

7.3 Durchflusswandler (Forward Converter)

Wir haben im letzten Abschnitt ein Schaltungskonzept betrachtet, für das der Magnetkreis des Transformators als Energiespeicher herangezogen wurde. Es stellt sich somit die Frage nach einem Schaltungskonzept welches den Transformator in konventioneller Form, d.h. bei möglichst geringer Energiespeicherung für die Energieübertragung nutzt, jedoch vorteilhaft, im Sinne einfacher Realisierung ebenfalls nur einen Leistungstransistor aufweisen soll.

Wir gehen für die Ableitung dieser Schaltung von der Topologie des nicht potentialgetrennten Tiefsetzstellers aus (siehe **Fig.7.11(a)**), verschieben den Leistungstransistor wie bei Sperrwandler zur einfacheren Ansteuerung in die Verbindung mit der negativen Eingangsspannungsklemme (**Fig.7.11(b)**) und führen zwischen Leistungstransistor und Freilaufdiode einen Transformator ein. Durch Einschalten des Transistors wird dann die Eingangsspannung an die Primärwicklung gelegt, $u_P=U_1$, entsprechend tritt eine Sekundärspannung $u_S=U_1.N_2/N_1$ auf, welche die Ausgangsdiode D_2 in Durchlassrichtung polt und damit den durch die Ausgangsinduktivität eingepprägten Strom i_L über die Trafosekundärwicklung führt. An der Freilaufdiode D_F kommt hierbei Sperrspannung zu liegen. Da die Flussänderung im Magnetkern des Transformators durch die anliegende Primärspannung bestimmt wird, nimmt der Transformator einen Primärstrom auf, der die Amperewindungen des Sekundärstromes kompensiert und die Ausbildung des vorgeschriebenen Flusses sicherstellt. Die sekundärseitig abgegebene Leistung wird hierbei primärseitig unmittelbar zugeführt, in der Primärinduktivität also mit Ausnahme der mit dem Magnetisierungsstrom verbundenen Energie keine Energie gespeichert. Um bei Abschalten des Leistungstransistors T_1 eine Unterbrechung des Magnetisierungsstromes bzw. eine damit verbundene hohe Überspannungen zu unterbinden, ist parallel zur Trafoprimärwicklung ein Strompfad vorzusehen, in den der Magnetisierungsstrom nach Abschalten des Leistungstransistors kommutiert und durch den eine negative Spannung $u_P=-U_B$ an N_1 zu liegen kommt, welche zu einer Entmagnetisierung des Transformators führt. Ist die gesamte Magnetisierungsenergie in U_B transferiert, also der Fluss im Magnetkern wieder auf den Wert Null zurückgeführt, verbleibt der Primärkreis bis zum Wiedereinschalten von T_1 stromlos. Sekundärseitig bewirkt die mit der negativen Primärspannung ebenfalls negative Sekundärspannung ein Sperren von D_2 womit der Strom i_L in die Freilaufdiode D_F kommutiert und sich der Primärstrom (bei idealer magnetischer Kopplung) abrupt auf den Magnetisierungsstrom verringert.

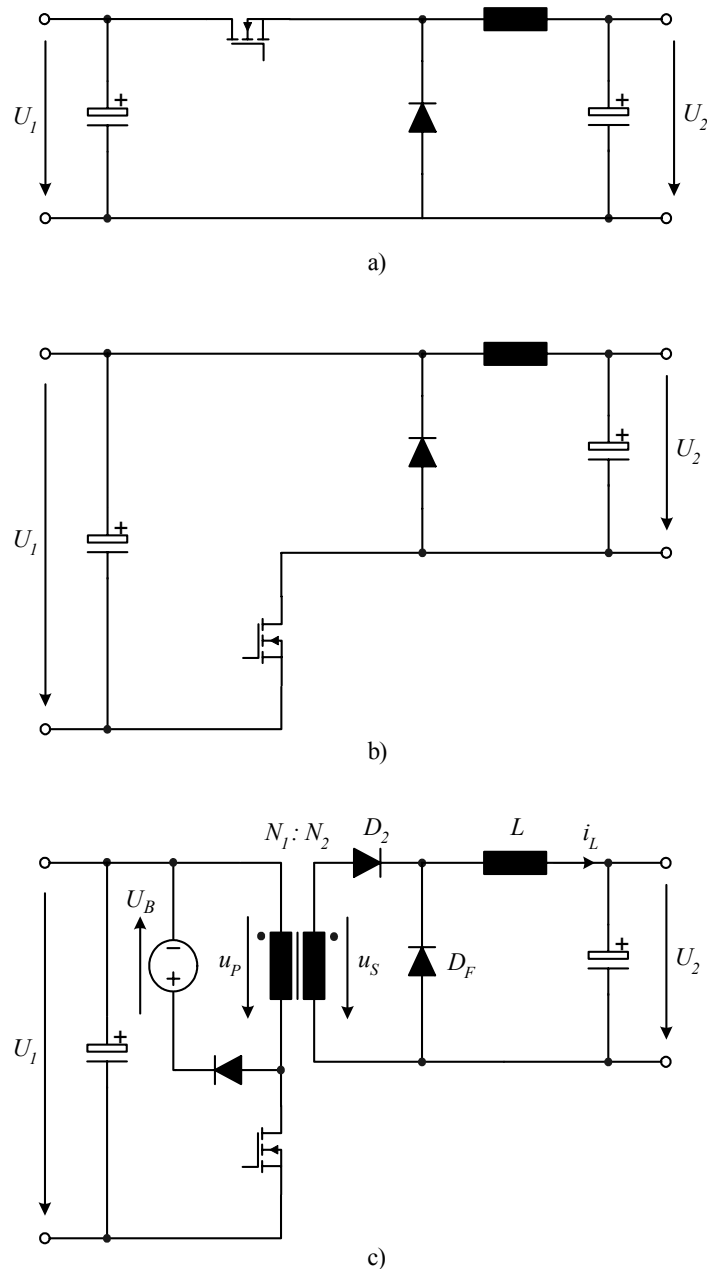


Fig.7.11: Von der Grundstruktur eines Tiefsetzstellers (a) ausgehende Ableitung der Schaltungstopologie eines Durchflusswandlers (c). U_B nimmt im Abschaltintervall des Leistungstransistors die Magnetisierungsenergie des Transformators auf und dient der Begrenzung der Sperrspannungsbeanspruchung des Leistungstransistors.

Das System weist also zusammenfassend die Funktion eines konventionellen Tiefsetzstellers mit Eingangsspannung $U_1 \cdot N_2/N_1$ und einem durch die Taktung von T_1 bestimmten Tastverhältnis auf. Allerdings tritt über dem Leistungstransistors als Konsequenz der Potentialtrennung, d.h. aufgrund der zur Entmagnetisierung zwingend erforderlichen negativen Primärspannung einen jedenfalls über der Eingangsspannung

liegender Wert $u_{TL,m} = U_I + U_B$ auf. Dieser Nachteil kann durch Erweiterung der Schaltungstopologie zu einem Zwei-Schalter-Durchflusswandler (siehe Fig.7.14) oder Vollbrückenwandler (siehe Fig.7.15) vermieden werden.

Allgemein sei noch hervorgehoben, dass der Magnetkern eines Durchflusswandlers möglichst hohe Permeabilität, also keinen Luftspalt aufweisen soll, um den Magnetisierungsstrom, der ja im Gegensatz zum Sperrwandler nicht direkt am Energietransfer beteiligt ist und somit eine parasitäre Grösse darstellt, auf kleine Werte zu beschränken.

In Erinnerung an das Funktionsprinzip des Sperrwandlers ist es nun naheliegend, für die Übernahme der entsprechend dem Magnetisierungsstrom im Magnetkern gespeicherten Energie eine dritte, in Art der Sekundärwicklung eines Sperrwandlers geschaltete Wicklung N_3 vorzusehen (siehe **Fig.7.12**). Mit Abschalten des Leistungstransistors wird dann, analog einem Sperrwandler die Magnetisierungsenergie durch einen entsprechenden Strom i_3 übernommen und in die speisende Spannung U_I zurückgeführt (Fig.7.12(a)) oder an den Ausgang transferiert (Fig.7.12(b)), womit die Sperrwandlerfunktion auch über die Schaltungsstruktur klar zum Ausdruck kommt. Unter Bezug auf diese Funktion wird N_3 auch als Entmagnetisierungswicklung bezeichnet.

In der Praxis wird meist die Ausführung nach Fig.7.12(a) gewählt, da dann zwischen N_1 und N_3 nur eine relativ geringe Isolationsspannung sicherzustellen ist, welche einen nur geringen Isolationsabstand beider Wicklungen erfordert und damit vorteilhaft deren enge magnetische Kopplung erlaubt. Aufgrund der stets verbleibenden Streuung zwischen N_1 und N_3 ist wieder eine Beschaltung zur Begrenzung der Sperrspannung über dem Leistungstransistor erforderlich (vergleiche Fig.7.9) welche in Fig.7.12 aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht eingetragen ist. Für Verbindung von N_3 mit der Sekundärseite ist die Isolation zwischen N_1 und N_3 auf die volle Isolationsprüfspannung auszulegen, womit eine relativ schlechte magnetische Kopplung beider Wicklungen resultiert.

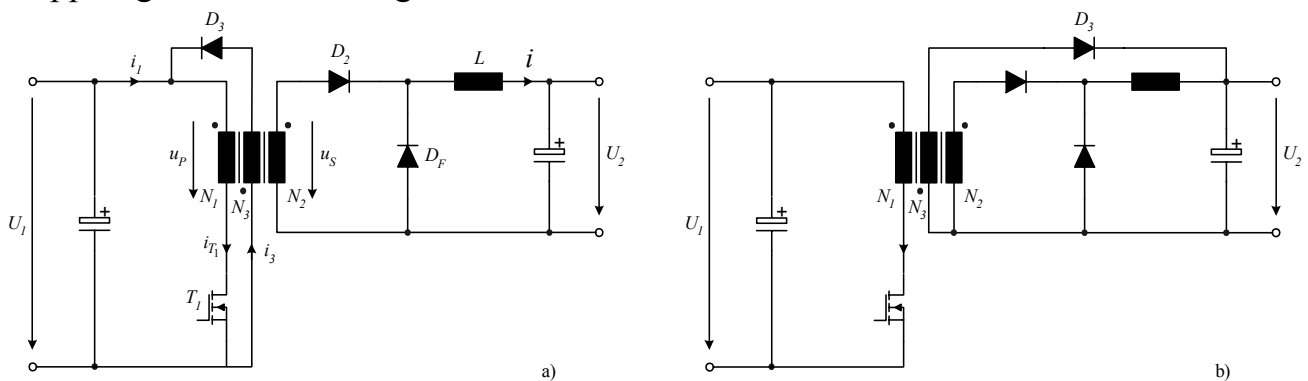


Fig.7.12: Durchflusswandler mit Wicklung N_3 zum Abbau der Magnetisierungsenergie des Transformators im Ausschaltintervall des Leistungstransistors; Rückspeisung der Magnetisierungsenergie an den Eingang (a), Lieferung der Magnetisierungsenergie an den Ausgang (b).

7.3.1 Unidirektionale magnetische Aussteuerung des Transformators

Wie den vorgehenden Ausführungen zu entnehmen, liegt für den Ein-Schalter-Durchflusswandler, gleich wie für den Ein-Schalter-Sperrwandler eine nur unidirektionale Aussteuerung des Magnetkernes bzw. diskontinuierliche Magnetisierung vor, der Fluss wird vor Ende einer Taktperiode wieder auf den Wert Null abgebaut. Wir wollen im weiteren das stationäre Betriebsverhalten des Durchflusswandlers unter Annahme idealer Kopplung von N_1 , N_2 , und N_3 und eines kontinuierlichen Verlaufes des Stromes in der Ausgangsinduktivität, d.h. hinreichend hoher Last mathematisch beschreiben. Weiters wird ideale Glättung des Ausgangsstromes angenommen.

7.3.2 Ersatzschaltbild und Betriebsverhalten bei idealer Kopplung

Die vorgehend beschriebene Grundfunktion des Tiefsetzstellers ist in **Fig.7.13** noch einmal anhand von Ersatzschaltbildern für den Leit- und Sperrzustand des Leistungstransistors und charakteristischer Strom- und Spannungsverläufe dargestellt. Hierbei kommt durch Fig.7.13(b) sehr klar zum Ausdruck, dass der Leistungsfluss direkt (ohne Zwischenspeicherung) von der Eingangs- zur Ausgangsseite erfolgt; nur ein kleiner Anteil $i_{1,\mu}$ des Primärstromes i_1 dient der Magnetisierung des Transformatorkernelnes.

Da die Spannung an der Ausgangsinduktivität stationär einen mittelwertfreien Verlauf zeigt, ist der Mittelwert der Spannung an der Freilaufdiode D_F gleich der Ausgangsspannung

$$U_1^* D = U_1 \frac{N_2}{N_1} D = U_2 \quad (7.29)$$

womit für die Spannungsübersetzung

$$\frac{U_2}{U_1} = D \frac{N_2}{N_1} \quad (7.30)$$

eine grundsätzlich bekannte, durch das Windungszahlverhältnis erweiterte Beziehung folgt.

Für den Spitzenwert des Magnetisierungsstromes am Ende des Einschaltintervalles gilt

$$\hat{I}_{1,\mu} = \frac{U_1}{L_1} D T_P, \quad (7.31)$$

nach Übergang in die Wicklung N_3 folgt damit gemässe der Sperrwandlerfunktion zwischen N_1 und N_3 bezüglich des Magnetisierungsstromes

$$\hat{I}_3 = \hat{I}_{1,\mu} \frac{N_1}{N_3} \quad (7.32)$$

Wie unmittelbar einsichtig ist unter dieser Bedingung in L_3 dieselbe Energie wie in L_1 vor Abgabe des Stromes $\hat{I}_{1,\mu}$ gespeichert. Es folgt ja aus

$$\frac{1}{2} L_1 \hat{I}_{1,\mu}^2 = \frac{1}{2} L_3 \hat{I}_3^2, \quad (7.33)$$

da beide Induktivitäten L_1 und L_3 denselben Eisenkreis aufweisen, die Gl.(7.32) entsprechende Beziehung

$$\hat{I}_3^2 = \hat{I}_{1,\mu}^2 \frac{L_1}{L_3} = \hat{I}_{1,\mu}^2 \frac{N_1^2}{N_3^2}. \quad (7.34)$$

Um eine Entmagnetisierung vor Ende der Pulsperiode sicherzustellen ist

$$\tau_\mu \leq (1 - D)T_P \quad (7.35)$$

zu gewährleisten. Für die Entmagnetisierungsdauer folgt aus der Gleichheit der Beträge der an die Primärwicklung gelegten positiven und negativen Spannungszeitflächen

$$\tau_\mu U_1 \frac{N_1}{N_3} = U_1 D T_P \quad (7.36)$$

also

$$\tau_\mu = \frac{N_3}{N_1} D T_P \quad (7.37)$$

womit mit Gl.(7.35) für das Windungszahlverhältnis die Bedingung

$$\frac{N_3}{N_1} \leq \frac{1 - D}{D} \quad (7.38)$$

folgt.

Für den Spitzenwert der Transistorsperrspannung gilt

$$U_{T1,m} = U_1 + U_1 \frac{N_1}{N_3} = U_1 \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right). \quad (7.39)$$

Wird N_3 so gewählt dass die Entmagnetisierung gerade abgeschlossen werden kann (Gültigkeit des Gleichheitszeichens in Gl.(7.35)) folgt

$$U_{T1,m} = U_1 \frac{1}{1 - D}. \quad (7.40)$$

Mit zunehmender relativer Einschaltzeit D des Leistungstransistor kann zwar bei gegebenem Strom eine relativ höhere Leistung übertragen werden, in Konsequenz tritt jedoch eine höhere Spannungsbeanspruchung des Leistungstransistors auf, da der rechtzeitige Abschluss der Entmagnetisierung eine entsprechend hoher Spannung erfordert; z.B. folgt für $D=0.5$, $U_{T1,m} = 2U_1$, für $D=0.75$ zeigt die Transistorsperrspannung bereits den dreifachen Wert der Eingangsspannung $U_{T1,m} = 3U_1$.

Die Potentialtrennung führt also, wie bereits eingangs erwähnt, zu einer Erhöhung der Spannungsbelastung des Transistors gegenüber einem Tiefsetzsteller ohne Potentialtrennung, für den die Transistorsperrspannung gleich der Eingangsspannung

$$U_{T,m} = U_1, \quad (7.41)$$

und der Spitzenwert des Transistorstromes bei näherungsweise konstantem Ausgangsstrom gleich

$$I_{T,m} = \frac{P_2}{U_1} \frac{1}{D} \quad (7.42)$$

(aufgrund der Vernachlässigung von Verlusten gilt $P_1=P_2$) wäre. Für die Ausnutzung des Leistungstransistors zur Lieferung einer Ausgangsleistung P_2 charakterisierende Verhältnis von Transistorschaltleistung und Maximalwert des Transistorstromes folgt damit

$$\frac{U_{T,m} I_{T,m}}{P_2} = \frac{1}{D}. \quad (7.43)$$

Ideal würde dieses Verhältnis den Wert 1 aufweisen. Für den potentialgetrennten Wandler gilt analog

$$I_{T_1,m} = \frac{P_2}{U_1} \frac{1}{D} \quad (7.44)$$

und mit Gl.(7.40)

$$\frac{U_{T_1,m} I_{T_1,m}}{P_2} = \frac{1}{D(1-D)}. \quad (7.45)$$

Hinsichtlich der Schaltleistung des Leistungstransistors ist also ein Betrieb mit $D=0.5$ vorteilhaft, d.h. bei gegebener Eingangs- und Ausgangsspannung ist das Windungszahlverhältnis so zu wählen, dass $D=0.5$ resultiert. Selbst in diesem Fall ist jedoch ein Transistor mit einer Schaltleistung gleich der vierfachen Durchgangsleistung P_2 vorzusehen ($(D(1-D))_{D=0.5}=0.25$).

Für den Tiefsetzsteller wächst die bezogene Transistorschaltleistung mit $1/D$ (siehe Gl.(7.43)). Wenn keine Forderung nach Potentialtrennung der Ausgangsspannung besteht, ist der Einsatz eines Transformators zur Realisierung eines DC/DC-Konverters mit extremer Spannungsabschwächung hinsichtlich Transistorauslegung also erst für $U_2/U_1=D \leq 0.25$ sinnvoll.

Bei Einsatz eines zweiten Leistungstransistors kann die Primärwicklung auch für die Entmagnetisierung herangezogen und damit der Wicklungsaufbau des Konverters vereinfacht werden. Die Schaltungsstruktur des Zwei-Transistor-Durchflusswandlers ist in **Fig.7.14(b)** gezeigt. Die Transistoren T_{11} und T_{22} werden synchron getaktet (siehe Steuersignale s_{11} und s_{22} in **Fig.7.14(b)**), nach deren Abschalten wird der Magnetisierungsstrom über D_{12} und D_{21} zurück in U_1 gespeist; der durch die Ausgangsinduktivität eingeprägte Strom i_L läuft dann über die sekundärseitige Freilaufdiode. Es tritt die negative Eingangsspannung als entmagnetisierende Spannung auf (entsprechend $N_3=N_1$), die Dauer der Entmagnetisierung ist daher gleich der Dauer der Aufmagnetisierung, d.h. der Einschaltzeit des Transistors.

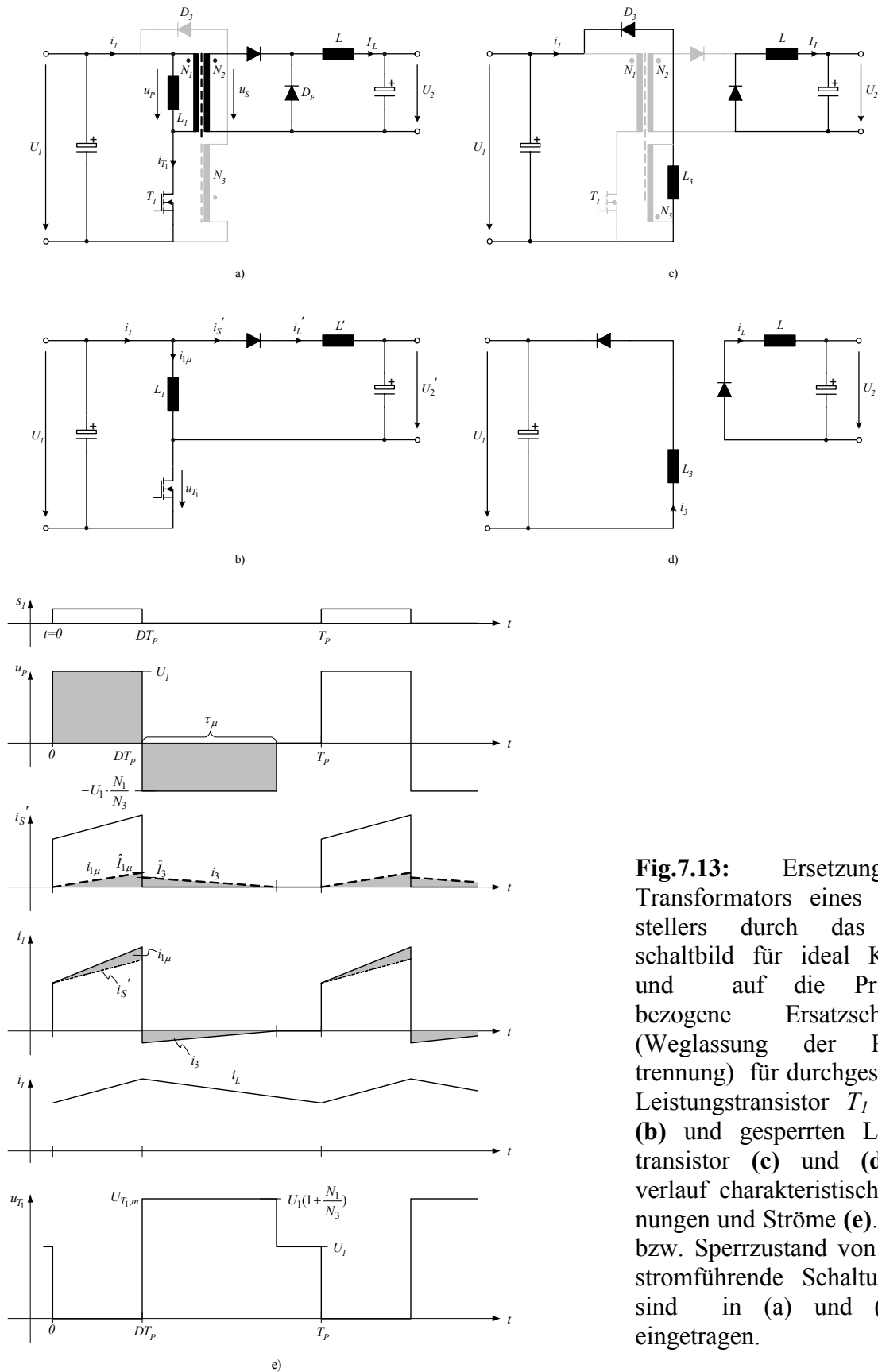


Fig.7.13: Ersetzung des Transformators eines Tiefsetzstellers durch das Ersatzschaltbild für ideal Kopplung und auf die Primärseite bezogene Ersatzschaltungen (Weglassung der Potentialtrennung) für durchgeschalteten Leistungstransistor T_1 (a) und (b) und gesperrten Leistungstransistor (c) und (d); Zeitverlauf charakteristischer Spannungen und Ströme (e). Im Leit- bzw. Sperrzustand von T_1 nicht stromführende Schaltungspfade sind in (a) und (c) grau eingetragen.

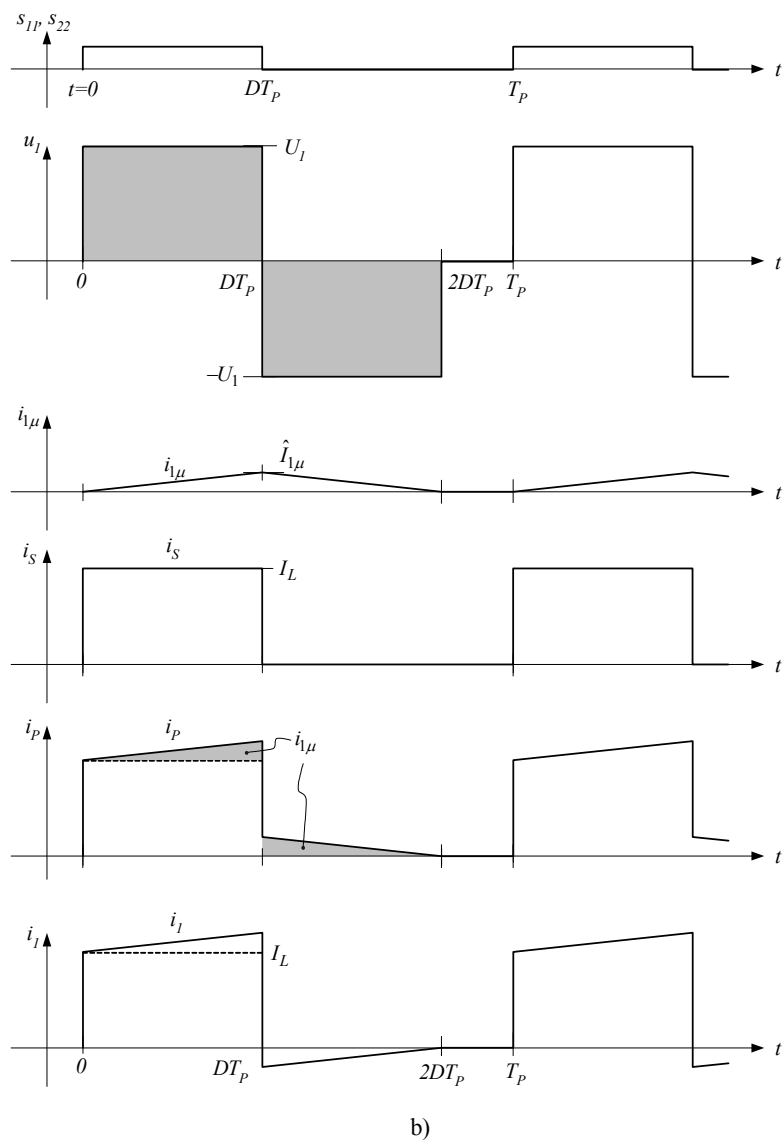
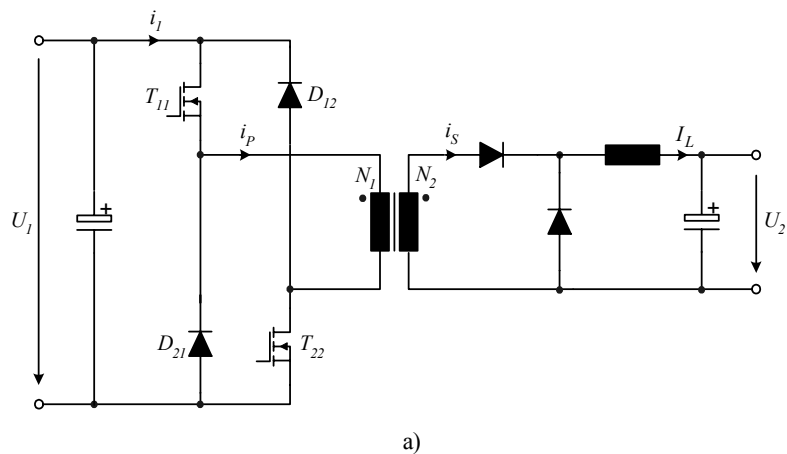


Fig.7.14: Zwei-Transistor-Durchflusswandler (a) und charakteristische Strom- und Spannungsverläufe (b).

Um sicherzustellen, dass der Magnetkern bis zum Beginn der nächsten Taktperiode vollständig entmagnetisiert wird ist daher das Tastverhältnis auf Werte

$$D \leq 0.5 \quad (7.46)$$

zu limitieren.

Anmerkung: Wir haben bisher eine ideale Kopplung der Teilwicklungen des Transformators angenommen. Im Sinne der Kürze wollen wir den Einfluss der Streuung zwischen den Hauptwicklungen N_1 und N_2 des Durchflusswandlers nicht näher darstellen. Es sei nur darauf hingewiesen, dass an der Streuinduktivität ein Spannungsabfall auftritt der gleich einer Verringerung der Transistoreinschaltzeit wirkt. Eine ausführliche Diskussion werden wir in der Vorlesung *Leistungselektronische Systeme I* in Verbindung mit der Behandlung weiterer Durchflusswandlertopologien nachtragen.

Der Einfluss der Streuung zwischen N_1 und Entmagnetisierungswicklung N_3 des Ein-Schalter-Durchflusswandlers kann im wesentlichen den Ausführungen zum streuungsbehafteten Sperrwandler entnommen werden. Es ist eine Begrenzung der Transistorsperrspannung entsprechend Fig.7.9 vorzunehmen, wobei jedoch die Ströme und Energien sehr viel geringer als für den Sperrwandler sind. Allerdings wird der Leistungstransistor aufgrund der nicht idealen Kopplung in jedem Fall über $U_1 + U_1 \cdot N_1 / N_3$ hinaus mit Sperrspannung beansprucht.