

Transformatoren unter der Lupe Teil 5

Stromkompensierte Drosseln

**Mitteilungen aus dem
Institut für Umwelttechnik
Nonnweiler - Saar
Dr. Walter Schau
DL3LH**

Vorwort

Nicht nur die Antennenseite, sondern auch unser Stromversorgungsnetz birgt Gefahren für Funkgeräte, Funkanlagen, Computeranlagen, Licht- und Telefonanlagen. Besonders gefährdet sind vor allem nicht verdrosselte Systeme. Die daraus resultierenden Systemausfälle sind nicht nur auf mangelnde Verarbeitung oder minderwertige Produkte zurückzuführen, vielmehr handelt es sich um ein Grundproblem, welches alle Verbraucher am Netz betrifft. Getaktete Netzteile, Phasenanschnittsteuerungen, Thyristorsteuerungen und Leistungstransistoren takten alle im KHz Bereich und erzeugen ein breitbandiges Störspektrum mit enormen Leistungsinhalt.

Diese energiestarken Spikes wirken mit einem hohen dU/dt im Versorgungsnetz und erreichen häufig Werte von $> 1 \dots 10 \text{ KV}/\mu\text{s}$ auf der Netzseite und werden nur durch die Netzimpedanz und Übergangswiderstände im Netz gedämpft.

Leistungskondensatoren die parallel am Netz betrieben werden, sind je nach Güte auf eine dU/dt – Verträglichkeit bis etwa $150 \text{ V}/\mu\text{s}$ ausgelegt. Obwohl klassifizierte Kondensatoren sich nach einem Durchschlag wieder ausheilen, ist dieser Vorgang zeitlich begrenzt und vermindert den Kapazitätswert mit zunehmend höheren Stromwerten beim Durchschlag. Auf diese Weise vorgeschädigte Bauelemente führen letztendlich zur physikalischen Zerstörung des Bauteils.

Ähnliches Stressverhalten zeigt auch die Isolation von Cu-Lackdrähten bei Induktivitäten und Transformatoren in Hochspannungsnetzteilen. Die hohen dU/dt – Spitzenwerte werden zwar vom Transformator erheblich im Energiegehalt reduziert, dennoch bleibt es nicht ohne Folgen für den Transformator. Die hohen Energieimpulse stressen die Isolation im Laufe der Monate und Jahre so sehr, dass es zu Überschlägen, kleinen Lichtbögen und schließlich zum Kurzschluss kommt.

Ein aktuelles Beispiel ist der explodierte Transformator in Russlands größtem Wasserkraftwerk. So ist es nicht verwunderlich, dass die Lebensdauer von Kondensatoren und Transformatoren manchmal nur wenige Wochen betragen, denn Spikes und Transienten mit einem sehr hohen dU/dt schlagen von der Niederspannungsseite auf die Hochspannungsseite durch und verursachen Schäden in den Wicklungen auf der Hochspannungsseite; es

kommt auf der Hochspannungsseite zu Kurzschlüssen und zu Bränden.

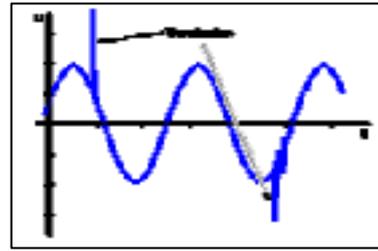


Bild 1: Spannungsspitzen auf einer sinusförmigen Netz-Wechselspannung

Signale mit steiler Vorderflanke in Form nicht stationärer Einschwingvorgänge entstehen durch ständige Veränderungen im elektrischen Versorgungsnetz. Es werden Verbraucher zu- und abgeschaltet. So ergeben sich immer wieder neue Netzzustände, auf die sich das Gesamtsystem einstellen muss. In allen Anlagenteilen starten nach einem großen Lastwechsel Regelvorgänge, die zum Einschwingen auf die Ausgangsspannung gerichtet sind. Es gilt die Transienten, also die sehr schnellen, impulsartigen, elektrischen Einschwingvorgänge zu dämpfen. Das ist möglich durch stromkompensierte Drosseln im Eingang unserer Funkgeräte oder als separate Einheit.

1. Das Frequenzspektrum eines Pulses

Ein Puls der Höhe 1 und der Breite T erzeugt nach Fourier ein Frequenz-Spektrum

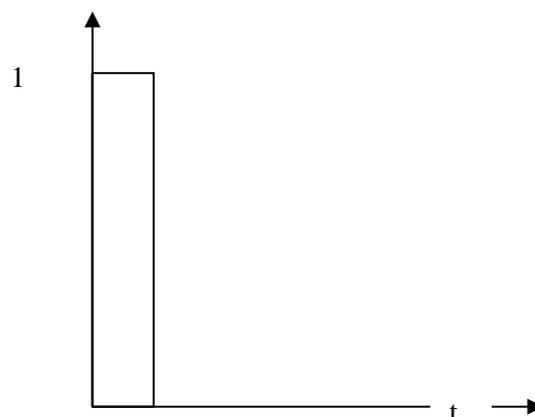


Bild 1: Puls der Breite T, der Höhe 1 als Funktion der Zeit t

nach folgender Funktion

$$F(\omega) = 1/(\pi \omega) e^{-j1/2 \omega T} * \sin(1/2 \omega T) \quad (\text{Gl 1})$$

mit dem Betragsspektrum

$$|F(\omega)| = 1/(\pi \omega) |\sin(1/2 \omega T)|. \quad (\text{Gl 2})$$

Nach (Gl 1) gilt also, je kürzer der Impuls, umso breiter das Spektrum der Frequenzen mit nennenswertem Beitrag. Diese Gesetzmäßigkeit findet sich allgemein bei allen einmaligen Signalen endlicher Dauer.

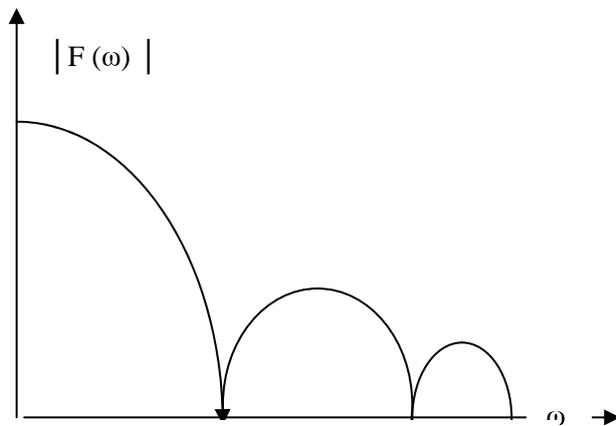


Bild 2: Amplituden Spektrum eines Einzelpulses endlicher Dauer

Tritt der Impuls zu einem beliebigen Zeitpunkt auf, wird nur die Phase $e^{-j1/2 \omega T}$ beeinflusst. Die Betragsfunktion nach (Gl 2) bleibt davon unberührt. Wir haben es also immer mit einem Spektrum mit dem Verlauf nach Bild 2 zu tun.

Bei periodischen Vorgängen entstehen Frequenzen, die ein Vielfaches der Grundfrequenz sind. Nur bei diesen diskreten Frequenzen kann ein Empfänger Leistung aufnehmen.

Im Fall einmaliger Pulse gilt das Gegenteil. Wir erhalten ein kontinuierliches Spektrum mit Nullstellen bei bestimmten Frequenzen (Bild 2), die sich nach (Gl 2) bei Vielfachen der Pulsbreite T einstellen.

Die erste Nullstelle in Bild 2 tritt bei der Frequenz

$$f = 1/T \quad (\text{Gl 3})$$

auf. Ein zufällig auf diese Frequenz abgestimmter Empfänger würde kein Signal zeigen. Diese Kenntnis wird genutzt um periodische Signale von aperiodischen zu unterscheiden und ausfindig zu machen.

Beispiel 1.1

Ein kurzer Puls mit der Dauer $T = 1 \text{ ns}$ erzeugt ein kontinuierliches Spektrum, deren erste Nullstelle bei der Frequenz $f = 1/1 \text{ ns} = 10^9 / \text{s} = 1000 \text{ MHz}$ liegt. Das Spektrum hat nennenswerte Leistungsanteile praktisch in diesem Frequenzbereich. Die zweite Nullstelle ist bei der Frequenz $f = 2000 \text{ MHz}$ usw. Ein kurzer Impuls, z.B. durch einen Blitzeinschlag erzeugt, hat ein Breitbandspektrum bis hoch in den Mikrowellen-Bereich. Solch ein Spektrum kann man bei Blitzaktivitäten wunderbar auf dem SDR Empfänger von Twente (websdr) im Wasserfall - Diagramm beobachten.

Die Ausgangsspannung im Empfänger wird während der Zeit erzeugt, in der die ansteigende Flanke des Pulses auftritt und klingt entsprechend der Güte des verwendeten Kreises ab. Wenn die Rückflanke des Pulses auftritt, wird in Abhängigkeit von der jeweiligen Phase des Empfängerkreises Energie an diesen abgegeben, bzw. von diesem aufgenommen.

Das Frequenzspektrum nach (Gl 2) gilt natürlich nur für einen Puls mit unendlich steilen Flanken und ist rein theoretischer Natur. Nehmen wir an, der Impuls habe einen glockenförmigen Verlauf, dann kann auch hier gezeigt werden, dass das Spektrum umso breiter wird, je kürzer der Impuls ist. Für Δt und ω gegen Null wird die nützliche Dirac-Funktion erhalten, deren Höhe unendlich ist und deren Gesamtfläche sich zu „1“ berechnet.

2. Leistung von Spannungen bzw. Strömen mit Oberschwingungen.

Die Gesamtleistung eines Signals mit Grund- und Oberschwingungen setzt sich aus der Einzelleistung von Grundschwingungen und den vorhandenen Oberschwingungen gleicher Frequenz zusammen.

Spannungs- und Stromoberschwingungen verschiedener Frequenz ergeben keinen Beitrag zur Wirkleistung, da das über die Periode gebildete Integral immer Null ist. Wir erhalten als Gesamtleistung eines verzerrten Signals mit Oberschwingungen

$$P = U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + U_3 I_3 \cos \varphi_3 \text{ usw.}$$

(Gl 4)

mit den Phasenwinkeln φ_i der Einzelschwingung.

Beispiel 2.1

Ein Ringkerntrafo wird primär mit einer rein sinusförmigen Spannung angesteuert. Die sekundäre Last ist eine Serienschaltung eines ohmschen Widerstandes $R = 50 \Omega$ mit einer Induktivität von $L = 15 \mu\text{H}$. Mit einem selektiven Voltmeter werden bei der Grundfrequenz und den Vielfachen davon folgende Spannungen gemessen.

Frequenz MHz	Spannung U_{eff}	Induktiver Blindwiderstand Ω (gerundet)	$\text{Cos } \varphi$
3.6	$U_1 = 500$	271	0.18143
7.2	$U_2 = 300$	542	0.09186
10.8	$U_3 = 200$	813	0.06138

Tab. 1 Messwerte nach Beispiel 2.1

Die Nichtlinearitäten des ausgesteuerten Ringkerns erzeugen die Frequenzen $f = 7.2$ und 10.8 MHz und natürlich weitere Oberschwingungen, je nach Art der Kennlinie. Wir nehmen für die Übersichtsrechnung an, dass bei höheren Harmonischen die Spannung Null ist.

Welche Gesamtwirkleistung trägt der reelle 50Ω Widerstand?

Es gibt mehrere Methoden zur Berechnung. Wir gehen nach (Gl 4) vor und berechnen den Phasenwinkel jeder einzelnen Schwingung aus dem Zusammenhang $\tan \varphi_i = \omega_i L$ und daraus den $\text{cos } \varphi = 1 / \sqrt{1 + \tan^2 \varphi}$.

Aus der Wirkspannung $U_{w_i} = U_i \text{cos}(\varphi_i)$ kann die Einzelleistung mit der Beziehung $P_w = U_{w_i}^2 / R$ berechnet werden. Die Rechenwerte sind in Tab. 2 zusammengefasst.

Frequenz MHz	Wirkspannung U_{eff}	Wirkleistung W
3.6	$U_{1w} = 90.719$	$P_1 = 164.60$
7.2	$U_{2w} = 27.558$	$P_2 = 15.189$
10.8	$U_{3w} = 12.277$	$P_3 = 3.0144$
	$U_{\text{ges}} = 95.60$	$P_{\text{ges}} = 182.78$

Tab 2. Rechenwerte nach Beispiel 2.1

Andererseits können wir den für jede Frequenz fließenden Strom aus der Beziehung

$$I_i = U_i / Z_i \tag{Gl 5}$$

berechnen, wobei der komplexe Widerstand in der Form $Z_i = R + j X_i = Z_i e^{j\varphi_i}$ darstellbar ist.

Die Wirkleistung am reellen Widerstand R ist dann $P_w = |I_i|^2 * R$ und die Blindleistung $P_b = |I_i|^2 * \omega_i L$.

Der Strom bei der Grundfrequenz wird bspw. $I_1 = U_1 / \sqrt{R^2 + X_1^2} = 500 \text{ V} / (\sqrt{50^2 + 271^2}) \Omega = 550 \text{ V} / 275.57 \Omega = 1.814 \text{ A}$. Die Wirkleistung der Grundschiwingung am 50Ω Widerstand ist somit: $P_v = I_1^2 50 \Omega = 3.29 \text{ A}^2 * 50 \Omega = 164.60 \text{ W}$. Wir fassen die Ergebnisse für die Harmonischen in Tab. 3 zusammen.

Frequenz MHz	Strom $ I_{\text{eff}} ^2$	Wirkleistung W
3.6	3.292	164.60
7.2	0.303	15.189
10.8	0.060	3.0144
		$\Sigma 182.80$

Tab. 3

Der letzte Rechnungsgang hat den Vorteil, dass man nicht mit den Winkelfunktionen rechnen muss. Die Ergebnisse sind natürlich identisch. Berechnen wir noch die Blind- und Scheinleistungen

Frequenz MHz	Strom $ I_{\text{eff}} ^2$	Blindleistung Var	Scheinleistung VA
3.6	3.292	892.14	907.79
7.2	0.303	164.65	165.35
10.8	0.060	0.9981	3.175
		$\Sigma 1057.78$	$\Sigma 1076.31$

Tab. 4

die vom Sender getragen werden müssen. Diese sind aus Tab. 4 ersichtlich.

Der Effektivwert einer verzerrten Spannung berechnet sich bei gleichem Widerstand aus dem Quadrat der Einzelspannungen zu

$$U_{\text{eff}}^2 = U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots \tag{Gl 6}$$

und die Gesamtleistung dann auch

$$P_{\text{ges}} = U_{\text{eff}}^2 / R. \tag{Gl 7}$$

Entsprechend (Gl 6) wird der Effektivwert der Ströme bei gleichem Widerstand

$$I_{\text{eff}}^2 = I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots \tag{Gl 8}$$

erhalten.

3. Beeinflussung durch reaktive Bauteile

Trifft ein Gemisch verschiedener Frequenzen auf eine Induktivität, dann gilt der Zusammenhang zwischen dem zeitlichen Verlauf von Strom und Spannung für jede Einzelschwingung

$$i(t) = 1/L \int u(t) dt. \quad (\text{Gl } 9)$$

Da mit zunehmender Ordnungszahl der Oberschwingungen 1, 2, 3, ... usw. der induktive Blindwiderstand ωL_i zunimmt, werden nach (Gl 5) die Stromteilschwingungen immer stärker gedämpft oder geglättet. Man spricht von Glättungsdrosseln.

Ein Kondensator würde wegen des Zusammenhanges

$$i(t) = C du / dt \quad (\text{Gl } 10)$$

das Spektrum weiter verzerren /1/. Der Grund liegt darin, dass der kapazitive Widerstand der Grundschiwingung sich im umgekehrten Verhältnis mit steigender Ordnungszahl der Teilschwingung verkleinert.

Für die Glättung (Dämpfung) von Strömen und Spannungen und deren Oberschwingungen kommen also nur so genannte „Drosseln“ zum Einsatz.

4. Stromkompensierte Drosseln zur Filterung symmetrische Ströme

Eine Glättungsdrossel besteht aus einem Ringkern auf den zwei gleiche Spulenhälften mit der Windungszahl $N_1 = N_2$, gegensinnig gewickelt sind (Bild 3). Der eingepreßte Betriebsstrom I durchfließt die beiden Wicklungen derart, dass die erzeugten Magnetfelder eine gegensinnige Durchflutung haben.

Der resultierende magnetische Fluss H ist parallel geschaltet und durchsetzt den Kern unter der jeweiligen Spulenhälfte und tritt als Streufluss aus dem Ringkern heraus. Die beiden Magnetflüsse sind gegenläufig und magnetisieren den Kern nur wenig. Die damit verbundene, kleine Vormagnetisierung bleibt bis zu hohen Betriebsströmen I erhalten. Die obere Grenze des Betriebsstroms I , bei dem eine stromkompensierte Drossel noch wirkungsvoll arbeitet, ist daher im Wesentlichen durch den Streufluss Φ_s außerhalb des Kernes gegeben /4, Teil 1/.

Der Betriebsstrom ist identisch mit dem symmetrischen Gegentaktbetrieb auf einer Leitung, in der einen Leitung fließt der Strom hin und in der anderen zurück.

Die von der Drossel zu dämpfenden unsymmetrischen Störströme I_k fließen entweder nur durch eine Spulenhälfte oder in gleicher Richtung durch beide Spulenhälften. Die resultierenden Magnetfelder und Flüsse addieren sich und bleiben im Wesentlichen innerhalb des Kernes, dessen Überlagerungspermeabilität zu einer hohen Induktivität führt und eine große Dämpfung der Gleichtakt-Störströme bewirkt.

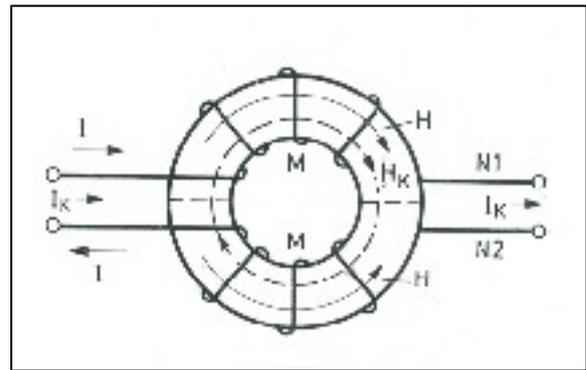


Bild 3: Stromkompensierte Drossel mit Ringkern - Wickelschema

Die Induktivität für den Betriebsstrom I ist

$$L_o = \mu_o \mu_i N^2 A / l_m \quad (\text{Gl } 11)$$

mit μ_i als Anfangspermeabilität und l_m als magnetisch wirksame Weglänge.

Die Induktivität für den gleichphasigen Störstrom I_k ist

$$L = \mu_o \mu_\Delta N^2 A / l_m \quad (\text{Gl } 12)$$

mit μ_Δ als Überlagerungspermeabilität und N der Windungszahl einer Spulenhälfte. In beiden Gleichungen ist A der magnetisch wirksame Querschnitt /4/ des Ringkerns.

Bilden wir das Verhältnis aus (Gl 12 u. 11) so ergibt sich sofort

$$L / L_o = \mu_\Delta / \mu_i \quad (\text{Gl } 13)$$

5. Dimensionierung stromkompensierter Drosseln

Aus Abschnitt 4 geht hervor, dass für die Dimensionierung stromkompensierter Drosseln der Fluss außerhalb des Kernes maßgeblich ist. Bild 4 zeigt die Flüsse im und außerhalb des Kernes.

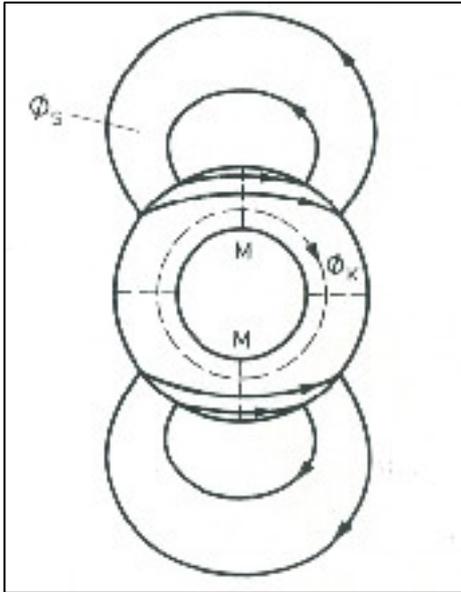


Bild 4: Magnetische Flüsse im und außerhalb eines Ringkerns einer stromkompensierten Drossel

Bekannt sind nur Abhängigkeiten zwischen Fluss im Kern und Betriebsstrom, sowie Fluss und der Überlagerungspermeabilität als Funktion der Feldstärke der Vormagnetisierung - aber im Ringkern.

Der äußere Fluss durch den Betriebsstrom I stellt einen offenen Magnetkreis dar, der durch den Luftraum verläuft. Man kann allerdings die Abhängigkeit zwischen Fluss im Kern und der Überlagerungspermeabilität und dem äußeren Fluss und der ÜP umrechnen.

Daraus wird die notwendige Induktivität ermittelt. Je nach Kern erfolgt eine weitere Begrenzung des gewählten Kerns durch die zulässige Temperaturerhöhung durch Hystereseverluste und die zulässige Verlustleistung der Kupferwicklung, aus der sich der Drahtdurchmesser berechnet. Das typische Verhalten der Permeabilität als Funktion der Temperatur zeigt Bild 4.

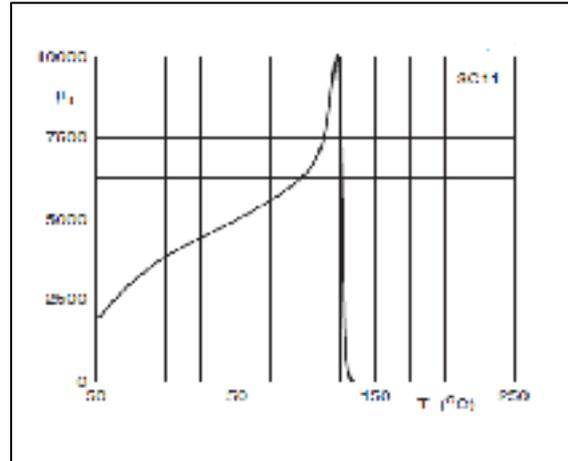


Bild 4: Typische Abhängigkeit der Permeabilität von der Temperatur – hier Material Ferrocube 3C11

Für stromkompensierte Drosseln sind spezielle ferromagnetische Materialien entwickelt worden, die eine hohe Überlagerungspermeabilität besitzen und z.B. mit FXC 3E1 oder 3C11 bezeichnet werden. Die Daten können dem Internet entnommen werden. Die im Amateurfunk üblichen Ringkerne, oder einfache Kerne aus der Schublade sind dafür ungeeignet. Da die Berechnung einer Drossel etwas langwierig und umständlich ist, seien einige berechnete Beispiele für stromkompensierte Drosseln mit Ringkern angegeben. Kupferlackdraht Durchmesser $d = 0.7$ mm CuL - direkt auf den Kern gewickelt.

6. Praktische Ausführung stromkompensierter Drosseln für Ströme bis $I_b = 15$ A

Mat.	μ_i	Da, di mm	Höhe h mm	N_1, N_2	Lo mH	P_{Cu} W
3E1	2700	36.6 22.4	10.6	34	3.30	4
3E1	2700	36.6 22.4	15.6	40	6.51	5.5

Tab. 5 Praktische Ausführung einer stromkompensierten Drossel

Der Nachbau ist einfach. Zwei mal 34 Windungen auf dem Kernmaterial von Ferrocube gegensinnig wickeln und zwischen Netz und Amateurfunkgerät einbauen.

Zu beachten ist, dass stromkompensierten Drosseln zwar einen gewissen Schutz gegen hohe Spikes im Netz darstellen, jedoch keinen absoluten Schutz gegen sehr hohe Transienten mit hohem Energieinhalt, wie z.B. beim Blitzschlag, bieten.

Bei Blitzgefahr daher immer die Geräte vom Netz und von der Antenne trennen /4/ und nicht nur die Schukoleiste abschalten.

DL3LH, Walter
wa-schau@t-online.de

Literatur: ham-on-air/AFu-Wiki.

/1/ Die Antenne macht die Musik, DL3LH

/2/ Gekoppelte Kreise und Spulen, DL3LH

/3/ Hochfrequenzübertrager unter der Lupe,
Teil 1 bis 4, DL3LH

/4/ Blitzschutz für Amateure, DL3LH

Dieses Dokument wurde mit Win2PDF, erhaeltlich unter <http://www.win2pdf.com/ch>
Die unregistrierte Version von Win2PDF darf nur zu nicht-kommerziellen Zwecken und zur Evaluation eingesetzt werden.