

## 7.2 Sperrwandler (Flyback Converter)

Für die Ableitung der Schaltungsstruktur einer primärgetakteten Stromversorgung ist es in einem ersten Schritt naheliegend zu versuchen, in eine bekannte Struktur eines DC/DC Konverters eine hochfrequente Potentialtrennung einzufügen. Wir wollen im weiteren diesen Weg ausgehend von der Topologie des Inverswandlers (Tief-Hochsetz-Stellers) verfolgen.

### 7.2.1 Ableitung der Schaltungsstruktur

In **Fig.2(a)** ist die bekannte Schaltungsstruktur eines Inverswandlers gezeigt, dessen Wicklung auch durch zwei parallel liegende Drähte ausgeführt werden könnte (**Fig.2(b)**). Wird nun die galvanische Verbindung zwischen beiden Wicklungen aufgetrennt, dient eine Wicklung der Stromführung in der Leitphase des Leistungstransistors, während die zweite Wicklung den Strom im Ausschaltintervall des Leistungstransistors, d.h. in der Leitphase der Ausgangsdiode übernimmt. Wir haben somit eine DC/DC-Konvertertopologie mit potentialgetrennter Ausgangsstufe gefunden, welche allgemein als *Sperrwandler* oder *Flyback Converter* bezeichnet wird, da der Energietransfer an den Ausgang innerhalb der Sperrphase des Leistungstransistors erfolgt.

Der Verlauf des Flusses im Magnetkern wird durch die Auftrennung der Wicklung der Induktivität in eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung nicht geändert. Primär- und Sekundärwicklung können dabei auch mit unterschiedlichen

Windungszahlen,  $N_1$  und  $N_2$ , ausgeführt werden, da der Strom in der Sekundärwicklung ja nur einen kontinuierlichen Verlauf der im Abschaltaugenblick im Magnetkreis vorliegenden Induktion (magnetischen Energie) sicherstellen muss, was für beliebige Windungszahlverhältnisse möglich ist. Hiermit wird ein weiterer Freiheitsgrad für die Auslegung der Schaltung erschlossen.

Wichtig ist darauf hinzuweisen, dass die Wicklungen  $N_1$  und  $N_2$  bei Annahme idealer magnetischer Kopplung nicht gleichzeitig Strom führen bzw. prinzipbedingt in dem  $N_1$  und  $N_2$  gemeinsamen Magnetkreis Energie gespeichert wird. Dies steht im Gegensatz zu den Verhältnissen eines konventionellen Transformators, die Wicklungsanordnung wird daher in der Fachliteratur richtigerweise als *two-winding inductor* und nicht als Transformator bezeichnet. Im Sinne der Einfachheit soll hier desungeachtet jedoch auch im weiteren die Bezeichnung Transformator beibehalten werden.

In der technischen Praxis wird der Sperrwandler in der Fig.2(d) gezeigte Form eingesetzt, welche aufgrund des konstanten Emitter- bzw. Source-Potentials des Leistungstransistors keine potentialfreie Ansteuerung des Leistungstransistors erfordert. Weiters wird der Sekundärkreis mit Rücksicht auf die in der technischen Praxis geläufige Form i.a. mit oben liegender positiver Ausgangsspannungsklemme dargestellt, wobei dies aufgrund der Potentialtrennung von Primär- und Sekundärkreis für die Funktion der Schaltung natürlich nicht von Belang ist.

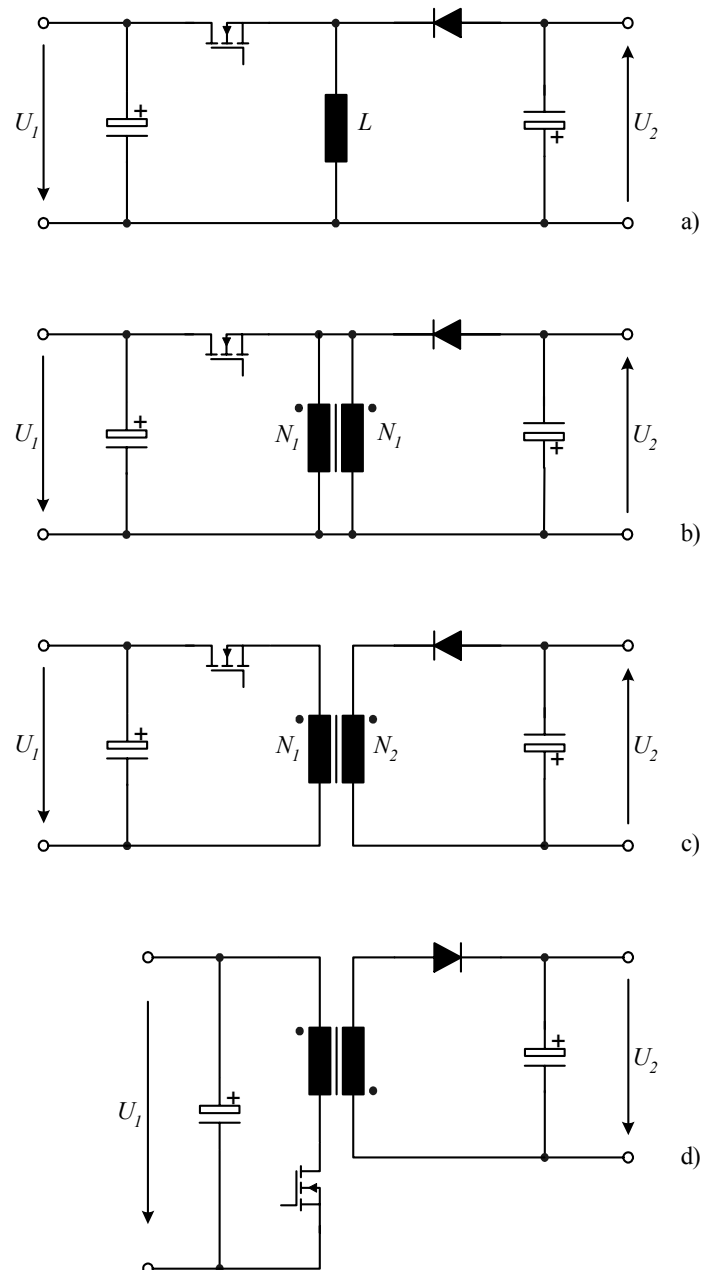
### 7.2.2 Ersatzschaltbild und Betriebsverhalten bei idealer Kopplung

Wir wollen nun unter vereinfachender Annahme idealer Kopplung von Primär- und Sekundärwicklung das Betriebsverhalten des Sperrwandlers näher untersuchen. Die in der Leit- und Sperrphase des Leistungstransistors stromführenden Schaltungsteile sind in Fig.7.3 gezeigt.

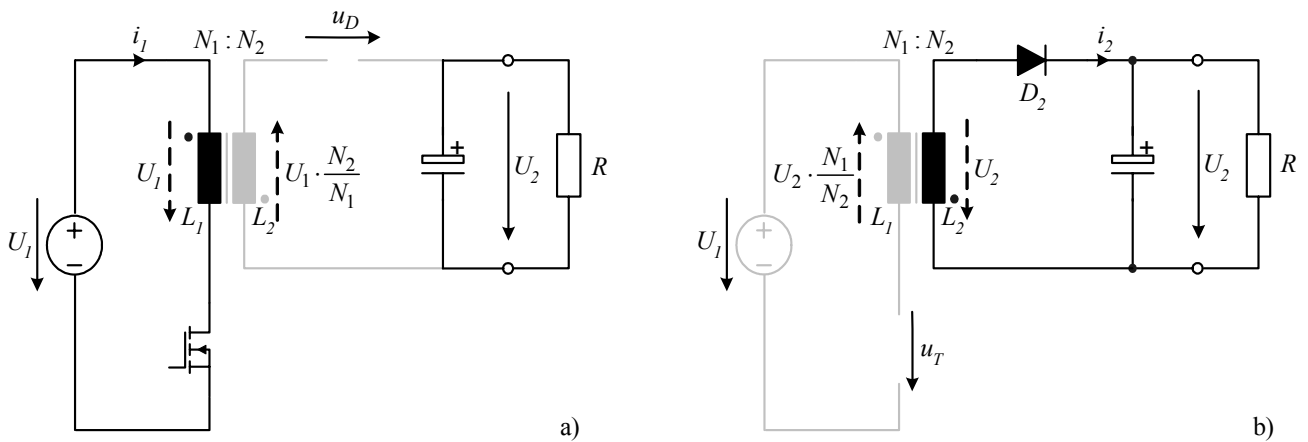
Mit Durchschalten des Leistungstransistors kommt an der Primärwicklung  $N_1$  die Spannung  $U_1$  zu liegen. Entsprechend tritt an der Sekundärwicklung die Spannung  $U_1 N_2/N_1$  auf, welche in Verbindung mit der Ausgangsspannung  $U_2$  die Ausgangsdiode in Sperrrichtung polt womit ein Stromfluss auf der Sekundärseite unterbunden wird und nur die Primärwicklung einen (bei konstanter Spannung  $U_1$  linear ansteigenden) Strom  $i_1$  aufnehmen wird.

Die hierbei im Magnetkern gespeicherte Energie bzw. die, die Energie definierende magnetische Induktion muss nach Abschalten des Leistungstransistors und Wegfallen des erregenden Stromes  $i_1$  durch einen Strom  $i_2$  in der zweiten auf dem Magnetkern befindlichen Wicklung  $N_2$  aufrecht erhalten werden. (Eine diskontinuierliche

Änderung der Induktion bzw. der Flussverketzung würde gemäss Induktionsgesetz zu sehr hohen Überspannungen und damit zur Zerstörung der Schaltung führen.) Der Aufbau des Stromes in der Sekundärwicklung kann anschaulich unter Bezug auf Fig.7.4 beschrieben werden.



**Fig.7.2:** Von der Struktur des Inverswandlers (a) ausgehende Ableitung der Schaltungstopologie des Sperrwandlers (Flyback Converters) (d). Die Bezeichnung *Flyback Converter* rührt vom Einsatz eines Systems gleichen Funktionsprinzips in Horizontal-Ablenkstufen von Fernsehgeräten, wo durch einen entsprechenden Verlauf des Stromes im magnetischen Ablenksystem der Elektronenstrahl entlang einer Zeile über den Bildschirm geführt und am Ende der Zeile abrupt an den rechten Bildschirmrand (*flyback period*), d.h. an den Beginn der nächsten Zeile zurückgeführt wird.



**Fig.7.3:** Aktive Schaltungsteile des Sperrwandlers im Einschaltzustand des Leistungstransistors **(a)** und im Ausschaltzustand des Leistungstransistors **(b)**. Die physikalisch auftretenden Richtungen der Primär- und Sekundärspannung sind strichliert eingetragen, nicht stromführende Schaltungspfade sind grau dargestellt.

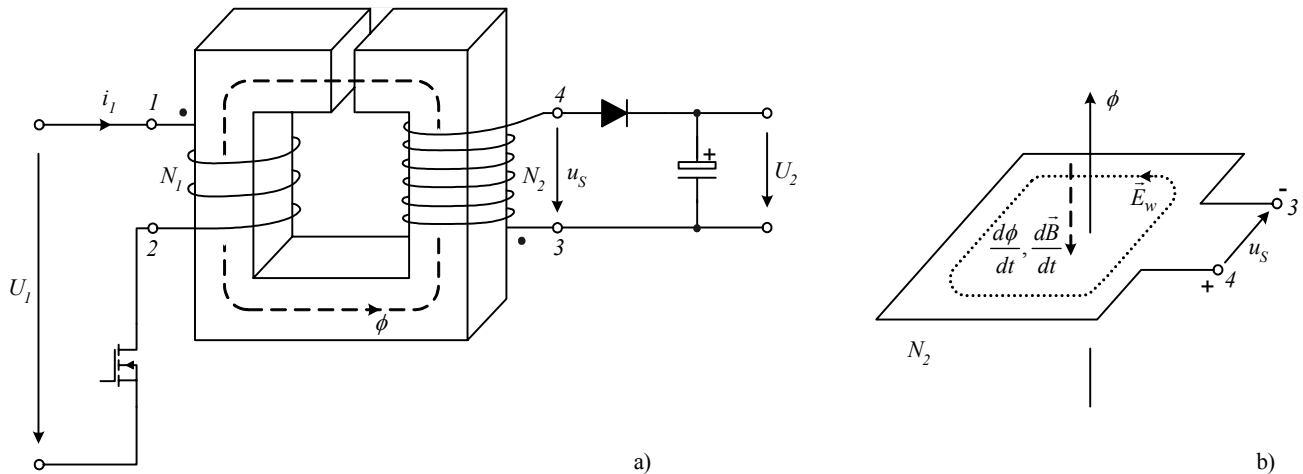
Die Sekundärwicklung wird innerhalb der Leitphase des Transistors von einem Windungsfluss  $\Phi$  durchsetzt. Mit Unterbrechung des Primärstromes würde dieser Fluss bzw. die den Fluss bestimmende Induktion eine zeitliche Änderung gemäss Fig.7.4(b) erfahren, welche nach der 2. Maxwell'schen Gleichung zur Ausbildung eines elektrischen Wirbelfeldes und damit letztlich zum Auftreten einer Spannung  $u_S$  an Sekundärwicklung in der gezeigten Polarität führt. Durch  $u_S$  wird die Ausgangsdiode in Flussrichtung gepolt womit sich ein die Induktion aufrechterhaltender, d.h. die gleiche magnetische Erregung wie der Primärstrom  $\hat{I}_1$  im Abschaltaugenblick erzeugender Strom

$$\hat{I}_2 = \hat{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \tag{7.4}$$

ausbilden kann. Die magnetische Energie wird im weiteren in den Ausgangskondensator gespeist (siehe Fig.7.3(b)) welcher bei entsprechender Dimensionierung trotz des diskontinuierlichen Leistungsflusses von der Eingangsseite eine gut konstante Spannung aufrecht hält. Da die dabei auftretende Sekundärspannung  $u_S=U_2$  in eine Primärspannung  $U_2 N_1/N_2$  abgebildet wird, tritt über dem Leistungstransistor innerhalb der Leitdauer der Ausgangsdiode eine, über der Eingangsspannung  $U_1$  liegende Sperrspannungsbeanspruchung auf. Erst nach vollständigem Abbau der magnetischen Energie bzw. Ende der Stromführung im Sekundärkreis sinkt die Sperrspannung des Leistungstransistors auf  $U_1$ .

Es sei unter Bezug auf Kapitel 5 (Funktionsprinzip und Dimensionierung von Induktivitäten) darauf hingewiesen, dass die Speicherung von Energie im

Transformator bei Einsatz hochpermeablen Magnetmaterials zwingend einen Luftspalt des Magnetkreises erfordert.

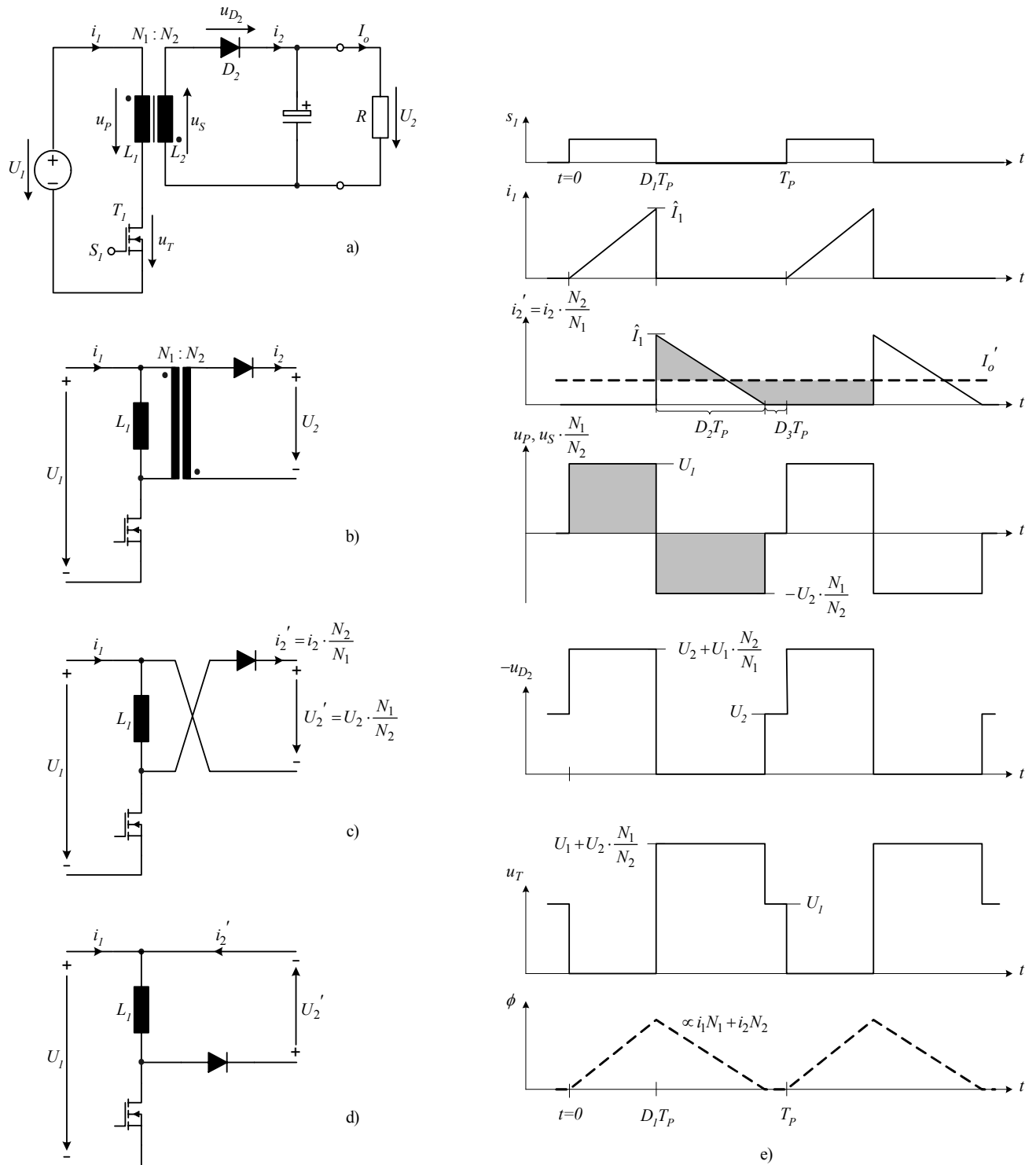


**Fig.7.4:** Zur Erklärung des Stromüberganges von der Primär- auf die Sekundärseite bei Abschalten des Leistungstransistors.

### 7.2.2.1 Diskontinuierliche Magnetisierung

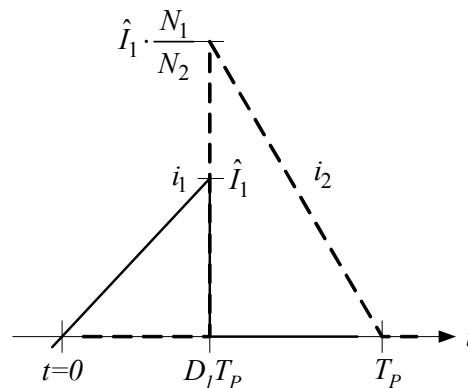
Charakteristische Strom- und Spannungsverläufe des mit *diskontinuierlicher Magnetisierung* betriebenen Sperrwandlers sind in Fig.7.5 gezeigt (Sekundärspannung und Sekundärstrom auf die Primärseite bezogen). Der magnetische Fluss im Magnetkreis wird hier vor Ende jeder Pulsperiode wieder auf den Wert Null zurückgeführt, d.h. die magnetische Energie vollständig an die Sekundärseite geliefert; Primär- und Sekundärstrom zeigen demgemäss einen dreieckförmigen Verlauf. Durch den Sekundärstrom wird im Mittel über jede Taktperiode der Laststrom  $I_O$  gedeckt; Primär- und Sekundärspannung weisen verschwindenden Mittelwert, d.h. positive und negative Spannungs-Zeitflächen gleichen Betrages auf.

Das Funktionsprinzip des Sperrwandlers und die diesem gemäss Fig.7.2 zugrunde liegende Topologie des Inverswandlers wird bei Ersetzung des Transformators durch das Ersatzschaltbild für ideale Kopplung von Primär- und Sekundärwicklung deutlich (**Fig.7.5(b)**). Wird die Funktion des idealen Transformators (mit Ausnahme der Potentialtrennung) durch Umrechnung der sekundärseitigen Grössen auf die Primärseite und Polaritätsumkehr der Ausgangsspannung berücksichtigt, folgt als einfaches Ersatzschaltbild unmittelbar die Struktur des Inverswandlers Fig.7.5(d), welche vorteilhaft einer Überlegung und Berechnung der Strom- und Spannungsverhältnisse zugrunde gelegt werden kann.



**Fig.7.5:** Ableitung des auf die Primärseite bezogenen Ersatzschaltbildes (d) des Sperrwandlers (a) und Zeitverläufe charakteristischer Spannungen und Ströme (e) bei idealer Kopplung von Primär- und Sekundärwicklung und Betrieb mit diskontinuierlichem (lückendem) Verlauf des Windungsflusses.

Wichtig ist hier darauf hinzuweisen, dass zwar  $i_1$  im Abschaltaugenblick des Leistungstransistors in einen bezogenen Sekundärstrom  $i_2'$  gleichen Wertes übergeht, der Primärstrom und der Sekundärstrom tatsächlich jedoch abhängig vom Windungszahlverhältnis i.a. stark unterschiedliche Spitzenwerte aufweisen (siehe Fig.7.6).



**Fig.6:** Beispiel für das tatsächliche Grössenverhältnis des Primär- und Sekundärstromes (keine Umrechnung des Sekundärstromes auf die Primärseite).

Für die mathematische Beschreibung des stationären Betriebsverhaltens des Sperrwandlers mit diskontinuierlicher Magnetisierung gehen wir vom Spitzenwert des Primärstromes

$$\hat{I}_1 = \frac{U_1}{L_1} D_1 T_P \quad (7.5)$$

im Abschaltzeitpunkt des mit einer relativen Einschaltdauer  $D_1$  betriebenen Leistungstransistors aus. Die  $\hat{I}_1$  zugeordnete magnetische Energie wird innerhalb der Sperrphase  $(1-D_1)T_P$  vollständig an die Sekundärseite geliefert, was im Mittel über eine Taktperiode  $T_P$  einem Leistungsfluss

$$P_2 = \frac{1}{2} \frac{U_1^2}{L_1} D_1^2 T_P \quad (7.6)$$

entspricht. Die Leistung  $P_2$  ist der Primärinduktivität  $L_1$  verkehrt proportional. Um bei gegebener maximaler Einschaltdauer des Leistungstransistors die Leistung eines Sperrwandlers zu erhöhen ist  $L_1$  also zu verringern; dadurch steigt der Spitzenwert des Stromes welcher quadratisch in die je Pulsperiode übertragene Energie eingeht und damit die Abnahme der Energie zufolge Verringerung von  $L_1$  mehr als kompensiert. Für die Spannungsübersetzung folgt mit Gl.(7.6) und

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R} \quad (7.7)$$

die vom diskontinuierlichen Betrieb des Inverswandlers bekannte Beziehung

$$\frac{U_2}{U_1} = D_1 \sqrt{\frac{1}{2} \frac{R}{L_1} T_P} \quad (7.8)$$

welche bei bekannter Last  $R$  und Taktperiode  $T_P$  (gewählter Taktfrequenz  $f_P$ ) für die Festlegung der Primärinduktivität bzw. des Tastverhältnisses des Leistungstransistors herangezogen werden kann.

Um diskontinuierlichen Betrieb sicherzustellen muss die Entmagnetisierung innerhalb des Ausschaltintervalles des Leistungstransistors abgeschlossen werden

$$D_2 \leq (1 - D_1). \quad (7.9)$$

Mit der unmittelbar aus Fig.7.3(b) angebbaren Beziehung

$$D_2 T_P = \frac{\hat{I}_1 \frac{N_1}{N_2}}{\frac{U_2}{L_2}} = \hat{I}_1 \frac{N_1}{N_2} \frac{L_1 \frac{N_2^2}{N_1^2}}{U_2} = \frac{U_1}{U_2} \frac{N_2}{N_1} D_1 T_P \quad (7.10)$$

folgt somit bei gegebener (maximaler) relativer Einschaltdauer und gegebener Primär- und Sekundärspannung als Bedingung für das Windungszahlverhältnis

$$\frac{N_1}{N_2} \geq \frac{D_1}{1 - D_1} \frac{U_1}{U_2}. \quad (7.11)$$

Wichtig ist zu berücksichtigen, dass die Wahl des Tastverhältnisses Einfluss auf die Bauelementebeanspruchungen nimmt, z.B. gilt für die Sperrspannungsbeanspruchung des Leistungstransistors während der Leitdauer der sekundärseitigen Diode

$$U_{T_1,m} = U_1 + U_2 \frac{N_1}{N_2}, \quad (7.12)$$

d.h. für Gültigkeit des Gleichheitszeichens in Gl.(7.11)

$$U_{T_1,m} = U_1 \frac{1}{1 - D_1}. \quad (7.13)$$

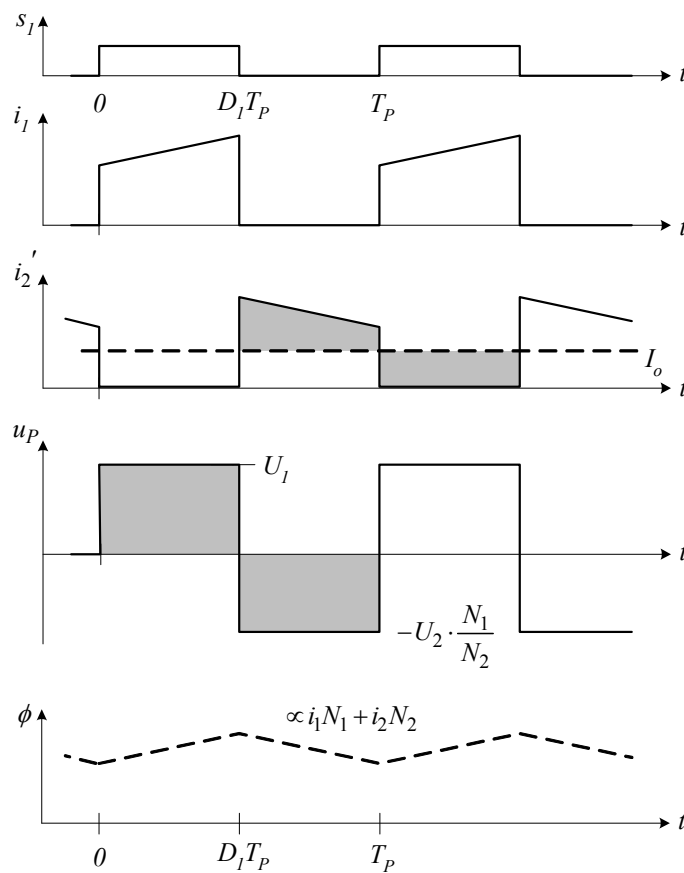
Bei hoher Einschaltdauer  $D_1$  muss die Entmagnetisierung rasch erfolgen, entsprechend ist eine hohe Spannung je Windung der Sekundärwicklung erforderlich ( $U_2/N_2 = d\Phi/dt$ ) welche in einer hohen Primärspannung bzw. einer hohen Sperrspannungsbeanspruchung des Leistungstransistors resultiert.

### 7.2.2.2 Kontinuierliche Magnetisierung

Grundsätzlich kann der Sperrwandler auch mit kontinuierlichem Verlauf des Windungsflusses betrieben werden. Primär- und Sekundärstrom weisen hier trapezförmigen Verlauf (siehe **Fig.7.7**) und damit geringeren Spitzenwert als für diskontinuierliche Magnetisierung auf. Allerdings ist ein höherer Wert der Primär- und Sekundärinduktivität (höhere Windungszahlen oder höherer Eisenquerschnitt des Magnetkreises) erforderlich, der die Baugröße des Konverters erhöht. Bei der Entscheidung für kontinuierliche oder diskontinuierliche Magnetisierung sind parasitären Eigenschaften der Leistungshalbleiter und der Filteraufwand zur



Verringerung der elektromagnetischen Störaussendung des Konverters sowie das Leistungsniveau zu berücksichtigen. Weiters spielen regelungstechnische Überlegungen eine wesentliche Rolle; wie wir in der Vorlesung *Leistungselektronische Systeme I* sehen werden, weist die Übertragungsfunktion zwischen Tastverhältnis und Ausgangsspannung eines Sperrwandlers mit kontinuierlicher Magnetisierung eine Nullstelle der Übertragungsfunktion in der rechten s-Halbebene (Allpassverhalten) auf, welche die Stabilisierung erschwert und häufig der Grund für eine Beschränkung des Betriebes auf diskontinuierliche Magnetisierung (P-Verhalten der Regelstrecke) ist.



**Fig.7.7:** Wie Fig.7.5(e), jedoch kontinuierlicher Verlauf des Windungsflusses  $\Phi$ .

Für die Spannungsübersetzung des Sperrwandlers mit kontinuierlicher Magnetisierung gilt in Analogie zum Inverswandler im kontinuierlichen Betrieb (ideal) lastunabhängig

$$\frac{U_2'}{U_1} = \frac{D_1}{1 - D_1} \tag{7.14}$$

bzw.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D_1}{1 - D_1} \tag{7.15}$$

Die Spannungsübersetzung wird durch das Produkt des Windungszahlverhältnisses und der Spannungsübersetzung eines Inverswandlers (Systems ohne Potentialtrennung) bestimmt. Hiermit wird anschaulich der durch das Windungszahlverhältnis gegenüber einem System ohne Potentialtrennung gegebene Freiheitsgrad einer Dimensionierung deutlich.

### 7.2.3 Ersatzschaltbild und Betriebsverhalten bei nicht idealer Kopplung

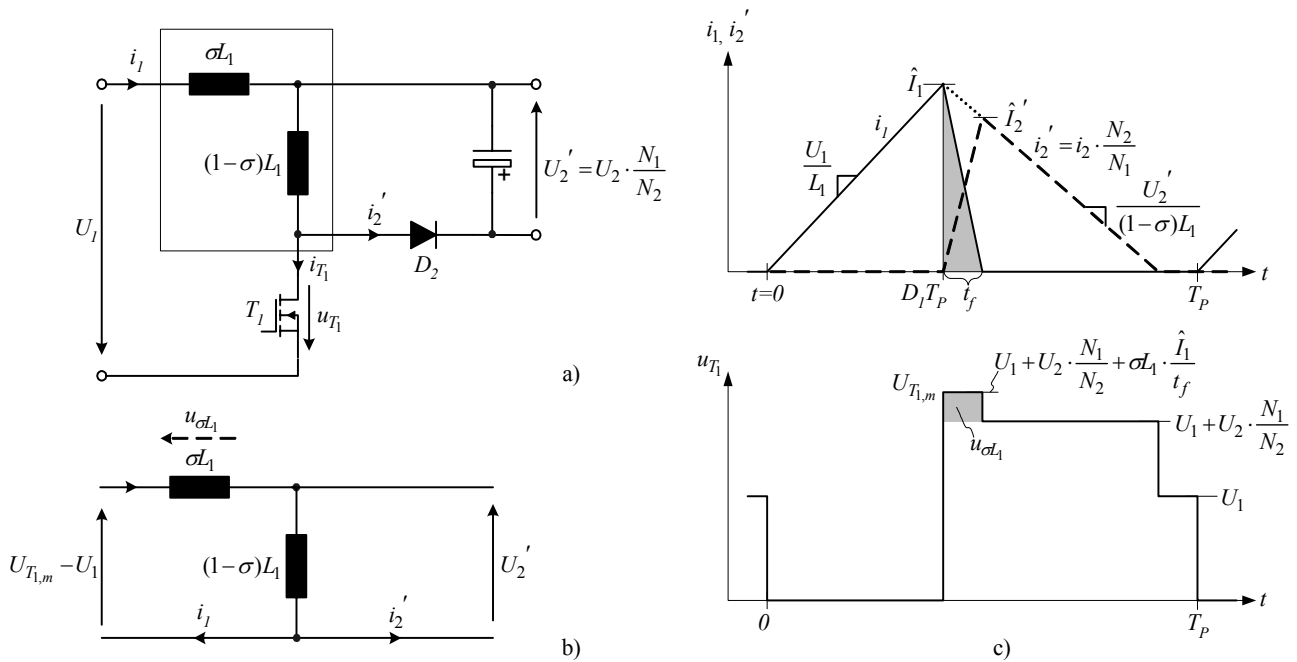
Real sind Primär- und Sekundärwicklung nicht ideal gekoppelt, bzw. der Sekundärstrom, der ja geometrisch an einem anderen Ort als der Primärstrom (eben in der Sekundärwicklung) fließt, neben dem von der Primärwicklung zu übernehmenden Fluss auch noch Streuflussanteile erregen bzw. die Flussdichteverteilung in der Primärwicklung nicht ident aufzubringen imstande sein.

Um die Auswirkung der Streuung (Streugrad  $\sigma$ ) zu untersuchen führen wir in das Ersatzschaltbild nach Fig.5(d) eine primärseitige Streuinduktivität  $\sigma L_1$  ein (siehe **Fig.7.8(a)**). Alternativ könnten wir auch ein auf die Sekundärseite bezogenes Ersatzschaltbild (mit Induktivitäten  $(1-\sigma)L_2$ ,  $\sigma L_2$  und auf die Sekundärseite umgerechnete Ströme und Spannungen) Bezug nehmen. Wie **Fig.7.8(a)** deutlich macht, bedarf der Stromübergang von der Primär- auf die Sekundärseite nach Abschalten des Leistungstransistors zwingend einer Spannung  $u_{\sigma L_1}$  die in einer Erhöhung der Sperrspannungsbelastung des Leistungstransistors gegenüber idealer Kopplung resultiert.

Da, wie erwähnt, der durch  $\sigma L_1$  beschriebene Streufluss bzw. die mit diesem verbundene magnetische Energie nicht über einen entsprechenden Sekundärstrom aufgebracht werden kann, muss die Entmagnetisierung der Streuinduktivität primärseitig erfolgen, womit aufgrund der Überlappung von Strom- und Spannung (**Fig.7.8**) im Leistungstransistor relativ hohe Verluste auftreten. Weiters ist hervorzuheben, dass ohne weitere Schutzmassnahmen eine hohe Schaltgeschwindigkeit des Leistungstransistors gemäss der damit verbundenen induktiven Spannung  $u_{\sigma L_1} = \sigma L_1 di_1/dt$  zu einer Zerstörung des Leistungstransistors durch Überspannung führen kann.

In der Praxis wird daher z.B. parallel zum Leistungstransistor ein Sperrspannungsbegrenzungskreis vorgesehen, welche in seiner Grundfunktion einfach durch eine Spannungsquelle und eine Diode dargestellt werden kann (siehe **Fig.7.9(a)**). Würde die Transistorsperrspannung  $u_{TI}$  die Begrenzungsspannung überschreiten, wird die Diode des Begrenzungskreises in Flussrichtung gepolt und die Transistorsperrspannung auf den Begrenzungswert  $U_{BI}$  geklemmt. Da nun ein alternativer Strompfad vorliegt, kann der Transistor mit hoher Schaltgeschwindigkeit bzw. geringen Schaltverlusten betrieben werden. Die Realisierung von  $U_{BI}$  erfolgt meist vereinfacht durch einen Kondensator und einen Widerstand  $R_{BI}$  (**Fig.7.9(b)**), der

die Begrenzungsleistung teilweise in Wärme umsetzt und teilweise in die speisende Quelle  $U_1$  zurück liefert. Alternativ kann der Begrenzungskreis auch wie in Fig.7.9(c) gezeigt angeordnet und  $U_{B2} = U_{B1} - U_1$  gewählt werden. Eine praktische Ausführung dieser Variante ist Fig.7.9(d) zu entnehmen. Theoretisch könnten die in Fig.7.9 gezeigten Widerstände auch durch DC/DC-Konverter ersetzt werden, womit eine Erhöhung des Wirkungsgrades erreichbar wäre, die Gesamtschaltung jedoch wesentlich höhere Komplexität aufweisen würde.



**Fig.7.8:** Ersatzschaltbild des Sperrwandlers nach Fig.4(d) bei Berücksichtigung der Streuung (a), Spannungs-verhältnisse am Transformator während des Stromüberganges von der Primär- auf die Sekundärseite (b) und Zeitverlauf des Transistorstromes, der Transistorspannung und des auf die Primärseite bezogenen Ausgangsdienstromes (c).

Wir wollen nachfolgend kurz die für eine maximal zulässige Sperrspannungsbeanspruchung  $U_{T1,m}$  auftretende Begrenzungsenergie berechnen. Für die Abnahme des Primärstromes nach Abschalten des Leistungstransistors gilt gemäss Fig.7.8

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{U_{T1,m} - (U_1 + U_2')}{\sigma L_1} \tag{7.16}$$

Entsprechend wird je Taktperiode in einen parallel zum Leistungstransistor liegenden Begrenzungskreis mit Spannung

$$U_{B1} = U_{T1,m} \tag{7.17}$$

die Energie

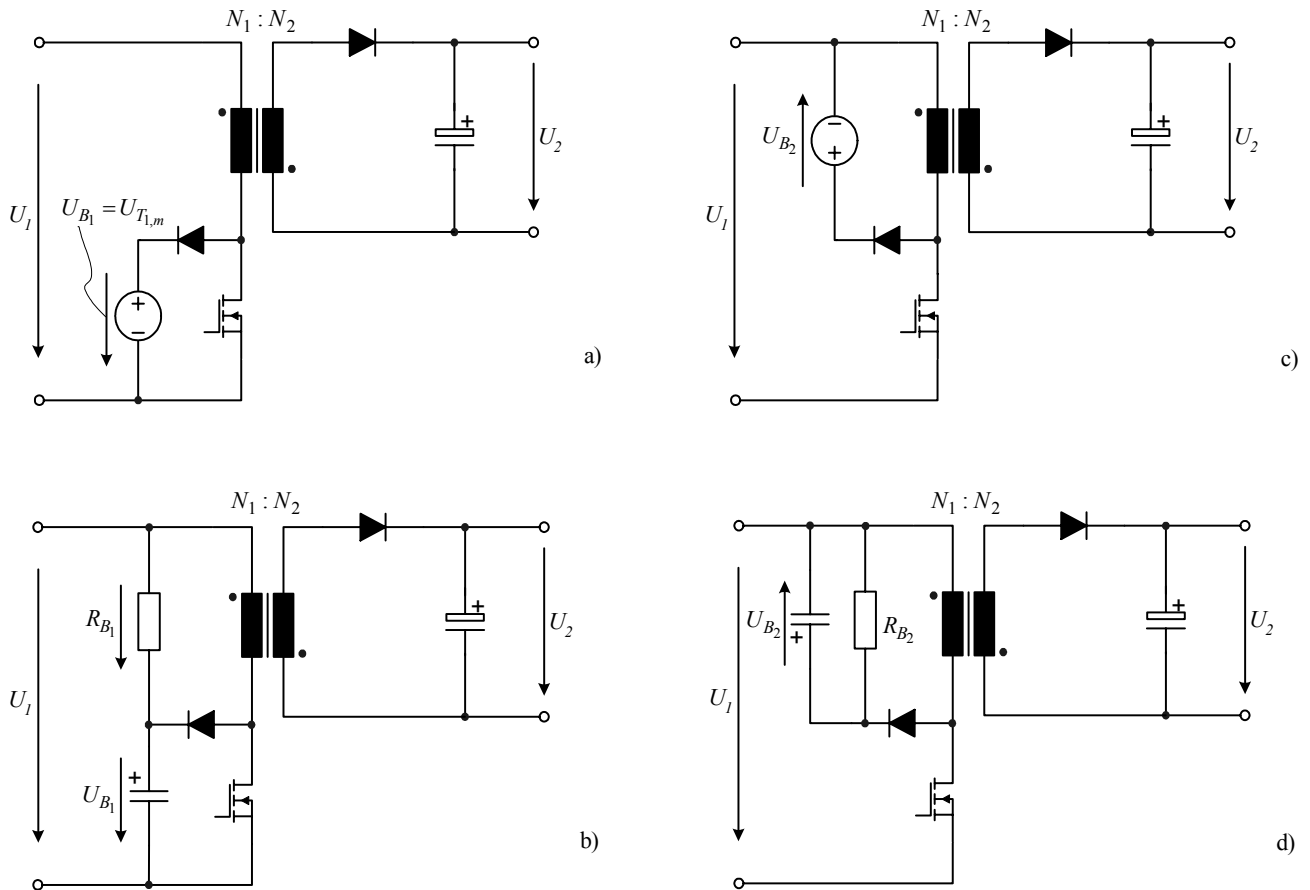
$$W_{B1} = U_{T1,m} \frac{1}{2} \hat{I}_1 \tau_f = \frac{1}{2} \hat{I}_1^2 \sigma L_1 \frac{U_{T1,m}}{U_{T1,m} - (U_1 + U_2')} \tag{7.18}$$

gespeist. Durch Umformung von Gl.(7.18)

$$W_{B1} = \frac{1}{2} \hat{I}_1^2 \sigma L_1 \frac{1}{\left(1 - \frac{U_1 + U'_2}{U_{T1,m}}\right)} \tag{7.19}$$

wird die Überlegung bestätigt, dass die Begrenzung auf eine Spannung  $U_{T1,m} > (U_1 + U'_2)$  (7.20)

vorzunehmen ist, damit grundsätzlich eine Abnahme des Primärstromes erfolgt, bzw. der Stromübergang auf die Sekundärseite hinreichend rasch erfolgt und die in den Begrenzungskreis gelieferte Leistung (Energie  $W_{B1}$  je Taktperiode) geringe Werte zeigt.



**Fig.7.9:** Limitierung der Sperrspannungsbeanspruchung des Leistungstransistors durch Begrenzungskreise. Grundkonzepte (a) und (c) und zugehörige schaltungstechnische Realisierungen (b) und (d) für welche die Begrenzungsspannung allerdings einen lastabhängigen Wert aufweist (Anstieg der Begrenzungsspannungen bei zunehmender Ausgangsleistung).

Wichtig ist darauf hinzuweisen, dass entsprechend der Anordnung von  $U_{B1}$  in der Schaltungsstruktur während der Abnahme von  $i_l$  der Quelle  $U_1$  noch Leistung entnommen wird, welche letztlich in den Begrenzungskreis geliefert wird. Dies ist

deutlich auch über Betrachtung des Grenzfalles  $U_{T1,m} = U_1 + U_2'$ , für den  $W_{B1} \rightarrow \infty$  resultiert, und keine Stromabnahme auftritt zu sehen. Es wird dann durch die Streuinduktivität an der keine Spannung zu liegen kommt und die demgemäss einen konstanten Strom führt kontinuierlich Leistung aus  $U_1$  in den Begrenzungskreis  $U_{B1}$  geliefert.

Sinnvoll ist daher der Begrenzungskreis so anzuordnen, dass nach Ausschalten des Leistungstransistors ein Stromfluss über  $U_1$  unterbunden wird. Um wieder  $U_{T1,m}$  sicherzustellen, ist dann, wie oben erwähnt, ein Wert der Begrenzungsspannung von

$$U_{B2} = U_{T1,m} - U_1 \quad (7.21)$$

vorzusehen. Für die in den Begrenzungskreis gelieferte Energie gilt dann

$$W_{B2} = (U_{T1,m} - U_1) \frac{1}{2} \hat{I}_1 \tau_f = \frac{1}{2} \hat{I}_1^2 \sigma L_1 \frac{1}{U_{T1,m} - (U_1 + U_2')} \quad (7.22)$$

und nach Umformung

$$W_{B2} = \frac{1}{2} \hat{I}_1^2 \sigma L_1 \frac{(1 - \frac{U_1}{U_{T1,m}})}{(1 - \frac{U_1 + U_2'}{U_{T1,m}})} \quad (7.23)$$

Um die Begrenzungsenergie auf die in der Streuinduktivität gespeicherte Energie zu beschränken wäre eine extrem hohe (theoretisch unendlich hohe) Sperrspannungsbeanspruchung des Leistungstransistors in Kauf zu nehmen

$$W_{B2, U_{T1,m} \rightarrow \infty} = \frac{1}{2} \hat{I}_1^2 \sigma L_1 = W_{\sigma L_1} \quad (7.24)$$

Wählen wir z.B.  $U_2' = U_1$  und  $U_{T1,m} = 3U_1$  folgt für Begrenzungskreis  $U_{B1}$  eine Energie pro Taktperiode von  $W_{B1} = 3W_{\sigma L_1}$ . Für Begrenzungskreis  $U_{B2}$  kann dieser Wert auf  $2W_{\sigma L_1}$  reduziert werden.

Wird für die schaltungstechnische Realisierung von  $U_{B1}$  der die Begrenzungsenergie abführende Widerstand  $R_{B1}$  nicht parallel zum Begrenzungskondensator geschaltet sondern gegen die positive Eingangsspannungsklemme gelegt (Fig.7.9(b)) und somit bei Stromfluss über  $R_{B1}$  auch Leistung an  $U_1$  geliefert, treten gleiche Verluste wie für  $R_{B2}$  (Fig.7.9(d)) auf. Dies ist unmittelbar einsichtig, da bei gleicher maximaler Sperrspannung  $U_{T1,m}$  am Transistor über  $R_{B1}$  und  $R_{B2}$  dieselbe Spannung liegt.

Wie in Fig.7.8(c) gezeigt, beginnt die Abnahme des Stromes  $i_1$  sowie des Stromes in  $(1-\sigma)L_1$  im Abschaltzeitpunkt des Leistungstransistors ausgehend von  $\hat{I}_1$ . Entsprechend folgt für  $i_2'$  während der Fallzeit  $t_f$  von  $i_1$  der strichliert gezeigte Verlauf. Nach Abschluss des Stromüberganges wird ein Spitzenwert  $\hat{I}_2' < \hat{I}_1$  erreicht, womit anschaulich zum Ausdruck kommt dass ein Teil der ursprünglich in  $L_1$  gespeicherten Energie  $\frac{1}{2} L_1 \hat{I}_1^2$  in den Begrenzungskreis abgebaut wurde.

Um den Einfluss der Begrenzungsverluste auf den Wirkungsgrad des Konverter abzuschätzen, spaltet man unter Bezug auf die Definition des Wirkungsgrades die Gesamtverluste in Anteile  $P_{V,i}$  welche z.B. die Leitverluste der Leistungshalbleiter, Verluste in den Wicklungswiderständen etc. und die Begrenzungsverluste beschreiben

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum_i P_{V,i}}{P_1} = 1 - \frac{\sum_i P_{V,i}}{P_1} = 1 - \sum_i \Delta\eta_i \quad (7.25)$$

Für die Wirkungsgradverringern durch  $W_{B2}$  gilt dann mit Gl.(7.23)

$$\Delta\eta_{B2} = \frac{P_{B2}}{P_1} = \frac{W_{B2}}{W_1} = \frac{1}{2} \hat{I}_1^2 \sigma L_1 \frac{(1 - \frac{U_1}{U_{T1,m}})}{(1 - \frac{U_1 + U'_2}{U_{T1,m}})} \frac{1}{\frac{1}{2} \hat{I}_1^2 L_1} \quad (7.26)$$

und nach Umformung

$$\Delta\eta_{B2} = \sigma \frac{(1 - \frac{U_1}{U_{T1,m}})}{(1 - \frac{U_1 + U'_2}{U_{T1,m}})} \quad (7.27)$$

wobei die Eingangsleistung näherungsweise proportional  $\frac{1}{2} L_1 \hat{I}_1^2$  gesetzt, also angenommen wurde, dass neben den Begrenzungsverlusten keine anderen Verlustanteile auftreten. Für sehr hohe Begrenzungsspannung gilt

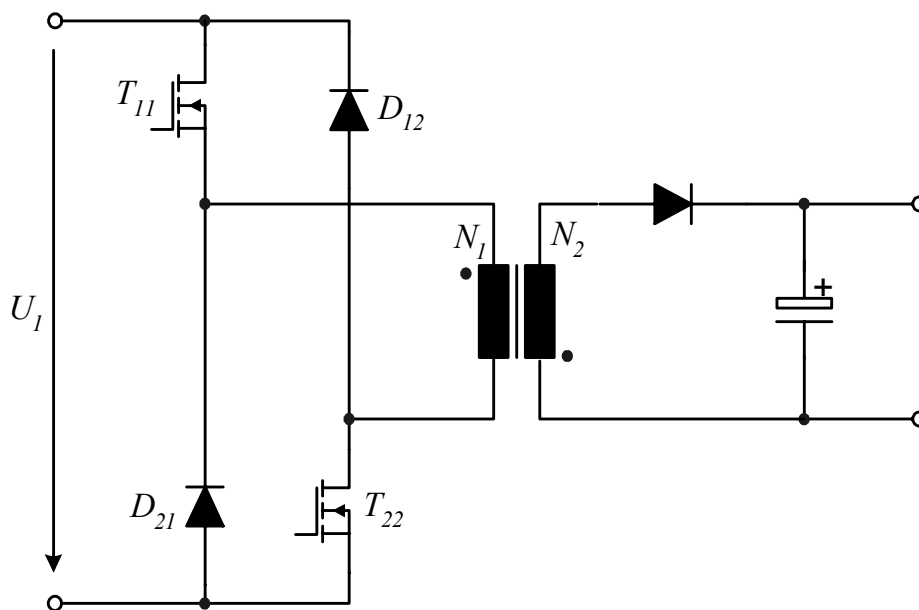
$$\Delta\eta_{B2, U_{T1,m} \rightarrow \infty} = \sigma \quad (7.28)$$

womit der direkte Einfluss der Streuung auf den Wirkungsgrad anschaulich deutlich wird.

Wie in Verbindung mit Gl.(7.6) beschrieben, ist für Sperrwandler hoher Leistung (und gegebener Taktfrequenz) grundsätzlich ein geringer Wert der Primärinduktivität (bzw. Sekundärinduktivität) vorzusehen. Andererseits verlangen die bei hohen Leistungen hohen Primär- und Sekundärströme einen entsprechenden Kupferquerschnitt der Wicklungen und führen damit zu einem mit der Leistung steigenden Volumen des Wicklungsraumes bzw., wie in Kapitel 6 gezeigt, zu einer Erhöhung der Streuinduktivität. Diese Verschlechterung des Verhältnisses der Induktivität  $L_l$  und der (auf die Primärseite bezogenen) Streuinduktivität, d.h. die Erhöhung des Streufaktors  $\sigma$  verringert gemäss Gl.(7.27) mit steigender Leistung den erreichbaren Wirkungsgrad und limitiert die Einsetzbarkeit des Sperrwandlers auf Leistungen von typ. kleiner 100...200W. Die Realisierung von Systemen hoher Leistung auf Basis des Sperrwandlerprinzips verbietet sich auch aufgrund des nur indirekten Energietransfers, d.h. der Zwischenspeicherung der gesamten an die Sekundärseite übertragenen Energie, die bei hoher Leistung auf relativ hohes Bauvolumen und hohe Bauelementebeanspruchungen führt.

Der schaltungstechnische Aufwand zur Sperrspannungsbegrenzung des Leistungstransistors und die Begrenzungsverluste können bei Ausführung des Sperrwandlers mit zwei synchron geschalteten Leistungstransistoren (siehe **Fig.7.10**) vermieden werden; allerdings ist dann ein weiterer Leistungstransistor samt potentialfreier Ansteuerung vorzusehen. Hierbei wird direkt die Eingangsspannung als Begrenzungsspannung verwendet, wie durch Vergleich der Schaltungsstruktur nach Fig.7.9(a) und der Verbindung von Transistor  $T_{22}$  und Diode  $D_{12}$  mit der Primärwicklung und den Eingangsspannungsklemmen deutlich wird. Würde etwa die Spannung an  $T_{22}$  den Wert  $U_1$  übersteigen, wird die Diode  $D_{12}$  in Vorwärtsrichtung gepolt und die Sperrspannungsbelastung auf  $U_1$  begrenzt.

Nach Abschalten der Leistungstransistoren  $T_{11}$  und  $T_{22}$  wird der durch die Streuinduktivität eingeprägte Primärstrom über  $D_{12}$  und  $D_{21}$  geführt. Die Dimensionierung hat also durch entsprechende Wahl des Windungszahlverhältnisses so zu erfolgen, dass  $U_2'$  hinreichend weit unter  $U_1$  liegt, sodass der Stromübergang auf die Sekundärseite rasch erfolgt und die wieder an die  $U_1$  zurückgelieferte Energie auf kleine Werte beschränkt bleibt.



**Fig.7.10:** Zwei-Schalter-Sperrwandler. Die Begrenzung der Sperrspannung der Leistungstransistoren erfolgt prinzipbedingt verlustfrei. Da die Sperrspannung der Leistungstransistoren auf  $U_1$  beschränkt bleibt (im Gegensatz zum Ein-Schalter-Sperrwandler, vergleiche Gl.(7.20)) wird die Schaltung vorteilhaft bei hohen Eingangsspannungen  $U_1$  eingesetzt.