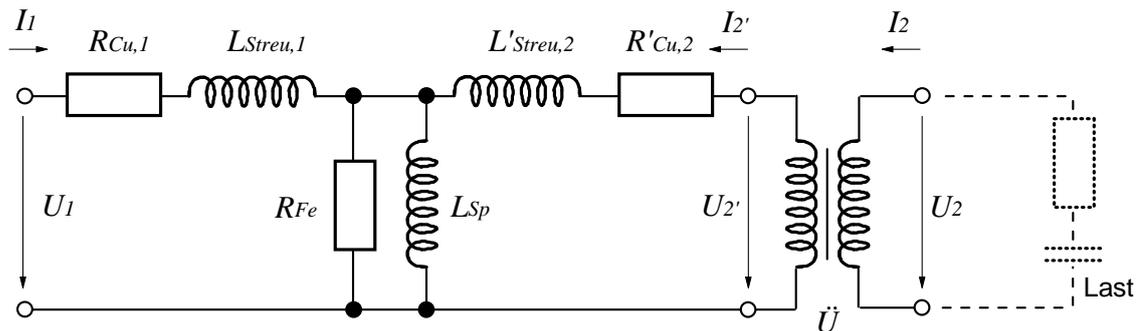


Abbildung 6.1: Ersatzschaltbild eines Transformators

Damit können zunächst die Induktivitäten der beiden Spulen in eine Gesamtinduktivität (Hauptinduktivität)  $L_{Sp}$  im Primärkreis zusammengefasst werden. Die einzelnen Verlustbeiträge werden zusätzlich durch ohmsche Widerstände  $R_{Cu} = R_{Cu,1} + R'_{Cu,2}$  (Kupferverluste),  $R_{Fe}$  (Eisenverluste) sowie Streuinduktivitäten  $L_{Streu}$  beschrieben. Diese Verluste, auch wenn sie teilweise im Sekundärkreis auftreten, werden ersatzschaltungstechnisch ebenfalls alle im Primärkreis untergebracht. Im Ersatzschaltbild taucht der ohmsche Widerstand der Sekundärspule demnach als Serienwiderstand  $R'_{Cu,2} = R_{Cu,2} \cdot N_1^2/N_2^2$  auf. Die Magnetisierungsverluste im Eisen können durch einen zu  $L_{Sp}$  parallelen Widerstand  $R_{Fe}$  beschrieben werden und die sekundäre Streuinduktivität äußert sich als zusätzliche serielle Induktivität  $L'_{Streu,2} = L_{Streu,2} \cdot N_1^2/N_2^2$ .

Bei höheren Frequenzen muss man im Ersatzschaltbild noch einige Kapazitäten berücksichtigen, z.B. die der Windungen der Primär- und Sekundärwicklungen untereinander sowie die zwischen den beiden Wicklungen. Diese Kapazitäten sind klein und wirken sich deshalb bei Netzfrequenz und höheren Strömen meist nicht aus. Durch spezielle Zwischenlagen kann man diese Effekte weiter reduzieren. Das wird bei NF-Übertragern oder HF-Transformatoren wichtig.

Generell sollte man sich darüber im klaren sein, dass die Funktion eines Transformators, neben diesen kapazitiven Effekten, grundsätzlich stark von der verwendeten Frequenz abhängt. Insbesondere die Magnetisierbarkeit eines Eisenkerns ist stark frequenzabhängig. Bei höheren Frequenzen muss auf besonders 'weiches' Eisen zurückgegriffen werden, im Radiobereich kommen sog. Ferritkerne zum Einsatz und bei noch höheren Frequenzen verzichtet man schließlich ganz auf magnetisierbare Materialien. In jedem Fall müssen Transformatoren für den jeweiligen Verwendungsbereich optimiert werden. Einen Netztrafo z.B. im Audibereich zu verwenden, macht absolut keinen Sinn.

### Leistungen von Wechselströmen:

Die Leistung  $P$  (*Wirkleistung*) eines Wechselstroms ist durch  $P = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos \varphi$  gegeben, wobei  $\varphi$  die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung ist. Dies ist die Leistung, die am Lastwiderstand wirklich verbraucht (d.h. in Wärme oder eine andere Energieform umgesetzt) wird. Die Wirkleistung wird für  $\varphi = 0^\circ$  maximal. Mit wachsendem Betrag der Phasendifferenz wird sie kleiner und verschwindet für Phasenwinkel von  $\pm 90^\circ$ . Das Produkt  $U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}}$  nennt man die *Scheinleistung*. Stellt man sich die Scheinleistung als Vektor in der komplexen Zahlenebene vor, dann entspricht die Wirkleistung dem Realteil. Der Imaginärteil, d.h. der Anteil der Scheinleistung, der durch die mit einer Phasendifferenz von  $\pm 90^\circ$  laufenden Komponenten von Spannung und Strom zustandekommt, ist die sog. *Blindleistung*. Für die Dimensionierung von Leitungen, Übertragern und Transformatoren ist dieser Anteil wichtig, weil die zugehörigen Ströme transportiert werden müssen, ohne dass damit jedoch irgend eine Arbeit verrichtet werden kann.

### Impedanz und Phasenwinkel am belasteten Transformator:

Im allgemeinen ist die Berechnung des primärseitigen Lastwiderstands und Phasenwinkels für einen realen Transformator mit einer komplexen sekundärseitigen Belastung ( $R$ ,  $L$  und  $C$ ) aufwändig und wird zweckmäßigerweise komplex durchgeführt. Für einen nahezu idealen Transformator, bei dem nur der Verlustwiderstand  $R_{Fe}$  des Eisens berücksichtigt werden muss, und der durch eine rein ohmsche Last

oder durch eine Reihenschaltung von  $R$  und  $C$  belastet ist, wird diese Berechnung hier exemplarisch teilweise durchgeführt. Die ohmschen Leitungswiderstände der Wicklungen werden dabei vernachlässigt.

**Ohmsche Last:** Wir beginnen zur Einstimmung mit der Berechnung für den einfacheren Fall einer rein ohmschen Belastung  $R$ . Der Belastungswiderstand erscheint entsprechend Gl. 6.50 umgerechnet auf der Primärseite als ein zusätzlicher Widerstand  $\ddot{U}^2 R = R'$  parallel zu  $R_{Fe}$  und  $L$ , so dass sich der Leitwert dieser Parallelschaltung schreiben lässt als

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_{1,\text{par}}} &= \frac{1}{i\omega L} + \frac{1}{R_{Fe}} + \frac{1}{\ddot{U}^2 R} \\ &= \frac{R_{Fe}R' + i\omega L(R' + R_{Fe})}{i\omega L R_{Fe} R'} \end{aligned} \quad (6.52)$$

Der Tangens des primärseitigen Phasenwinkels zwischen Strom und Spannung ist gleich dem Quotienten aus Imaginärteil und Realteil dieses Ausdrucks. Im Nenner müssen wir den Faktor  $i$  berücksichtigen (damit wir Real- und Imaginärteil korrekt etablieren), der Betrag des Nenners kürzt sich bei der Quotientenbildung. Damit ist

$$\tan \varphi_1 = \frac{-R_{Fe}R'}{\omega L(R' + R_{Fe})} \quad (6.53)$$

Das ist nichts anderes als der Quotient aus dem ohmschen Anteil des Widerstands und dem induktiven Anteil, so wie man es schon von einem 'normalen' Wechselstromwiderstand her kennt, und der Winkel ist wie bei jeder teilweise induktiven Belastung negativ (s. Anmerkung).

Man sieht auch, dass bei unbelastetem Trafo ( $R' = \infty$ ) der Phasenwinkel nur durch das Verhältnis der Eisenverluste zum rein induktiven Widerstand bestimmt wird und, wenn diese klein sind ( $R_{Fe}$  groß), nahe bei  $-90^\circ$  liegt. Ist dagegen die Belastung des Trafos signifikant ( $R'$  klein), dann geht der Phasenwinkel bis nahe Null zurück, der Trafo verhält sich wie ein ohmscher Widerstand  $R'$ ; der tatsächliche sekundärseitige Lastwiderstand  $R$  wird dabei mit dem Faktor  $\ddot{U}^2$  auf die Primärseite transformiert. — Der sekundärseitige Phasenwinkel ist bei rein ohmscher Belastung selbstverständlich immer gleich Null.

Der Betrag des Leitwerts (und damit auch der des Gesamtwiderstands) lässt sich aus der Summe der Quadrate von Real- und Imaginärteil berechnen, was wir hier aber nicht durchführen wollen.

**Anmerkung:** Wenn man die Impedanz  $Z$  schreibt als  $Z = Z_0 \exp \varphi$ , dann ergibt sich für überwiegend induktiven Charakter eine positive, für überwiegende kapazitiven Charakter eine negative Phasenverschiebung.  $Z$  beschreibt damit die mathematische Transformation vom Strom  $I$  zur Spannung  $U$ :  $U = Z \cdot I$ . Wir beschreiben hier jedoch der Einfachheit halber die umgekehrte Darstellung, d.h. wir untersuchen den Leitwert  $1/Z = 1/Z_0 \exp(-\varphi)$ , d.h. die Umkehrung  $I = U/Z$ . Damit haben die hier betrachteten Phasenverschiebungen (für die Leitwerte) das jeweils umgekehrte Vorzeichen als man es von der Diskussion der Impedanzen kennt (s. z.B. Versuch 50).

**Kapazitive Last:** Bei zusätzlicher kapazitiver Last ist der Gesamtwiderstand auf der Sekundärseite  $Z_{\text{Last}} = R - \frac{i}{\omega C}$ . Dieser Belastungswiderstand erscheint auf der Primärseite wieder entsprechend Gl. 6.50 umgerechnet als ein weiterer Parallelwiderstand zu  $R_{Fe}$  und  $L$ , so dass sich der Leitwert dieser Parallelschaltung jetzt schreiben lässt als

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_{1,\text{par}}} &= \frac{1}{i\omega L} + \frac{1}{R_{Fe}} + \frac{1}{\ddot{U}^2 \left(R - \frac{i}{\omega C}\right)} \\ &= \frac{R_{Fe}\ddot{U}^2 \left(R - \frac{i}{\omega C}\right) + i\omega L\ddot{U}^2 \left(R - \frac{i}{\omega C}\right) + i\omega L R_{Fe}}{i\omega L R_{Fe} \ddot{U}^2 \left(R - \frac{i}{\omega C}\right)} \end{aligned} \quad (6.54)$$

Zur Vereinfachung soll hier wieder eine Abkürzung der auf die Primärseite transformierten Lastkomponenten eingeführt werden:  $R' = \ddot{U}^2 R$  und  $C' = C/\ddot{U}^2$  (vgl. Gln. 6.50 und 6.51). Dann wird die obige Gleichung ein wenig übersichtlicher:

$$\frac{1}{Z_{1,\text{par}}} = \frac{R_{Fe} \left(R' - \frac{i}{\omega C'}\right) + i\omega L \left(R' - \frac{i}{\omega C'}\right) + i\omega L R_{Fe}}{i\omega L R_{Fe} \left(R' - \frac{i}{\omega C'}\right)} \quad (6.55)$$

Um den Leitwert in Real- und Imaginärteil zerlegen zu können, muss der Bruch mit dem konjugiert komplexen des Nenners erweitert werden; der Nenner wird dann reell:

$$\begin{aligned}
\frac{1}{Z_{1,\text{par}}} &= \frac{[R_{Fe} (R' - \frac{i}{\omega C'}) + i\omega L (R' - \frac{i}{\omega C'}) + i\omega L R_{Fe}] [i\omega L R_{Fe} (-R' - \frac{i}{\omega C'})]}{[i\omega L R_{Fe} (R' - \frac{i}{\omega C'})] [i\omega L R_{Fe} (-R' - \frac{i}{\omega C'})]} \\
&= \frac{[R_{Fe} R' - iR_{Fe} \frac{1}{\omega C'} + i\omega L (R_{Fe} + R') + \frac{L}{C'}] [\frac{L}{C'} R_{Fe} - i\omega L R_{Fe} R']}{[i\omega L R_{Fe} (R' - \frac{i}{\omega C'})] [i\omega L R_{Fe} (-R' - \frac{i}{\omega C'})]} \\
&= \frac{[(\frac{L}{C'} + R_{Fe} R') + i(\omega L (R_{Fe} + R') - R_{Fe} \frac{1}{\omega C'})] [\frac{L}{C'} R_{Fe} - i\omega L R_{Fe} R']}{[i\omega L R_{Fe} (R' - \frac{i}{\omega C'})] [i\omega L R_{Fe} (-R' - \frac{i}{\omega C'})]}
\end{aligned}$$

Der Tangens des Phasenwinkels ist wieder der Quotient aus Imaginärteil und Realteil dieses Ausdrucks. Da der Nenner reell ist und sich bei der Quotientenbildung herauskürzt, genügt es, Real- und Imaginärteil des Zählers zu extrahieren. Der Imaginärteil  $\Im$  des Zählers ist

$$\begin{aligned}
\Im &= -\omega L R_{Fe}^2 R'^2 - \frac{L R_{Fe}^2}{\omega C'^2} + \omega \frac{L^2 R_{Fe}^2}{C'} \\
&= \omega L R_{Fe}^2 \left( \frac{L}{C'} - R'^2 \right) - \frac{L R_{Fe}^2}{\omega C'^2} \\
&= L R_{Fe}^2 \left[ \omega \left( \frac{L}{C'} - R'^2 \right) - \frac{1}{\omega C'^2} \right]
\end{aligned} \tag{6.56}$$

Der Realteil  $\Re$  des Zählers ist

$$\begin{aligned}
\Re &= \frac{L^2 R_{Fe}}{C'^2} + \omega^2 L^2 R_{Fe} R'^2 + \omega^2 L^2 R_{Fe}^2 R' \\
&= \frac{L^2}{C'^2} R_{Fe} + \omega^2 L^2 R_{Fe} R' (R' + R_{Fe}) \\
&= L^2 R_{Fe} \left[ \frac{1}{C'^2} + \omega^2 R' (R' + R_{Fe}) \right]
\end{aligned} \tag{6.57}$$

Damit ergibt sich

$$\begin{aligned}
\tan \varphi_1 &= \frac{L R_{Fe}^2 \left[ \omega \left( \frac{L}{C'} - R'^2 \right) - \frac{1}{\omega C'^2} \right]}{L^2 R_{Fe} \left[ \frac{1}{C'^2} + \omega^2 R' (R' + R_{Fe}) \right]} \\
&= \frac{R_{Fe}}{L} \frac{\omega \left( \frac{L}{C'} - R'^2 \right) - \frac{1}{\omega C'^2}}{\frac{1}{C'^2} + \omega^2 R' (R' + R_{Fe})} \\
&= \frac{R_{Fe}}{\omega L} \frac{\frac{L}{C'} - \left( R'^2 + \frac{1}{\omega^2 C'^2} \right)}{R_{Fe} R' + \left( R'^2 + \frac{1}{\omega^2 C'^2} \right)}
\end{aligned} \tag{6.58}$$

$$= \frac{\frac{1}{\omega C'} - \frac{1}{\omega L} \left( R'^2 + \frac{1}{\omega^2 C'^2} \right)}{R' + \frac{1}{R_{Fe}} \left( R'^2 + \frac{1}{\omega^2 C'^2} \right)} \tag{6.59}$$

Dies ist schon eine relativ unübersichtliche Gleichung, egal welche Schreibweise man bevorzugt. Insbesondere die Frequenzabhängigkeit ist nicht so ohne weiteres ersichtlich. Für die hier relevante Anwendung ist aber nur interessant, wie sich die Phasenverschiebung mit der sekundärseitigen Belastung ändert. Ohne Last, d.h. mit  $R' = \infty$ ,  $I_{\text{eff},2} = 0$  reduziert sich die Gleichung auf

$$\tan \varphi_{1,\infty} = -\frac{R_{Fe}}{\omega L}$$

wie schon im entsprechenden Grenzfall bei ohmscher Belastung. Hier ergibt sich also wieder ein endlicher negativer Phasenwinkel, dessen Wert vom Verhältnis der Eisenverluste zum induktiven Widerstand abhängt. Mit abnehmendem ohmschen Anteil im Lastwiderstand macht sich der kapazitive Anteil der Last immer stärker bemerkbar, so dass die Phasenverschiebung irgendwann den Wert 0 kreuzt (sofern der kapazitive Lastwiderstand hinreichend klein ist) und dann weiter steigt, bis sie im Grenzfall  $R' \rightarrow 0$  einen Wert erreicht, der von allen drei verbleibenden Komponenten abhängt:

$$\tan \varphi_{1,0} = \frac{1 - \frac{1/\omega C'}{\omega L}}{\frac{1/\omega C'}{R_{Fe}}}$$

Ist der kapazitive Lastwiderstand klein, dann wird dieser Quotient groß, die Phasenverschiebung tendiert dann gegen  $90^\circ$ .

Noch etwas komplizierter wird es, wenn man den Betrag der Impedanz (des Wechselstromwiderstands) ausrechnen will. Hier muss man die Summe der Quadrate von Real- und Imaginärteil des gesamten Ausdrucks für den Widerstand berechnen. Wir verzichten hier wieder darauf.

Der sekundärseitige Phasenwinkel ist wiederum sehr leicht auszurechnen: Hier geht wieder nur der sekundärseitige Lastwiderstand ein, d.h.

$$\tan \varphi_2 = \frac{1/(\omega C)}{R} \quad (6.60)$$

Dieser ist positiv, da wir hier wieder den Leitwert diskutieren (s. obige Anmerkung).

### Übertragungsverhältnis bei Belastung:

Beim idealen Trafo ist das Übersetzungsverhältnis konstant  $\ddot{U} = N_1/N_2$ . Aufgrund des Spannungsabfalls an den ohmschen Widerständen der Spulenwicklungen reduziert sich jedoch die Ausgangsspannung, so dass das Übersetzungsverhältnis mit wachsendem Strom ansteigt bzw. das Spannungsverhältnis  $U_2/U_1$  sinkt. Dies ist der bedeutendste Beitrag bei kleinen Strömen, hier sollte man daher einen annähernd linearen Verlauf erwarten. (Bei kapazitiver Belastung weicht die Kurve auch bei kleinen Strömen vom linearen Verlauf ab.) Aus der Steigung kann man den im Sekundärkreis effektiv wirksamen Widerstand

$$R_{Cu,ges,2} = R_{Cu,1}/\ddot{U}^2 + R_{Cu,2} \quad (6.61)$$

bestimmen. Für kleine Ströme gilt

$$\ddot{U} = U_1/U_2 = \frac{U_1}{U_2(0) - R_{Cu,ges,2} \cdot I_2}$$

oder, umgekehrt für das Spannungsverhältnis  $U_2/U_1$

$$U_2/U_1 = \frac{U_2(0) - R_{Cu,ges,2} \cdot I_2}{U_1} \quad (6.62)$$

$$\frac{d(U_2/U_1)}{dI_2} = -\frac{R_{Cu,ges,2}}{U_1} \approx -\frac{R_{Cu,ges,2}}{U_1(0)}$$

oder

$$R_{Cu,ges,2} \approx U_1(0) \frac{d(U_2/U_1)}{dI_2} \quad (6.63)$$

Die letzte Näherung ist nur gerechtfertigt, wenn die Primärspannung wirklich nicht oder extrem wenig vom Strom abhängt.

Tatsächlich sinkt im vorliegenden Fall auch die Primärspannung mit wachsendem Sekundärstrom deutlich ab (der zur Versorgung dienende Transformator besitzt auch einen endlichen Innenwiderstand), so dass statt  $U_2(0)$  eine mit  $I_2$  abnehmende Spannung  $U_{2,0}(I_2)$  verwendet werden muss und die obige Näherung nicht anwendbar ist. Man kann  $U_{2,0}(I_2)$  aber aus dem jeweiligen  $U_1(I_2)$  unter Benutzung des idealen Übertragungsverhältnisses berechnen:

$$U_{2,0}(I_2) = U_1(I_2)/\ddot{U} \quad (6.64)$$

was dann zu

$$\begin{aligned}
 U_2/U_1 &= \frac{U_1(I_2)/\ddot{U} - R_{\text{Cu,ges},2} \cdot I_2}{U_1(I_2)} \quad \text{bzw.} \\
 U_2/U_1 &= \frac{1}{\ddot{U}} - \frac{R_{\text{Cu,ges},2} \cdot I_2}{U_1(I_2)} \quad (6.65)
 \end{aligned}$$

führt. Bei relativ geringer Abnahme von  $U_1$  bleibt dieser Verlauf annähernd linear. Die Steigung ist nach wie vor

$$\frac{d(U_2/U_1)}{dI_2} = -\frac{R_{\text{Cu,ges},2}}{U_1} \quad (6.66)$$

und hat im Grenzfall  $I_2 \rightarrow 0$  den Wert  $R_{\text{Cu,ges},2}/U_1(0)$ , nimmt dann aber mit wachsendem  $I_2$  und damit sinkendem  $U_1$  geringfügig zu. Nimmt man an, dass  $U_1(I_2) = U_1(0)(1 - \alpha I_2)$  ist, dann ergibt sich

$$U_2/U_1 = \frac{1}{\ddot{U}} - \frac{R_{\text{Cu,ges},2} \cdot I_2}{U_1(0)(1 - \alpha I_2)} \approx \frac{1}{\ddot{U}} - \frac{R_{\text{Cu,ges},2}}{U_1(0)}(1 + \alpha I_2) \cdot I_2$$

### Literatur

- [Sch]            Abschnitte 7.2.4 *Ferromagnetismus*, 7.3.3 *Wechselstromwiderstände*,
- [Ger]            7.3.8 *Transformatoren*
- [BeSc2]        Abschnitte 4.3 *Wechselströme*, Abschnitt 4.3.4 *Transformatoren*
- [Tip]            Kapitel 28.6 *Der Transformator*
- [Hal]            Kapitel 33.11 *Transformatoren*
- [Dem2]        Kapitel 5.6 *Transformatoren*