

10.6.4 Das nichtlineare Modell

Den Zusammenhang zwischen der magnetischen Feldstärke H und dem elektrischen Strom I beschreibt das Durchflutungsgesetz, den Zusammenhang zwischen elektrischer Spannung U und magnetischer Flussdichte B beschreibt das Induktionsgesetz; beide "Gesetze" sind lineare zeitinvariante Abbildungen. Der Zusammenhang zwischen B und H wird hingegen durch eine nichtlineare, zeitvariante Abbildung beschrieben: $B = \mu \cdot H$. Die Permeabilität μ ist bei den im Übertragerkern verwendeten ferromagnetischen Blechen eine nichtlineare Größe, deren Wert sowohl von der Feldstärke, als auch von der Vorgeschichte abhängt (vergl. Kap. 4).

Einen ersten Eindruck von dieser Kern-Nichtlinearität erhält man bei der Messung der Übertrager-Impedanz. Verändert man den durch die Primärwicklung eines Ausgangsübertragers fließenden sinusförmigen Wechselstrom und misst gleichzeitig die daran abfallende Wechselspannung, so ergibt sich ein stromabhängiger Quotient (**Abb. 10.6.11**). Aus dem zeitlichen Verlauf der Spannung bzw. der magnetischen Flussdichte erkennt man schon bei mäßigen Amplituden starke Nichtlinearitäten, d.h. Abweichungen vom sinusförmigen Verlauf, die ihre Ursachen in der Hysterese-Krümmung haben (Kap. 4).

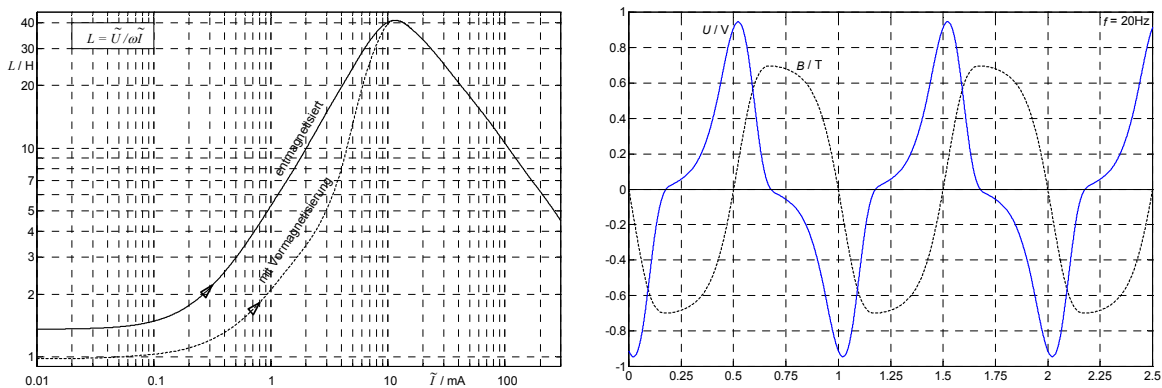


Abb. 10.6.11: Messungen an der Primärwicklung (EI-96). Die im linken Bild angegebene "Induktivität" ist eine spezielle, nichtlineare Größe. Rechtes Bild: Sekundär-Spannung (LL) und Flussdichte bei Stromeinprägung.

Der Zusammenhang zwischen B und H ist aber nicht nur **nichtlinear**, sondern in gewisser Weise auch **zeitvariant**: Zum einen gibt es unendlich viele Hystereseschleifen, zum anderen können diese nur in einer Richtung durchlaufen werden – zu einer Feldstärke gehören dabei zwei (verschiedene!) Flussdichten. Natürlich reagiert das Kernmaterial jedes Mal in identischer Weise, wenn vom vollständig entmagnetisierten Zustand ausgegangen wird, insofern ist das Verhalten schon zeitinvariant. Nach dem Abschalten einer externen Quelle verbleibt das Kernmaterial aber für beliebig lange Zeit in einem voll- oder teilremanenten Zustand, und beim erneuten Aussteuern ergibt sich eine individuelle Kennlinie, die von der vorherigen Aussteuerung abhängig ist – insofern Zeitvarianz. In Abb. 10.6.11 sind zwei Kurven eingezeichnet: Die obere wurde an einem vollständig entmagnetisierten Kern gemessen, die untere entstand, nachdem der Kern durch ein Gleichfeld stark magnetisiert worden war, das zur L -Messung aber wieder abgeschaltet wurde – zurück blieb dabei eine remanente Magnetisierung. Zuletzt ist noch zu berücksichtigen, dass kleine Aussteuerungen, die um einen Offsetpunkt erfolgen, nicht auf der großen Hystereseschleife verlaufen (siehe Kap. 4.10.3, reversible Permeabilität). All diese nichtlinearen und zeitvarianten Effekte sorgen dafür, dass Messungen an Ausgangs-Übertragern nicht ganz trivial sind. Hinzu kommt, dass die Daten der untersuchten Übertrager in aller Regel nicht bekannt sind, und (zerstörungsfrei) nur näherungsweise ermittelt werden können – die im Folgenden dargestellten Kurven sind somit toleranzbehaftet.

Ferromagnetismus ist eine Eigenschaft des Kristallgefüges: Im nichtmagnetisierten ferromagnetischen Material sind die räumlichen Orientierungen der zu Weißschen Bezirken gruppierten Elementarmagnete statistisch gleichverteilt – ihre Wirkung hebt sich nach außen hin auf. Ein z.B. durch Stromfluss verursachtes äußeres Magnetfeld verschiebt die Grenzen der Weißschen Bezirke (Blochwände), wodurch eine Richtungspolarisation entsteht. Diese teils reversiblen, teils irreversiblen Wandverschiebungen hängen in stark nichtlinearer Charakteristik von der magnetischen Feldstärke ab, und dies ist die Grundlage des nichtlinearen elektrischen Verhaltens. In **Abb. 10.6.12** ist der Zusammenhang zwischen Feldstärke H und Flussdichte B für kleine Aussteuerung dargestellt: Man erkennt sehr gut, wie sich die Hystereseschleife mit zunehmender Aussteuerung aufrichtet, und wie dadurch die Permeabilität zunimmt. Im rechten Bild sind die mit Flussdichteeinprägung ermittelten Feldstärken dargestellt, sie zeigen schon bei geringer Aussteuerung eine Formabweichung und eine zunehmende Phasenverschiebung gegenüber dem Flussdichteverlauf (unskaliert gestrichelt eingezeichnet).

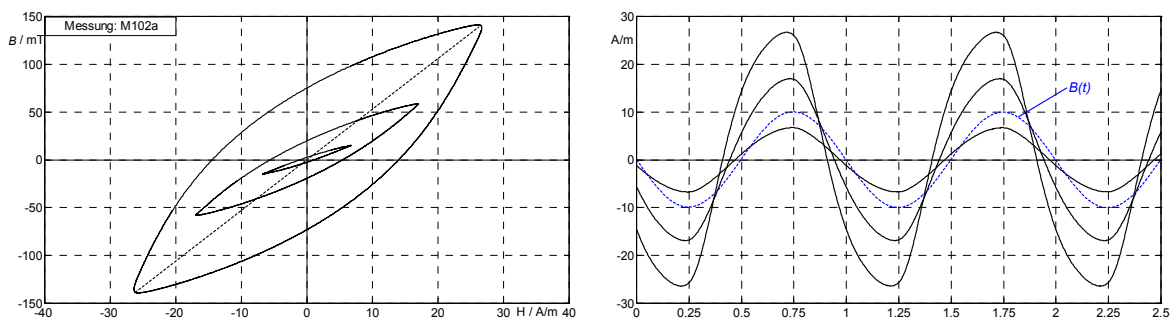


Abb. 10.6.12: Hystereseschleifen. Im rechten Bild sind Feldstärke-Zeitfunktionen angegeben, die mit sinusförmiger Flussdichteeinprägung ermittelt wurden; der Zeitverlauf einer Flussdichte ist gestrichelt (unskaliert).

Die in **Abb. 10.6.12** verwendete Flusseinprägung ist leicht erreichbar: Spannungseinprägung an einer Wicklung ergibt (über das Induktionsgesetz) **Flusseinprägung***. Die auf die anderen Wicklungen übertragenen Spannungen sind bei dieser Betriebsart in guter Näherung ebenfalls sinusförmig – allerdings ist dies nicht der bei Röhrenendstufen typische Fall. Diese prägen nämlich a priori den Strom ein, und dann sind die Wicklungsspannungen nichtlinear verzerrt. **Abb. 10.6.13** zeigt diesen Betriebszustand: Schon bei relativ kleinen Feldstärken tritt eine nichtlineare Flussverzerrung auf, die – differenziert – zu Verzerrungen bei der Spannung führt. Hierbei handelt es sich nicht um Röhren-Übernahmeverzerrungen, sondern um reine Hysterese-Verzerrungen (die Feldstärke-Einprägung verläuft hier nahezu verzerrungsfrei).

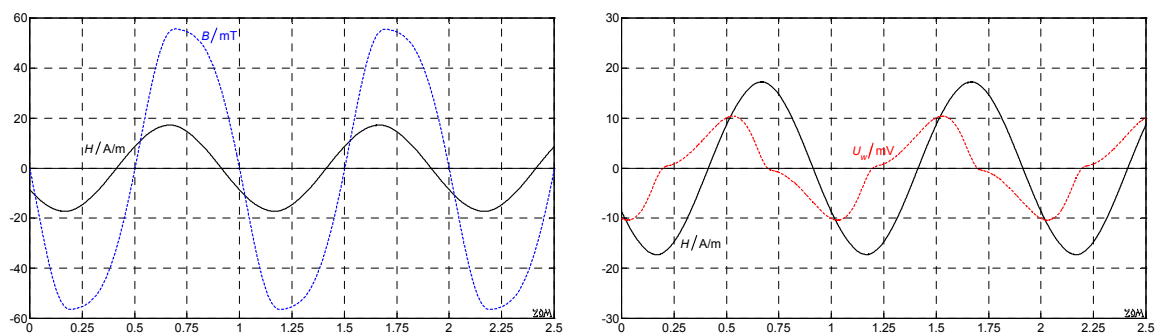


Abb. 10.6.13: Über den Primärstrom eingeprägte Sinus-Feldstärke H und zugehörige Flussdichte B (links); daraus resultierende nichtlinear verzerrte Windungsspannung U_w (rechts).

* Der Spannungsabfall am Kupferwiderstand der Wicklung kann, falls erforderlich, kompensiert werden.

Die in Abb. 10.6.13 dargestellten Kurven wurden an einem EI-96-Kern bei sekundärem Leerlauf gemessen. Bei sekundärer Belastung tritt diese Art der Nichtlinearität mit steigender Frequenz zunehmend in den Hintergrund. Klammert man die Übertragung hoher Frequenzen zunächst aus, lässt sich das Ersatzschaltbild (Abb. 10.6.3) rigoros vereinfachen: Der sekundäre Kupferwiderstand R_2 ($\approx 0,5 \Omega$) wird zum Lautsprecher-Nennwiderstand addiert, die Streuinduktivität L_S kann entfallen, die Wicklungskapazität C_1 ebenso, damit ist in diesem Modell die Sekundärseite reell belastet. Transformiert man diese sekundäre Last (mit \dot{u}^2) durch den Übertrager, erhält man auf der Primärseite einen zu L_1 parallel liegenden äquivalenten Lastwiderstand $R' = \dot{u}^2 \cdot (R_2 + R_L)$. Als Richtwert für diesen primären Lastwiderstand kann von ca. $R' = 1 \text{ k}\Omega$ ausgegangen werden, sofern man *eine* Primärwicklung betrachtet*. Gegenüber diesem Wert können die Eisenverluste (R_{Fe}) vernachlässigt werden, und damit bleiben im Ersatzschaltbild nur drei Elemente übrig: Der primäre Kupferwiderstand R_1 , die nichtlineare Querinduktivität L_1 , und der transformierte Lastwiderstand R' (Abb. 10.6.14). Somit teilt sich der Primärstrom in zwei Teile: Den nichtlinear verzerrten Magnetisierungsstrom (durch L_1), und den Laststrom. Gegenüber dem Laststrom wird der Magnetisierungsstrom mit steigender Frequenz immer kleiner, und damit bedeutungsloser – die nichtlinearen Verzerrungen nehmen ab.

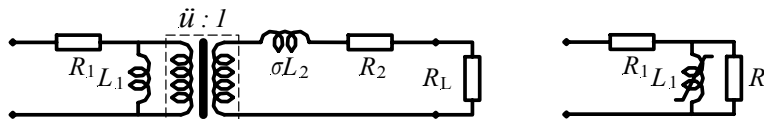


Abb. 10.6.14: Übertrager-Ersatzschaltbild (links), Zweipol-Vereinfachung für tiefe Frequenzen (rechts).

Es wurde schon darauf hingewiesen, dass diese Querinduktivität nichtlinear ist, und dass deshalb streng genommen keine Übertragungsfunktion definierbar ist. Der Quotient aus effektivem Quellenstrom und effektiver Ausgangsspannung ist dennoch bestimmbar, er ist in Abb. 10.6.15 (links) dargestellt. Im rechten Bild fallen zwei Besonderheiten auf: Die Flankensteigung beträgt nicht 20 dB/Dekade, und die **Grenzfrequenz** ist aussteuerungsabhängig: Mit zunehmender Leistung wird die Tiefenübertragung besser. Wie man sieht, macht es wenig Sinn, nach der klassischen Dimensionierungsregel die Hauptinduktivität auf der Basis der Anfangspermeabilität zu ermitteln – denn hiermit landet man im μW -Bereich, und der ist bei Gitarrenverstärkern praxisfremd. Dagegen könnte (und sollte) man sich am Sättigungsverhalten des Kernmaterials orientieren, und bei hoher Aussteuerung die Flussdichte ermitteln – ihre Begrenzung (Sättigung) liefert Hinweise auf die dominierenden magnetischen Verzerrungen.

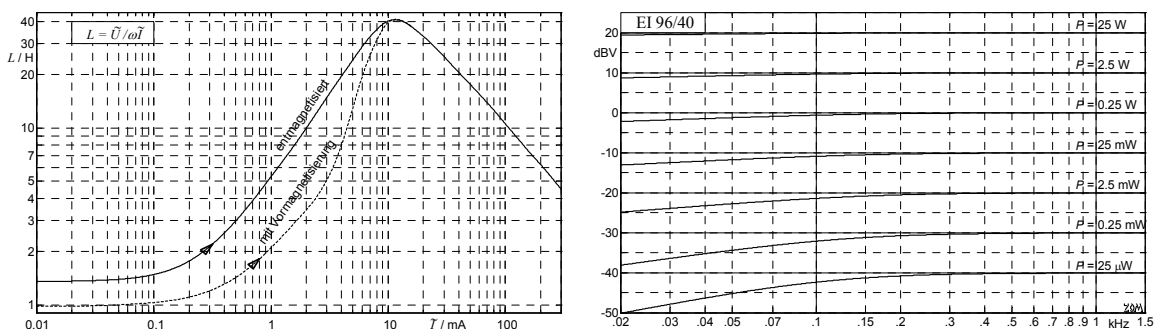


Abb. 10.6.15: Links: Aussteuerungsabhängige Hauptinduktivität (— Kern entmagnetisiert, ---- mit Remanenz). Rechts: Aussteuerungsabhängiger nichtlinearer Hochpass (Stromeinprägung, Trafokern entmagnetisiert). Die spezifizierten Leistungen werden bei 1 kHz an den reellen Nennwiderstand (4Ω) abgegeben.

* Für *beide* Primärwicklungen ist nicht der doppelte, sondern der vierfache Wert anzusetzen (Kap. 10.5.5).

Ehe auf die Magnetverzerrungen genauer eingegangen wird, noch eine kurze Bemerkung zur Vormagnetisierung bzw. **Entmagnetisierung** des Kerns: Es darf nicht erwartet werden, dass der Kern immer remanenzfrei betrieben wird. Irgendwann wird stark magnetisiert (und wenn's nur beim Einschaltknack ist), und daraus kehrt der Arbeitspunkt an eine Stelle der Hysterese zurück, die nicht unbedingt dem flussfreien Koordinatenursprung entspricht. Und noch etwas verdient Beachtung: Nur bei genau übereinstimmenden Anodenströmen wird in Gegentaktendstufen der Ausgangsübertrager nicht vormagnetisiert. Zumeist weichen aber die Anodenströme voneinander ab, und der dabei auftretende Differenzstrom magnetisiert den Kern. Als Folge wird die Hauptinduktivität kleiner, und die geradzahigen Verzerrungen nehmen zu.

Beim entmagnetisierten Kern (!) sind die Hystereseschleifen punktsymmetrisch, und deshalb enthält das Verzerrungsspektrum nur ungerade Harmonische. Zumeist wird die kubische Klirrdämpfung a_{k3} angegeben, u.U. kann auch noch die 5. Harmonische ausgewertet werden. Die Pegel der höherfrequenten Harmonischen sind demgegenüber häufig vernachlässigbar. **Abb. 10.6.16** zeigt über der (an den reellen Nennwiderstand abgegebenen) Wirkleistung die kubische Klirrdämpfung. In dem für Bühnenbetrieb wichtigen Leistungs- und Frequenzbereich (über 0.1 W, über 100 Hz) bleibt die Klirrdämpfung über 40 dB, der **Klirrfaktor** also unter 1%. Das ist gegenüber den von einer Röhrendstufe verursachten Verzerrungen nicht der dominierende Effekt. Erst bei tiefen Frequenzen und hohen Leistungen, wenn sich der Fluss der Sättigungsgrenze nähert, steigen die Übertrager-Verzerrungen wieder steil an – aber auch da werden üblicherweise die Röhren-Verzerrungen überwiegen. Es bleibt dem Gitarristen natürlich unbenommen, für seinen 7-Saiter eine kraftvolle und verzerrungsfreie Grundtonübertragung zu fordern. Der Blick auf Lautsprecher-Frequenzgänge und -Verzerrungen (Kap. 11) führt dann aber geradewegs zu den Bass-Lautsprechern und -Verstärkern.

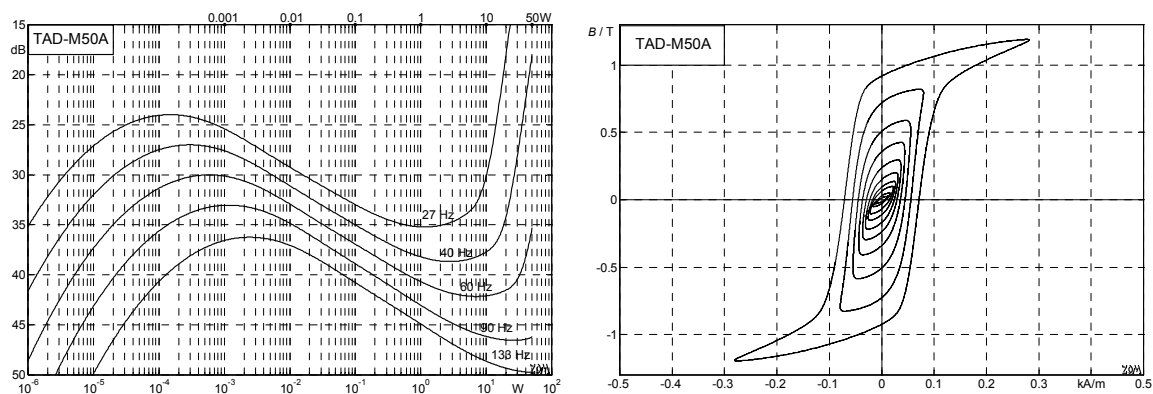


Abb. 10.6.16: Klirrdämpfung a_{k3} eines 50W-Ausgangsübertragers bei hochohmiger Ansteuerung und Nennbelastung. Die nichtlinearen Verzerrungen kommen nur vom Übertrager, nicht vom ansteuernden Verstärker. Die Hystereseschleife zeigt die Zusammenhänge zwischen magnetischer Feldstärke und Flussdichte (20 Hz).

Kurz zusammengefasst: Der Ausgangsübertrager weist mehrere Eigenschaften auf, die ihn von linearen, zeitinvarianten Bauteilen unterscheiden: 1) Seine Hauptinduktivität ist aussteuerungsabhängig, der Tieftonbereich wird um so schwächer übertragen, je kleiner der Signalpegel ist. 2) Der Klirrfaktor ist frequenz- und aussteuerungsabhängig: Je tiefer die Frequenz und je größer der Signalpegel, desto größer der Klirrfaktor; das Nebenmaximum um 1 mW hat für Gitarrenverstärker wenig Bedeutung. 3) Klirrfaktor und Tiefenwiedergabe hängen von der Remanenz, d.h. von der Vorgeschichte der Kernmagnetisierung ab. 4) Die Ruhestromgleichheit (bzw. -ungleichheit) der Endröhren entscheidet über den Anteil geradzahiger Verzerrungen – die Röhrenpaarung (das "Matching") ist diesbezüglich kritisch.

Der Grund für das seltsame Verhalten des Ausgangsübertragers ist seine krumme Übertragungskennlinie. Den beiden Übertragerwicklungen* kann man je einen Strom und eine Spannung zuordnen, die durch Übertrager und Lastwiderstand aufeinander abgebildet werden. Das ist klassische **Systemtheorie**: Systeme bilden Signale aufeinander ab [7]. Wenn ein System immer in gleicher Weise reagiert, ist es zeitinvariant, wenn Quellenfreiheit, Superposition und Proportionalität gelten, ist es linear. Der Übertrager ist weder / noch. Die folgenden Betrachtungen konzentrieren sich auf zwei (der vier) Signalgrößen, beim Übertrager könnten dies Eingangsstrom und Ausgangsspannung sein. Die Nomenklatur der mathematischen Analysis nennt die Eingangsgröße gerne x , die Ausgangsgröße y , und definiert mit $y = 5 \cdot x + 3$ eine sog. "lineare Funktion". Aus Sicht der Systemtheorie ist das zugehörige System aber nicht-linear, weil u.a. gegen die Forderung nach Quellenfreiheit verstoßen wird: Für $x = 0$ muss beim linearen System auch $y = 0$ sein. Für die Betrachtung funktionaler Abhängigkeiten muss noch ein weiterer Begriff eingeführt werden: **Speicherfreiheit** bedeutet, dass die Ausgangsgröße (y) zu jedem Zeitpunkt nur von der momentan anliegenden Eingangsgröße (x) abhängt. Jedes individuelle Wertepaar (x_i, y_i) kann dann als ein Punkt der xy -Ebene gedeutet werden, die Menge aller Punkte bildet den Funktionsgraph, der in der Systemtheorie **Übertragungskennlinie** genannt wird (und etwas ganz anderes ist als die Übertragungsfunktion). Der ideale Verstärker hat als Übertragungskennlinie eine durch den Nullpunkt gehende Gerade, deren Steigung ein Maß für den Verstärkungsfaktor ist. Die Übertragungskennlinie der Röhre (Kap. 10.1.3) ist demgegenüber gekrümmt, die Röhre verstärkt folglich nichtlinear. Daraus wird gerne der Lehrsatz abgeleitet: "Gekrümmte Übertragungskennlinien führen zu nichtlinearen Verzerrungen", doch so einfach ist die Sache nicht.

Betrachten wir das Übertragungsverhalten eines einfachen RC-Hochpasses. Seine Elemente (R und C) sind lineare Bauteile, also muss sein Übertragungsverhalten linear sein. Trägt man jedoch für sinusförmige Aussteuerung die Ausgangsgröße über der Eingangsgröße auf, ergibt sich eine **Ellipse** (Abb. 10.6.17), also eine **gekrümmte Kurve**. Die auch noch ihre Form ändert, wenn das Eingangssignal nicht mehr sinusförmig ist. Schon anhand dieser einfachen Beispiele erkennt man: Übertragungskennlinien machen Sinn, wenn das System speicherfrei ist – bei dynamischen (speichernden) Systemen gibt es keine statische Übertragungskennlinie, sondern allenfalls einen signalabhängigen Funktionsgraph.

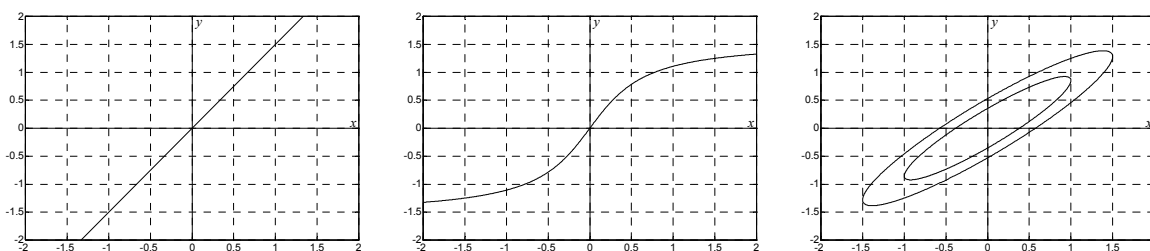


Abb. 10.6.17: Übertragungskennlinie eines linearen Systems (links), und eines nichtlinearen Systems (Mitte). Für das dynamische (gedächtnis- bzw. speicherbehafte) System (rechts) sind zwei Aussteuerungen dargestellt.

Wie ist das nun beim Übertrager? Zwischen magnetischer Feldstärke (Abszisse) und magnetischer Flussdichte (Ordinate) besteht global betrachtet ein degressiver Funktionalzusammenhang, ähnlich dem in der Mitte dargestellten Verlauf, und zusätzlich erfolgt eine Aufspaltung der Kurve in zwei schleifenförmige Äste – es entsteht eine Schar degressiv gestauchter Ellipsen (Abb. 10.6.16). Das ist zweifellos nichtlinear, das ist dynamisch (gedächtnisbehafte). Und doch ganz anders als beim einfachen RC-Hochpass.

* Die Primärwicklung wird für diese Betrachtungen nicht unterteilt.

Das dynamische Verhalten des RC-Hochpasses ergibt sich aus Umladevorgängen im Kondensator: Nach z.B. sprunghafter Änderung der Eingangsspannung dauert es eine Weile, bis sich der Kondensator auf die neue Spannung umgeladen hat*. Dieses "Dauern", dieses Verzögern führt zu Phasenverschiebungen, und die sind der Grund, warum aus einer Linie eine Ellipse wird. Im ferromagnetischen **Eisenkern** des Übertragers folgt der Magnetfluss augenblicklich der Feldstärke, (durchaus vorhandene) Trägheitseffekte spielen bei den hier betrachteten sehr tiefen Frequenzen keine Rolle – die geschwungene, s-förmige Hysteresekurve gilt auch für quasistationäre Vorgänge, d.h. bei beliebig niedrigen Frequenzen.

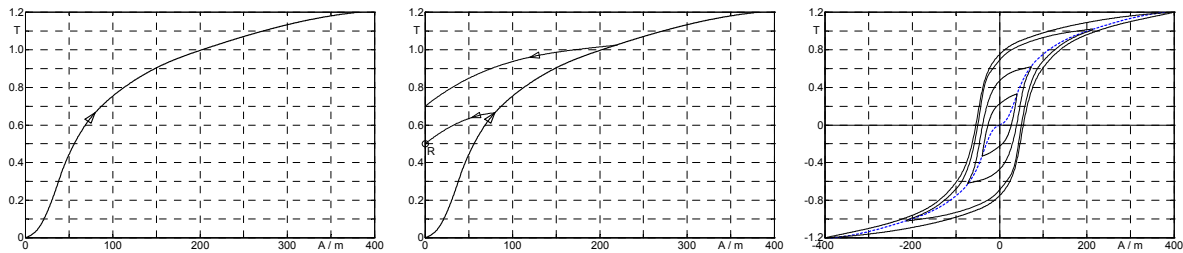


Abb. 10.6.18: Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke H und magnetischer Flussdichte B .

Das linke Bild in **Abb. 10.6.18** zeigt den B/H -Zusammenhang für zunächst völlig entmagnetisierten Kern (sowohl H als auch B sind null). Erhöht man die Feldstärke, so folgt die Flussdichte auf einer erst progressiv, dann degressiv gekrümmten Kurve. Sobald nun aber von irgendeinem Punkt ausgehend die Feldstärke verringert wird, wandert der zugehörige B -Wert nicht mehr auf der aufwärts durchlaufenen Kurve zurück, sondern folgt einer wesentlich flacheren Rücklaufkurve (Mitte). Pendelt die Feldstärke zwischen zwei betragsgleichen Grenzwerten, so umschließt die BH -Kurve den Ursprung, wie im rechten Bild für vier Fälle dargestellt. Der Quotient aus B und H (die Steigung der Kurve) ist proportional zur Induktivität L .

Für sehr kleine Aussteuerung verläuft die Hysteresekurve flach (aber nicht horizontal), die Induktivität ist relativ klein. In diesem Bereich kann der B/H -Zusammenhang durch zwei Parabeläste beschrieben werden, die ihrerseits durch eine flache Ellipse angenähert werden können (**Abb. 10.6.19**). Die Parabeln ergeben eine nichtlineare Abbildung, die Ellipse ist hingegen linear. Mit zunehmender Aussteuerung richten sich die Parabeln (bzw. die Ellipse) auf, die Induktivität nimmt zu, bis dann bei großer Aussteuerung das Kernmaterial zunehmend gesättigt wird, und die Kurvensteigung wieder abflacht. Dieses nichtlineare Verhalten scheint nicht besonders kompliziert zu sein, doch nun muss auch noch bedacht werden, dass die Lautsprecher-Spannung nicht von der Flussdichte B , sondern von deren zeitlicher Ableitung abhängt ($U \sim dB / dt$). Wenn nicht mit einer idealen Strom- (oder Spannungs-) -quelle angesteuert wird, sind sowohl Strom als auch Spannung nichtlinear verzerrt und phasenverschoben, und die nichtlineare Induktivität ist auch noch aussteuerungsabhängig.

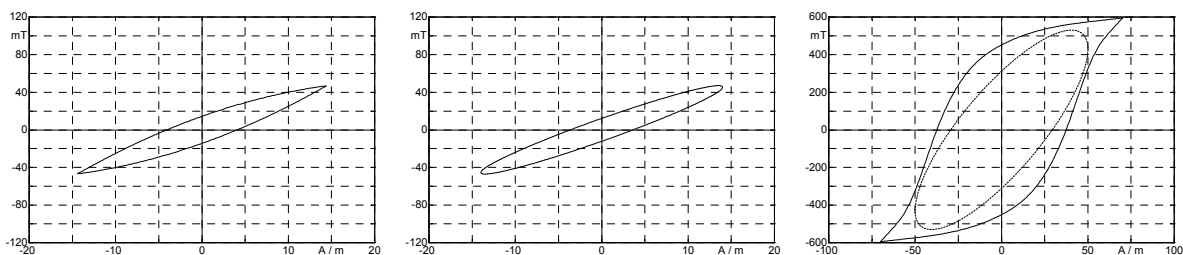


Abb. 10.6.19: Parabelnäherung, Ellipsennäherung, Grenzen der Ellipsennäherung bei beginnender Sättigung.

* Streng genommen dauert es unendlich lang, das muss hier aber gar nicht so genau untersucht werden.

Für das Verständnis dieser gekoppelten linearen und nichtlinearen Abbildungen ist das in Abb. 10.6.14 entwickelte Ersatzschaltbild hilfreich. Bei kleinen Pegeln und tiefen Frequenzen ist die Hauptinduktivität L_1 relativ klein. Für eine konstante Ausgangsleistung (z.B. $1 \mu\text{W}$) ist der Primärstrom (wg. $U \sim \omega LI$) reziprok zur Frequenz; bei der in Abb. 10.6.16 dargestellten Klirrdämpfungsmessung muss der Strompegel also um 3.5 dB abnehmen, wenn die Frequenz um den Faktor 1.5 vergrößert wird. Da kubische Verzerrungen in erster Näherung quadratisch von der Aussteuerung abhängen, wird die Klirrdämpfung folglich um 7 dB zunehmen, was bei ganz kleinen Leistungen (z.B. $1 \mu\text{W}$) auch in guter Genauigkeit gemessen wird. Mit zunehmender Leistung nehmen (für konstante Frequenz) die Verzerrungen zu, gleichzeitig beginnt aber ab einem bestimmten Stromwert die Induktivität zu wachsen (Abb. 10.6.15). Sobald die Impedanz dieser wachsenden Induktivität die Größe des transformierten Lastwiderstandes erreicht hat, verliert der verzerrte Magnetisierungsstrom an Bedeutung, und die Verzerrungen gehen zurück – dies ist in Abb. 10.6.16 für die 90-Hz-Kurve bei ungefähr 1 mW der Fall. Wächst die Leistung (präziser: die Flussdichte) weiter an, beginnt ab ungefähr 1 T der Bereich der nichtlinearen Flussbegrenzung – die Verzerrungen nehmen abrupt zu. Das doch sehr eigenwillige Verzerrungsverhalten aus Abb. 10.6.16 ist damit erklärt, zumindest, was die reinen Übertrager-Verzerrungen betrifft. Dass auch Endröhren und Lautsprecher nichtlinear arbeiten und insbesondere die Lautsprecherimpedanz stark nichtlinear sein kann, wurde schon an anderer Stelle erläutert.

Ursache aller Übertrager-Verzerrungen ist die nichtlineare Permeabilität der **Kernbleche**, also ist es angebracht, deren Magnetparameter genauer zu untersuchen. Um ein Magnetfeld mit geringem Widerstand führen zu können, ist Material mit sehr hoher Permeabilität erforderlich: Ferromagnetisches Material, dessen Hauptbestandteil üblicherweise Eisen (Ferrum) ist. Dummerweise leitet Eisen auch elektrischen Strom relativ gut, und dadurch können bei höheren Frequenzen **Wirbelströme** ihre dämpfende Wirkung relativ ungehindert entfalten (siehe z.B. Kap. 5.9.2.4). Um dies zu erschweren, mischt man ein paar Prozent **Silizium** ins Eisen. Schon mit 1% Si kann die elektrische Leitfähigkeit halbiert werden, mit 5% Si geht sie sogar auf 1/5 zurück. Das ist wünschenswert, doch im Beipackzettel stehen dann die Nebenwirkungen: Mit zunehmendem Si-Gehalt nimmt die Sättigungsgrenze ab, und das Blech versprödet. Nach Heck [21] bricht bei mehr als 3.5% Si das Blech bereits beim Kaltbiegen, heißverarbeitete Bleche enthalten maximal 4.5% Si. **Abb. 10.6.20** zeigt **Kommutierungskurven** von typischen Kernblechen. Diese Kurven entstehen beim Verbinden der Umkehrpunkte der inneren Hystereseschleifen; sie entsprechen praktisch den Neukurven (in Abb. 10.6.18 gestrichelt). Die Silizierung ergibt noch einen weiteren Vorteil: Die **Ummagnetisierungsverluste** nehmen ab (Kap. 4.10.4). Der Hauptgrund, dass die in Datenblättern abgebildeten Idealwerte in der Praxis nicht erreicht werden, liegt an den unvermeidlichen **Stoßfugen**: Wegen der sehr großen Permeabilitätsunterschiede zwischen Luft und Kernblech verschlechtern auch sehr kurze Luftspalte (0.1 mm) den magne-

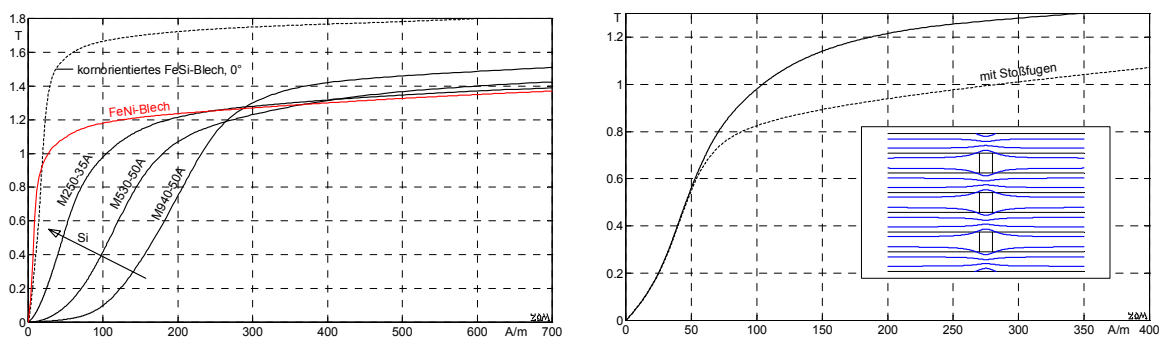


Abb. 10.6.20: Magnetische Kommutierungskurven verschiedener Kernbleche; Stoßfugeneinfluss.

tischen Widerstand. Wenn die Kernbleche, wie in Abb. 10.6.20 angedeutet, wechselseitig geschichtet werden, entstehen bei einem EI-Kern je Magnetkreis vier überdeckte Stoßfugen. An jeder Stoßfuge wird die Flussdichte im Nachbarblech verdoppelt, wodurch die Sättigungsgrenze sinkt. Für das im Bild dargestellte Beispiel wurde die effektive Spaltbreite zu 0.2 mm angenommen – die geometrische Spaltbreite ist noch kleiner. Man sieht: eine schlampige Fertigung kann den Vorteil verlustarmer Kernbleche schnell zunichte machen.

Wie groß sind überhaupt diese **Kernverluste**? Für $\hat{B} = 1\text{T}$ spezifizieren die Datenblätter eine Verlustleistung von 1 – 2 W/kg, für den typischen 18-W-Übertrager (500 g_{Fe}) also 0.5 – 1 W. Bei 50 Hz. Die oft geäußerte Befürchtung, diese Ummagnetisierungsverluste würden proportional zur Frequenz zunehmen (weil ja mit steigender Frequenz die Hystereseschleife öfter durchlaufen wird), stimmt glücklicherweise nicht: Näherungsweise ist über der Frequenz die *Spannung* konstant*, und deshalb nimmt die Aussteuerung mit zunehmender Frequenz ab. Ganz im Übrigen: Wenn der Übertrager bei 50 Hz 1 W 'verliert', müsste er ja bei 10 kHz 200 W 'verlieren'. Nein, diese Verluste sind zwar vorhanden, bei dem einen Übertrager etwas mehr, bei dem anderen etwas weniger, aber sie sind nicht existenzbedrohend. Und deshalb ist es auch nicht erforderlich, die ca. 20mal so teuren **NiFe-Bleche** zu verwenden. Schon vor 50 Jahren schrieb H. Schröder: *Es zeigt sich immer wieder, dass es bei Übertragern, die hohe Leistungen zu übertragen haben, gar keinen Zweck hat, hochpermeable Werkstoffe wie Mumetall, Permalloy oder Permenorm zu verwenden. Sie werden viel zu leicht übersteuert [Lit.]*. Ist nicht ganz falsch, bedarf aber einer Ergänzung: Mumetall (engl. **Permalloy**) ist eine NiFe-Legierung mit 70 – 81 % Nickelgehalt. Hiermit erreicht man sehr hohe Permeabilitätswerte, aber nur magere 0.8 T Sättigungsflussdichte. Bei dem von Schröder erwähnten **Permenorm** ist der Nickel-Gehalt geringer (36 %), die Sättigungsflussdichte höher (1,4 T). 50%ige NiFe-Legierungen erreichen inzwischen auch schon 1,6 T – fast so gut wie bei FeSi-Blechen (2 T).

Die **Sättigungsflussdichte** wird häufig mit der übertragbaren Maximalleistung in Verbindung gebracht – meist zu Unrecht, wie folgendes Beispiel verdeutlicht: Die Primärwicklung liegt an einer Spannungsquelle, die Sekundärwicklung ist unbelastet, der Primärstrom hängt i.W. von der Hauptinduktivität ab. Nun wird sekundär (reell) belastet, der Primärstrom steigt. Je niedriger der sekundäre Lastwiderstand, desto größer der Primärstrom, desto weiter wird die Hysteresekurve ausgesteuert? Müsste doch, siehe Durchflutungsgesetz! Nein, denn auch der nun fließende Sekundärstrom erzeugt ein Magnetfeld, und das ist dem Primärfeld entgegengerichtet (Kap. 10.7.6). Die Aussteuerung des Kerns hängt ab von: Spannung, Frequenz, und Induktivität: $\Phi \sim U / \omega L$. Der maximale Spannungshub wird bei der Endstufe vom Netzteil und den Röhren bestimmt, er ist in erster Näherung konstant. Damit wird für eine bestimmte Frequenz, z.B. 100 Hz, die Kernaussteuerung halbiert, wenn die Permeabilität verdoppelt wird. Datenblätter spezifizieren für NiFe-Bleche gegenüber FeSi-Blechen eine 10 – 20 mal größere Permeabilität – da sollte eine geringfügig kleinere Maximalflussdichte nicht stören? Ja, wenn der Kern wirklich eine derart große Permeabilität hätte. Je größer aber die Materialpermeabilität, desto stärker wirken sich die unvermeidlichen Luftspalte aus, sodass NiFe-Bleche in erster Linie bei Bandkernen Sinn machen. Boll zufolge werden EI-Kerne fast ausschließlich aus FeSi-Blechen hergestellt, M-Kerne in kleiner Menge auch aus NiFe-Blechen. Letztlich ist eine Optimierung erforderlich, die neben Permeabilität und Sättigungsflussdichte auch Eisenverluste, Baugröße, und vor allem Kosten berücksichtigt. Ob ein Kern 7 Euro kostet oder 100 Euro, ist beachtlich. Wenn der Klirrfaktor zu groß ist, sollte (anstelle eines NiFe-Kerns) deshalb auch ein etwas größerer FeSi-Kern in Erwägung gezogen werden. Er wäre wesentlich billiger. Aktuell kosten Bleche mit hohem Nickelgehalt ca. 60 Euro pro kg. Bei einer Mindestabnahme von 50 kg.

* Nicht perfekt frequenzunabhängig, es gilt aber sicher nicht $U \sim f$

Was als weitere Alternative zur Anwendung kommt, sind **kornorientierte Trafobleche**. Durch spezielles Walzen und Glühen erhalten diese Bleche eine magnetische Vorzugsrichtung (**Textur**), sie sind **anisotrop**: In einer bestimmten Richtung ist ihre Permeabilität höher als bei isotropem SiFe-Blech, ihre Ummagnetisierungsverluste sind dementsprechend kleiner. Bei Ringband- und Schnittbandkernen kommt dieser Vorteil voll zum Tragen, bei EI- und M-Kernen muss gut zwischen Mehrpreis und Qualitätssteigerung abgewogen werden, weil bei ihnen der Magnetfluss stellenweise quer zur Vorzugsrichtung verläuft. **Abb. 10.6.21** stellt Hysteresekurven, wie sie vom Hersteller für Basismaterial veröffentlicht werden, gemessenen Kurven gegenüber. Dass sich die Bilder nicht exakt entsprechen, hat mehrere Gründe: 1) Beim Stanzen verschlechtern sich an den Stanzkanten die Werkstoffdaten. 2) Die im EI-Kern unvermeidlichen Stoßfugen verringern den maximalen Magnetfluss. 3) Im kornorientierten Blech (M165-35S) verläuft der Fluss auch in ungünstigen Richtungen, z.B. quer zur Vorzugsrichtung. Vor allem hier fällt auf, dass die Daten des Basismaterials nicht erreicht werden.

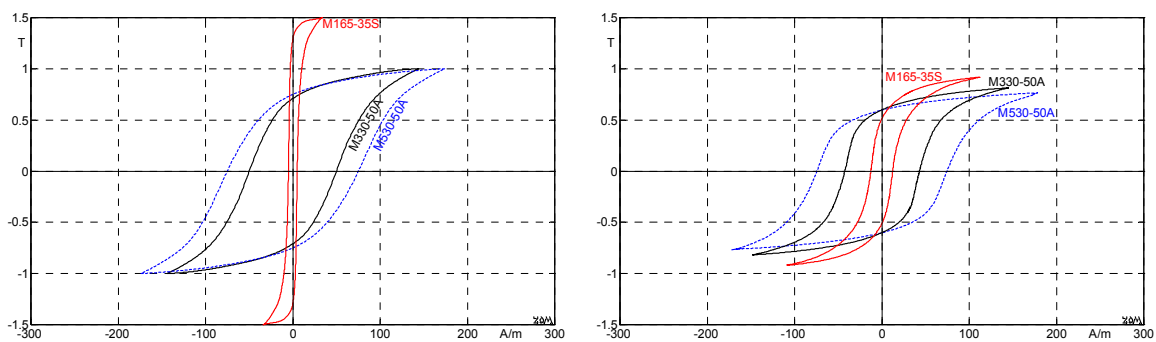


Abb. 10.6.21: Werkstoffkurven (Waasner, links), Messkurven (EI96a, rechts). Die Werkstoffkurven gelten für das Basismaterial, beim Stanzen ändern sich die Werte; zum Einfluss der Stoßfugen siehe Abb. 10.6.20.

Wie groß die **Richtungsabhängigkeit** bei kornorientiertem Trafoblech ist, kann **Abb. 10.6.22** entnommen werden: Bei 60° und 90° Abweichung von der Idealrichtung erhält man Kurven wie bei normalem, nicht-kornorientierten Blech. Es überrascht folglich nicht, dass die guten Werte des Basismaterials mit EI-Kernen nicht erreichbar sind. Auch nicht bei sorgfältiger Montage. Allzu leicht könnte der Eindruck entstehen, der Luftspalt zwischen dem E und dem I eines EI-Kerns (Abb. 10.7.14) sei vermeidbar, wenn man diese beiden Blechstücke nur fest genug zusammendrückt. Hierbei treffen aber nicht-plane, nicht-parallele Flächen aufeinander. Die Grenzflächen entstehen beim Stanzen, sie sind leicht gewölbt, sodass auch bei Kraftschluss Spalte bestehen bleiben. Welche Toleranzen hierbei wünschenswert sind, kann man den Datenblättern von Schnittbandkernen entnehmen: $5\ \mu\text{m}$ wird da als gute Qualität gehandelt, ein Wert, der mit zusammengesteckten EI-Blechen nicht erreichbar ist. Beim Schnittbandkern aber auch nur bei optimaler Verspannung – langfristig ganz und gar nicht trivial.

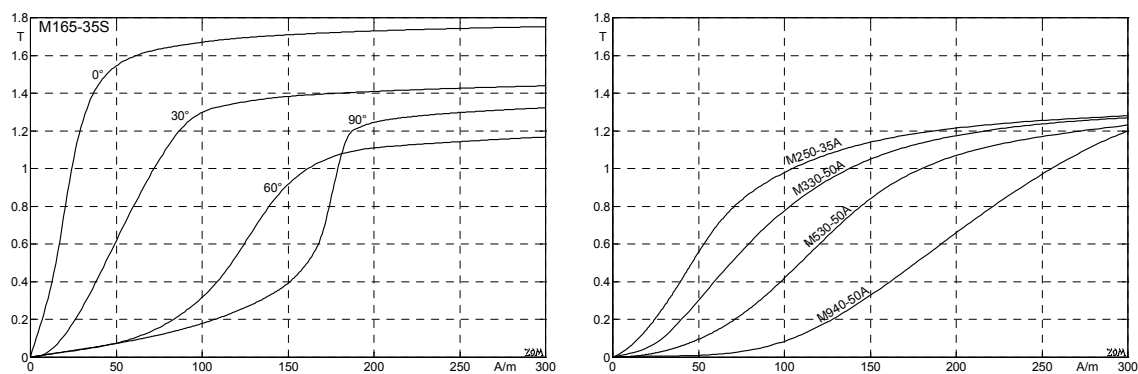


Abb. 10.6.22: Magnetisierungskurven: kornorientiertes Blech (links), isotropes Blech (rechts); Basismaterial.

Mit den drei o.a. Kernblechen wurden drei Übertrager gefertigt: 900 Wdg. primär, und zwei (parallele) Sekundärwicklungen* (je 79 Wdg.). Die über dem effektiven Primärstrom ermittelte **Induktivität** ($U/\omega I$) ist in **Abb. 10.6.23** dargestellt: Auch wenn das kornorientierte Blech nicht die Solldaten des Basismaterials erreicht, so ist es doch deutlich besser als die isotropen Bleche. Aber eben auch deutlich teurer. Konsequenz der vergrößerten Induktivität ist ein kleinerer **Klirrfaktor**, im rechten Bild dargestellt. Bei dem preiswerteren M530-50A ist (bei 80 Hz und 50 W) der Klirrfaktor viermal so groß wie beim M165-35S. Ehe man den Favoriten kürt, sei aber auf Kap. 11.6 verwiesen: Die Nichtlinearitäten üblicher Gitarrenlautsprecher sind viel größer als die der hier untersuchten Übertrager.

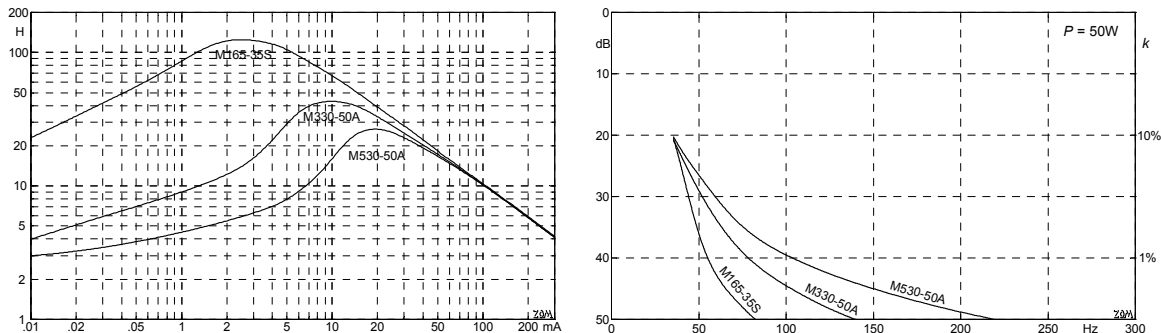


Abb.10.6.23: Induktivität einer Primärwicklung ($N = 900$, Effektivstrom), sowie Klirrdämpfung bei $P = 50$ W. M330-50A und M530-50A sind isotrope FeSi-Bleche, M165-35S ist ein kornorientiertes FeSi-Blech. EI-96a.

Außer dem Klirrfaktor interessiert natürlich auch der **Frequenzgang** – die Wicklungen* wurden ja nicht verschachtelt, also darf nach gängiger HiFi-Lehre nichts Brauchbares herauskommen. Wie brauchbar das Ergebnis wurde, zeigt **Abb. 10.6.24**. Der Übertrager war sekundär mit 8Ω belastet, für jede Messung wurde eine der beiden Primärwicklungen über $8 \text{ k}\Omega$ Innenwiderstand angesteuert. Verschachteln bedeutet: Die Kosten steigen, und der Kupferfüllfaktor sinkt. Die Cu-Widerstände des hier untersuchten Übertragers betragen $R_{aa} = 53 \Omega$, und 0.17Ω für die $8\text{-}\Omega$ -Wicklung. Das ist gut, verglichen mit den in Kap. 10.6.5 analysierten Industrieprodukten – deren **Cu-Widerstände** sind zwei- bis dreimal so groß, und entsprechend hoch sind dann auch die thermischen Kupferverluste. Wenig Probleme bereiten die **Eisenverluste**: Bei den untersuchten EI96-Übertragern entstanden bei 1 kHz und 50 W gerade einmal 1.2 W (M530) bzw. 1.0 W (M330) bzw. 0.55 W (M165). Es gewinnt erwartungsgemäß das kornorientierte Blech, aber absolut betrachtet mit unbedeutendem Vorsprung. Einfaches **Fazit**: Teure Kernbleche können ihre Vorteile beim Gitarrenverstärker kaum zur Geltung bringen, **das M330-Blech ist ein guter Kompromiss**.

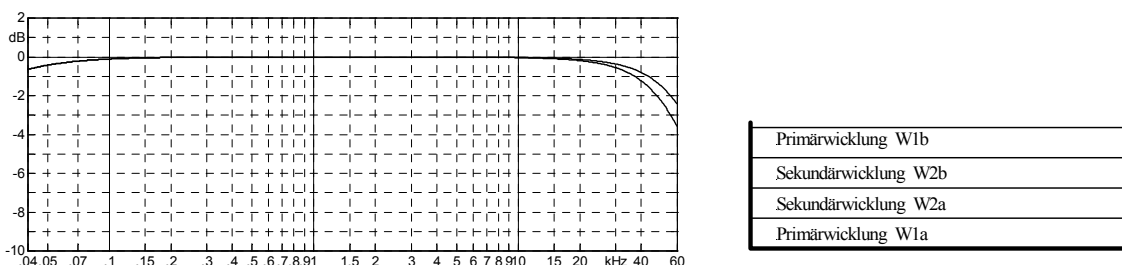


Abb. 10.6.24: Betragsfrequenzgang an 8Ω Last, $P = 1/4$ W. Primäre Ansteuerung über $8 \text{ k}\Omega$. Beide Sekundärwicklungen ($1 \text{ mm } \varnothing$) werden parallel geschaltet. Kern EI-96a, Kernblech M165-35S.

* Weil kein 1,5-mm-Draht verfügbar war, wurden 2 Sekundär-Wicklungen mit 1-mm-Draht aufgewickelt.