Tiefsetzsteller für den Einsatz von 1500-V-PV-Modulen an 1000-V-Wechselrichterbrücken

Christoph Siedle, Stephan Liese
Fraunhofer ISE
Heidenhofstr. 2, D-79110 Freiburg
+49 761 4588 5420
christoph.siedle@ise.fraunhofer.de
www.ise.fraunhofer.de/power-electronics

Sebastian Ulbrich, Helmut Göbkes
SolarMax Produktions GmbH
Greisbacherstr. 6, D-89331 Burgau
+49 3733 507840
s.ulbrich@solarmax.com
www.solarmax.com

Ein anhaltender Trend zur Kostenoptimierung in PV-Systemen ist die Erhöhung der eingangsseitigen Systemspannung von den lange üblichen 1000 V auf 1500 V; der Markt stellt inzwischen eine breite Auswahl geeigneter PV-Module zur Verfügung. Die erhöhte Eingangsgleichspannung der Leistungsstufe führt zu geringeren Stromstärken und ist somit direkt an eine Erhöhung der Leistung gekoppelt. Damit einher gehen eine Kostenreduzierung im Bereich der Gleichstrom-Infrastruktur und eine Steigerung der Leistungsdichte des Wechselrichters. Der Einsatz von Tief- anstelle von Hochsetzstellern auf der DC-Seite ermöglicht bei Stringwechselrichtern die Beibehaltung von 1000-V-Designs auf der AC-Seite.
Die Projektpartner SolarMax Produktions GmbH und Fraunhofer ISE haben sich im vom BMWi geförderten Forschungsprojekt „UP-STRING“ zum Ziel gesetzt, einen derartigen Tiefsetzsteller zu entwickeln. Zur Erzielung eines hohen Wirkungsgrads bei kleinem Bauvolumen werden SiC-Halbleiter eingesetzt, die Taktfrequenzen liegen bei bis zu 100 kHz.

Topologie

Die maximal mögliche Eingangsspannung von 1500 V erlaubt den Einsatz von 1700-V-Halbleitern wegen zu geringer Reserve praktisch nicht, während 2500-V-Halbleiter wiederum schlecht ausgenutzt werden. Von daher ist es günstig, die Eingangsspannung hälftig auf zwei zueinander symmetrische Stellerstufen aufzuteilen, bei welcher 900-V-Bauteile eingesetzt werden können, die in großer Zahl am Markt verfügbar sind. Einen symmetrischen Abwärtswandler (Buck Converter) zeigt Abb. 01.

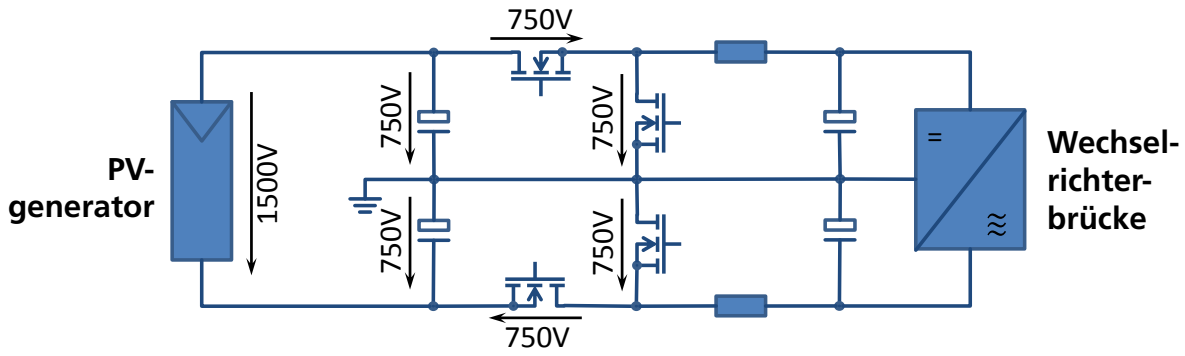

Abb. 01: Beim symmetrischen Tiefsetzsteller muss das Sperrvermögen der Halbleiter nur halb so groß sein wie die Eingangsspannung.

Die Eingangsspannung wird über einen kapazitiven Spannungsteiler auf beide Wandler gleichmäßig aufgeteilt. Die Regelung der beiden Drosselströme muss für gleichmäßige Aufteilung sorgen. Am Ausgang wird der ebenfalls geteilte Zwischenkreis des Wechselrichters angeschlossen; für dessen Symmetrie sorgt die Regelung des Wechselrichters.

Vorteile dieser Schaltung sind ein zum Neutralleiter symmetrisches ruhendes Eingangspotential, ein verhältnismäßig geringer Bauteilaufwand, eine einfache Regelung und die Verfügbarkeit von Halbleitern mit passender Spannungfestigkeit und Leistung.

Nachteilig sind die zu anderen symmetrischen Topologien großen Drosseln, deren Induktivität aber durch magnetische Verkopplung der beiden Zweige deutlich reduziert werden kann. Der diskontinuierliche Eingangsstrom erhöht den Filteraufwand am Eingang. Da stets beide Zweige im Einsatz sind, ist keine Teilabschaltung bei Teillast (wie etwa bei einem Mehrphasenwandler) möglich.

Andere Wandlertypen wie der SEPIC- oder der Ćuk-Wandler weisen am Eingang einen kontinuierlichen Strom auf, was aus EMV-Gründen vorzuziehen wäre. Leider treten dort aber höhere Sperrspannungen an den Halbleitern auf, so dass wieder 1700-V-Bauteile verwendet werden müssten. Da diese aber nicht für den geplanten Strom erhältlich sind, müssten dann jeweils vier Halbleiter parallel geschaltet werden, evtl. auch als Mehrphasenwandler. Dies triebe aber den Bauteilaufwand der ohnehin schon aufwändigeren Topologien weiter in die Höhe, so dass letztlich die in Abb. 01 dargestellte Struktur derzeit der beste Kompromiss zu sein scheint.

Eingangsfilter

Charakteristisch für einfache DC/DC-Wandler mit einem einzigen magnetischen Bauteil ist der diskontinuierliche Stromverlauf auf der Seite mit der höheren Spannung. Während dies bei Stringwechselrichtern mit Hochsetzsteller am Eingang die Zwischenkreisseite mit ihrem großen Kondensator ist, handelt es sich im vorliegenden Fall um die Eingangsseite. Der diskontinuierliche Strom ruft am Eingangskondensator eine taktfrequente Spannungswelligkeit hervor, für deren Amplitude die Norm enge Grenzen setzt.

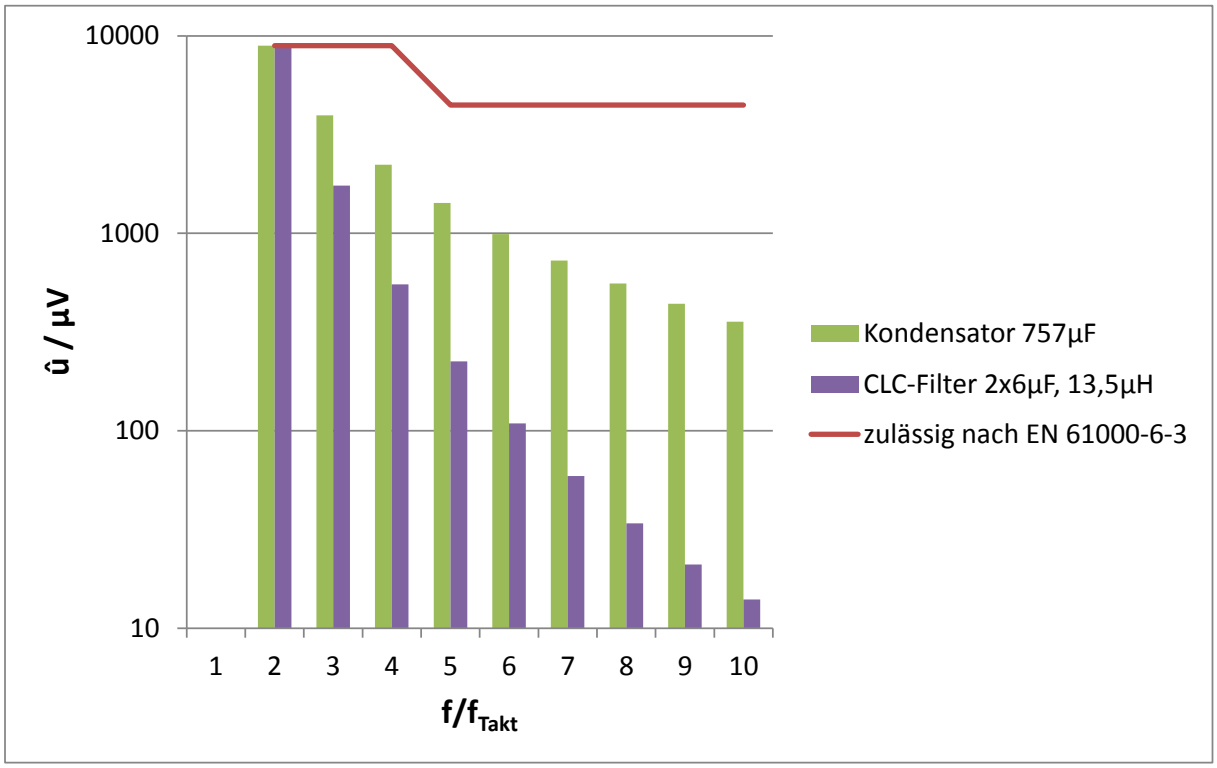

Abb. 02: Ein 20-kW-Steller benötigt trotz der hohen Taktfrequenz von 100 kHz einen Eingangskondensator von 757 µF (grün) in jeder Hälfte, um die zulässigen Spannungswelligkeitsamplituden nicht zu überschreiten. Die Lösung mit π-Filter kommt mit 1/63 Gesamtkapazität aus, bei gleichzeitig besserer Dämpfung der Harmonischen.

Abb. 02 markiert die von der Norm EN 61000-6-3 definierte Grenze (rot) für die Welligkeitsamplitude der Eingangsspannung. Die grünen Säulen zeigen die Amplituden der taktfrequenten Harmonischen bei Verwendung einfacher Kondensatoren im Eingangskreis. Trotz der hohen Taktfrequenz von 100 kHz sind ähnlich große Kondensatoren wie im Zwischenkreis erforderlich. In der Praxis müssten die Kapazitäten noch deutlich höher gewählt werden, weil die Filterwirkung von Elektrolytkondensatoren aufgrund des Ersatzserienwiderstands bei dieser Frequenz schnell abnimmt.

Ersetzt man wie in Abb. 03 den Eingangskondensator durch ein π-Filter (violette Säulen in Abb. 02), so genügt 1/63 der Kapazität – verteilt auf jeweils zwei Kondensatoren. Bei dieser Kapazität ist die Verwendung von Folienkondensatoren problemlos möglich. Neben dem geringeren Ersatzserienwiderstand gegenüber den Elektrolytkondensatoren ist die längere Lebensdauer ein großer Vorteil. Zudem werden die höheren Harmonischen stärker bedämpft. Die zusätzlich benötigten Drosseln sind klein und fallen preislich kaum ins Gewicht.

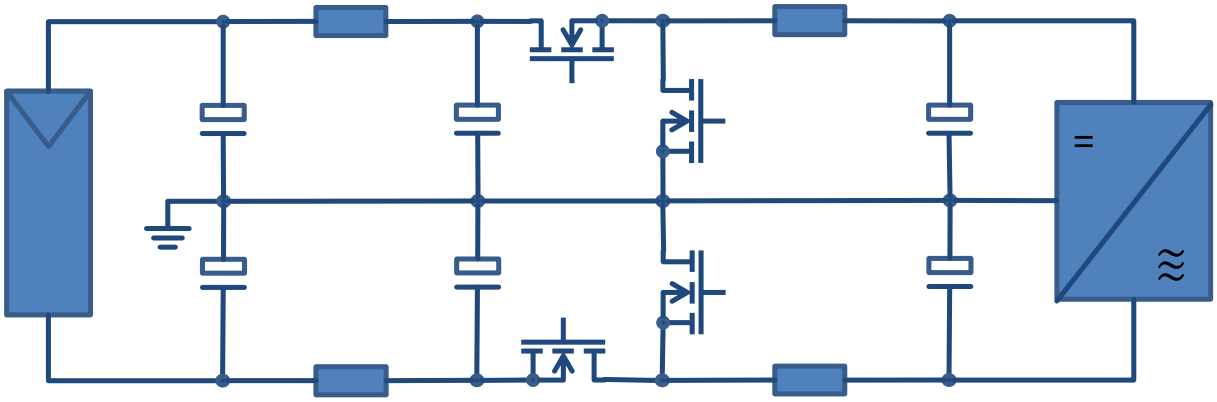

Abb. 03: Das π-Filter auf der Eingangsseite erlaubt die Verwendung von Folienkondensatoren bei gleichzeitig sehr guter Dämpfung der taktfrequenten Oberschwingungen.

Gekoppelte Hauptdrosseln

Durch die magnetische Verkopplung der Hauptdrosseln im Steller heben sich die magnetischen Flüsse teilweise auf, dadurch lässt sich Kernmaterial einsparen. (Abb. 04). Die beiden Stellerhälften werden dabei gegenphasig getaktet.

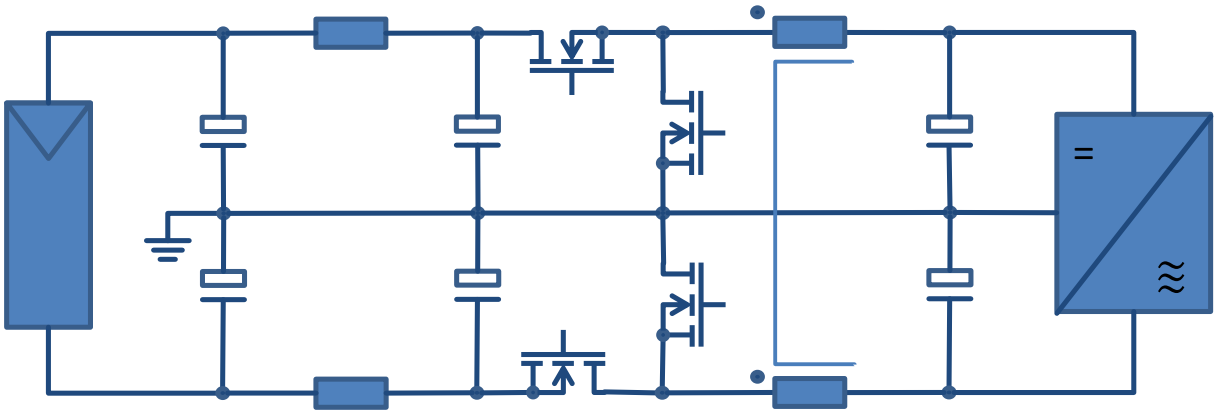

Abb. 04: Magnetische Kopplung der beiden Hauptdrosseln zur Einsparung von Kernmaterial

Da die gegenseitige Kompensation der magnetischen Flüsse mit dem Kopplungsgrad steigt, ist eine enge magnetische Kopplung wünschenswert. Dies zeigen die zeitlichen Verläufe der Flüsse in Abb. 05. Während im ungekoppelten Fall (k = 0) die beiden Streufüsse bei der gewählten Auslegung im Mittel 3,5 mWb betragen – wobei natürlich der Hauptfluss Null ist, sinken die Streuflüsse auf etwa 1/10 dieses Werts bei enger magnetischer Kopplung (k = 0,9). Der Hauptfluss erreicht dann ähnliche Werte.

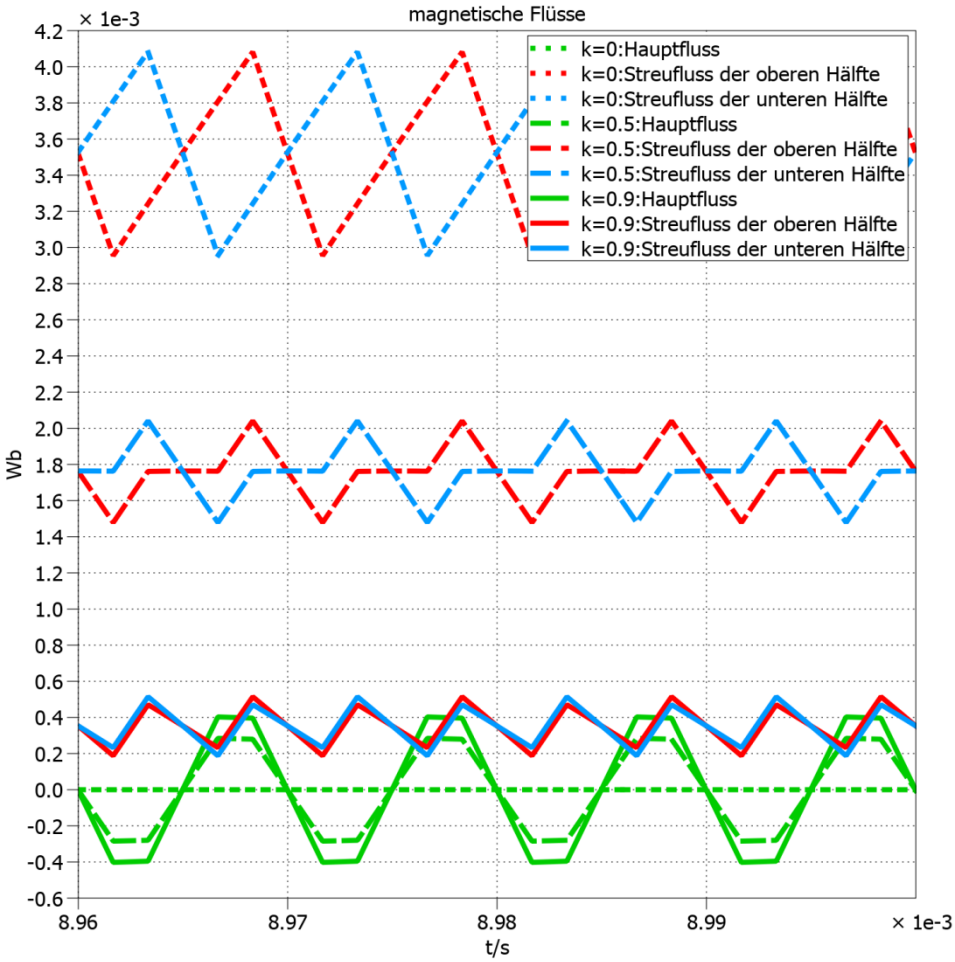

Abb. 05: Magnetische Kopplung der beiden Hauptdrosseln zur Einsparung von Kernmaterial

Leider steigen bei enger magnetischer Kopplung die Stromwelligkeiten stark an, wie in Abb. 06 zu sehen. Während im gewählten Arbeitspunkt bei mittlerer Kopplung (k = 0,5) die Stromwelligkeiten gleich sind wie im ungekoppelten Fall, steigen sie dann mit zunehmender Kopplung schnell an. Dies ist problematisch, weil eine hohe Stromwelligkeit die Halbleiter verstärkt belastet und den Filteraufwand erhöht.

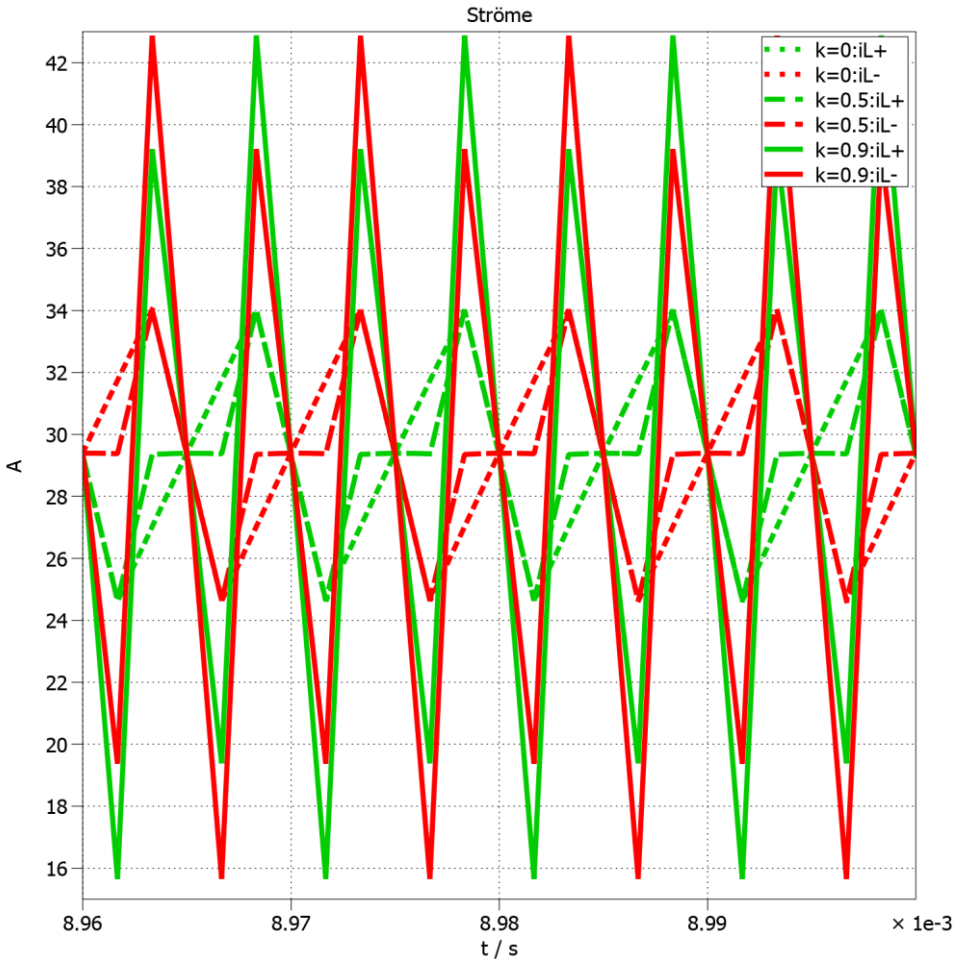

Abb. 06: Hauptdrosselströme bei unterschiedlichen Kopplungsfaktoren k. Die Selbstinduktivitäten L bleiben unverändert, die Gegeninduktivitäten sind mit M = k·L proportional zum Kopplungsfaktor.

Aus diesem Grund ist es notwendig, mit zunehmendem Kopplungsgrad die Selbstinduktivität anzuheben. Fordert man, dass im Arbeitspunkt mit dem Tastverhältnis d die Stromwelligkeit stets gleich bleibt, so muss bei k > 0 die Selbstinduktivität das m-fache der Selbstinduktivität ohne Verkopplung sein. Dies führt auf die Gleichung

$$m = \frac{1}{1-k} \cdot \left(1 - \frac{1}{d} \cdot \frac{k}{1+k}\right).$$

Das Diagramm in Abb. 07 veranschaulicht den Zusammenhang. Für Kopplungsfaktoren zwischen 0 und 1 ändert sich die Stromwelligkeit im Linearisierungspunkt kaum, bei k = 0,5 ist sie für d = 2/3 sogar identisch. Wählt man hingegen die starke Verkopplung k = 0,9, was zur Reduktion der magnetischen Flüsse nach Abb. 05 ja erstrebenswert ist, so muss die Selbstinduktivität auf das 2,9-fache gegenüber dem ungekoppelten Fall erhöht werden.

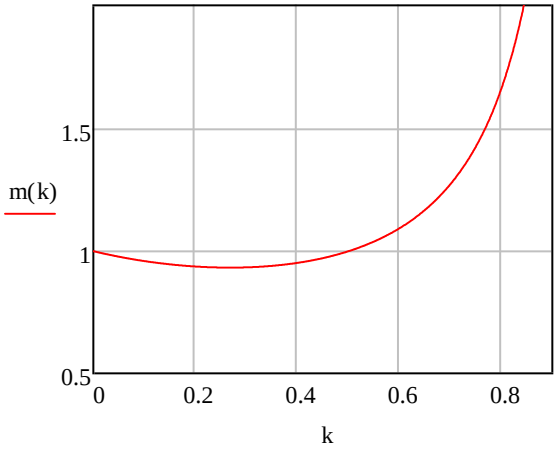

Abb. 07: Verhältnis der Selbstinduktivität bei k > 0 zu der im ungekoppelten Fall für d = 2/3, wenn die Stromwelligkeit im Arbeitspunkt d von k unabhängig sein soll.

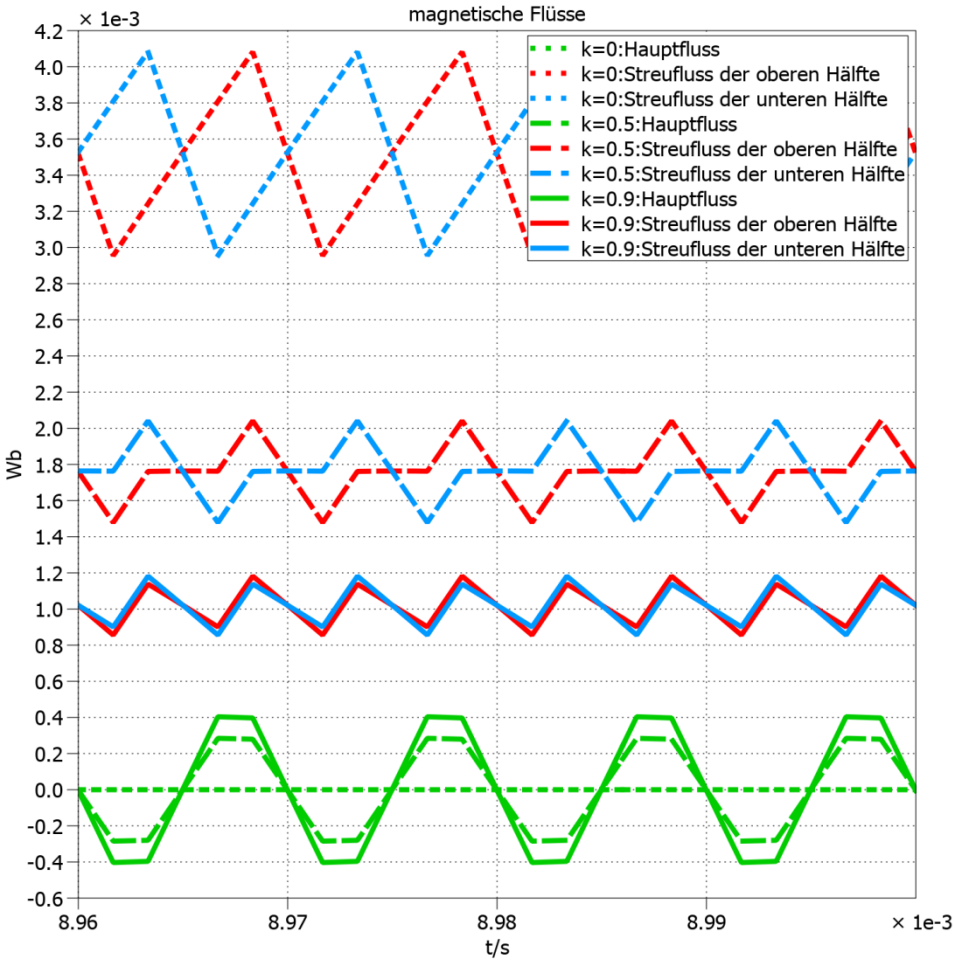

Abb. 08: Magnetische Flüsse der Hauptdrosseln bei unterschiedlichen Kopplungsfaktoren k und Anpassung der Induktivitäten L und M an k, entsprechend Abb. 07. Bei starker Kopplung (k = 0,9) sind jetzt die Flüsse im Vergleich zu Abb. 5 deutlich höher (Faktor m). Der Gewinn gegenüber mittlerer Kopplung (k = 0,5) ist nicht mehr so groß.

Der Vergleich der Diagramme Abb. 05 und Abb. 08 zeigt, dass jetzt die Streuflüsse bei starker Kopplung gestiegen sind. Dies bedeutet, dass die Spielräume zur Einsparung von Kernmaterial bei höheren Kopplungsfaktoren schnell abnehmen. Bedenkt man darüber hinaus, dass die Reglerrobustheit gegenüber unsymmetrischen Parameterabweichungen zwischen den beiden Stellerzweigen mit zunehmendem Kopplungsfaktor abnimmt, so wird man in der praktischen Umsetzung über Kopplungsfaktoren von 0,7 nicht hinausgehen.

Regelung

Während bei geringer magnetischer Kopplung die Verluste im Eingangsfilter ausreichen, um dort auftretende Schwingungen zu dämpfen, entstehen mit zunehmender Kopplung neue Resonanzstellen, die eine aktive Dämpfung des Filters mit Hilfe eines Zustandsreglers erfordern. Die Strecke weist acht Zustandsgrößen auf: vier Kondensatorspannungen und vier Drosselströme. Es ist möglich, bei Kenntnis des Eingangsstroms die Drosselströme zu beobachten (auch im ungekoppelten Fall), so dass der messtechnische Aufwand im Rahmen bleibt.

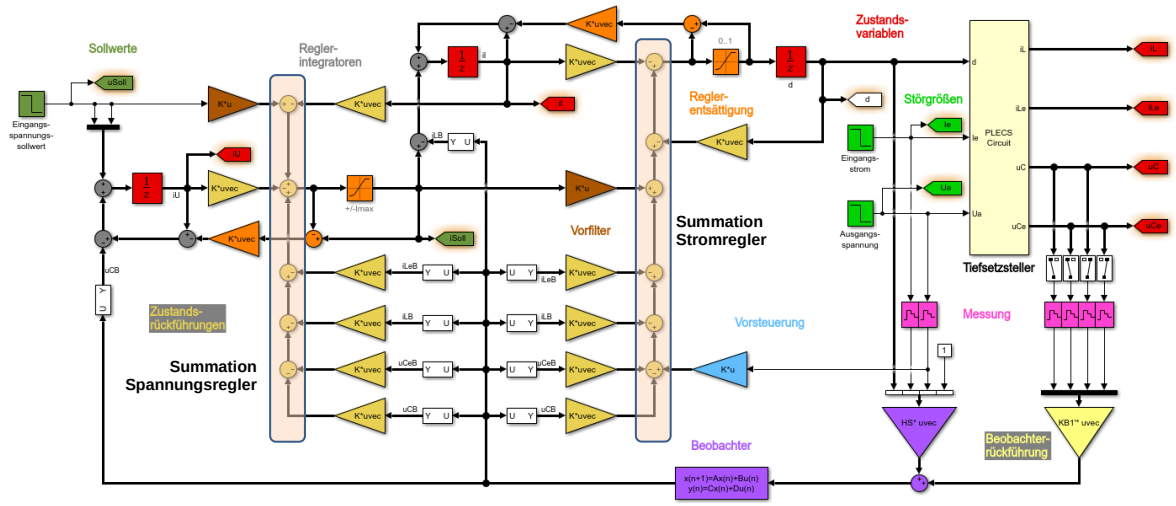

Abb. 09: Struktur des kaskadierten Strom-Spannungsreglers. Der linke Summationsknoten beinhaltetet den Eingangsspannungsregler, der in Bildmitte den unterlagerten Drosselstromregler. Rechts unten befindet sich der Beobachter.

Als Reglerkonzept wurde eine Kaskadenregelung mit unterlagertem Stromzustandsregler zur Strombegrenzung und überlagertem Eingangsspannungszustandsregler gewählt (Abb. 09). Beide Regler sind zur Erzielung stationärer Genauigkeit mit Integratoren ausgestattet. Durch geeignete Wahl der Rückführkoeffizienten wird erreicht, dass der Integrator des unterlagerten Reglers nur im Strombegrenzungsfall wirksam ist.

In den folgenden Zeitverläufen wurde stets eine magnetische Kopplung von k = 0,7 gewählt. Die getaktete Brücke wurde durch ein kontinuierliches Äquivalent ersetzt, um taktfrequente Welligkeiten zu unterdrücken und damit einen deutlicheren Blick auf die transienten Vorgänge zu ermöglichen. Die Variablen und deren Zählrichtungen ergeben sich aus Abb. 10.

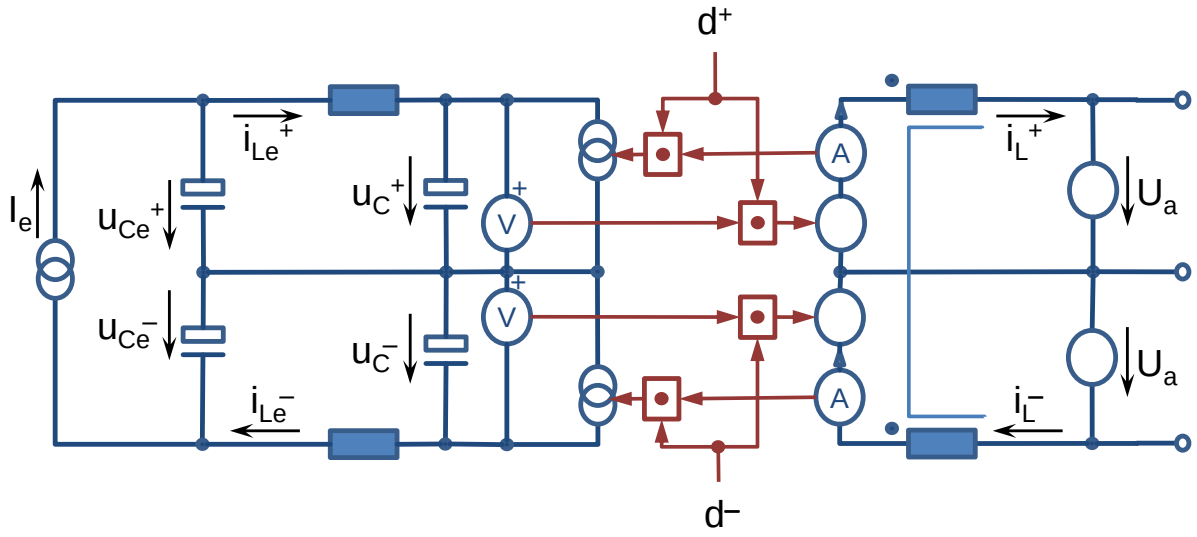

Abb. 10: Den Simulationen zugrunde liegende kontinuierliche Strecke mit Eingangs- und Zustandsgrößen

Die Simulation startet wie in Abb. 11 zu sehen mit unsymmetrischen Strömen in den gekoppelten Hauptdrosseln, um das symmetrierende Verhalten des Reglers zu demonstrieren. Nach etwa 0,3 ms sind die Ströme gleich. Die aus dem Stromunterschied resultierende Spannungsdivergenz wird ebenfalls ausgeregelt. Die hochfrequenten Schwingungen zu Beginn sind Oszillationen aus den Eingangsfiltern, die der Regler wirkungsvoll dämpft.

Im weiteren Simulationsverlauf (vgl. Abb. 12) werden zunächst die Eingangsspannungen u_C^+, u_C^-, u_{Ce}^+ und u_{Ce}^- eingeregelt, das zeitliche Verhalten wird von den Spannungsreglerintegratoren bestimmt. Die Drosselströme i_L^+ und i_L^- bleiben dabei unterhalb der zulässigen Grenze $+I_{max}$.

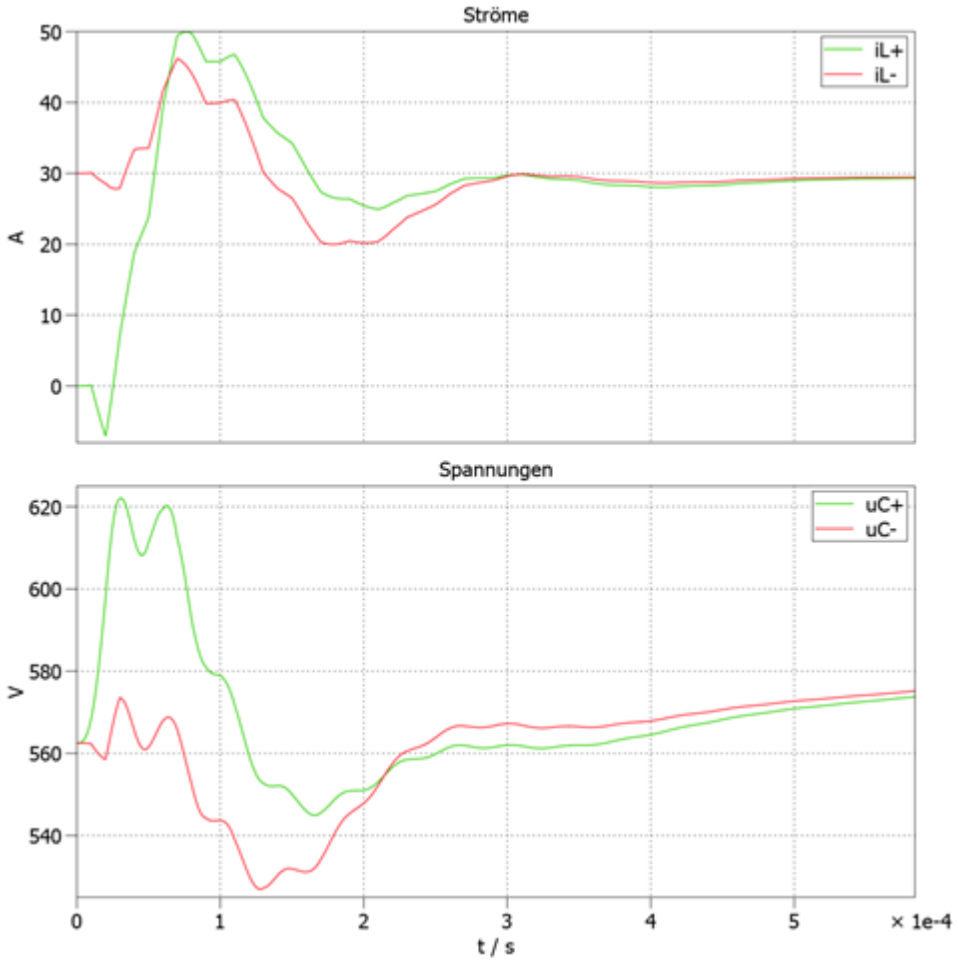

Abb. 11: Simulationsstart mit unterschiedlichen Hauptdrosselströmen in den beiden Stellerhälften. Nach etwa 30 Taktzyklen sind die beiden Ströme identisch. Der Stromunterschied führt zunächst zu einer Divergenz der beiden Kondensatorspannungen, die vom Regler dann aber ebenfalls wieder symmetriert werden.

Das sprunghafte Absinken der Ausgangsspannung U_a zum Zeitpunkt t = 3 ms hat eine Drosselstromerhöhung zur Folge, den der eingeprägte Eingangsstrom I_e ergibt ja zusammen mit der eingeregelten Eingangsspannung eine definierte Leistung, die auch am Ausgang sichtbar wird. Nun übersteigt der Drosselstrom aber die Begrenzung $+I_{max}$, was den Stromreglerintegrator aktiviert und zu einer entsprechenden Absenkung der Eingangsspannung führt. Der Ausgangsstrom weist einen geringen stationären Fehler auf, was auf die Differenz zwischen linearem Beobachter und nichtlinearer Strecke zurückzuführen ist. Die Abweichung ist jedoch so gering, dass sie akzeptiert werden kann.
Bei t = 6 ms wird der Sollwert für die Eingangsspannung abgesenkt, was wiederum aufgrund der Leistungsbilanz zwischen Ein- und Ausgang eine Reduktion des Hauptdrosselstroms bewirkt. Damit fällt der Strom wieder unter die Begrenzung, und die Spannung kann erneut stationär genau eingeregelt werden.

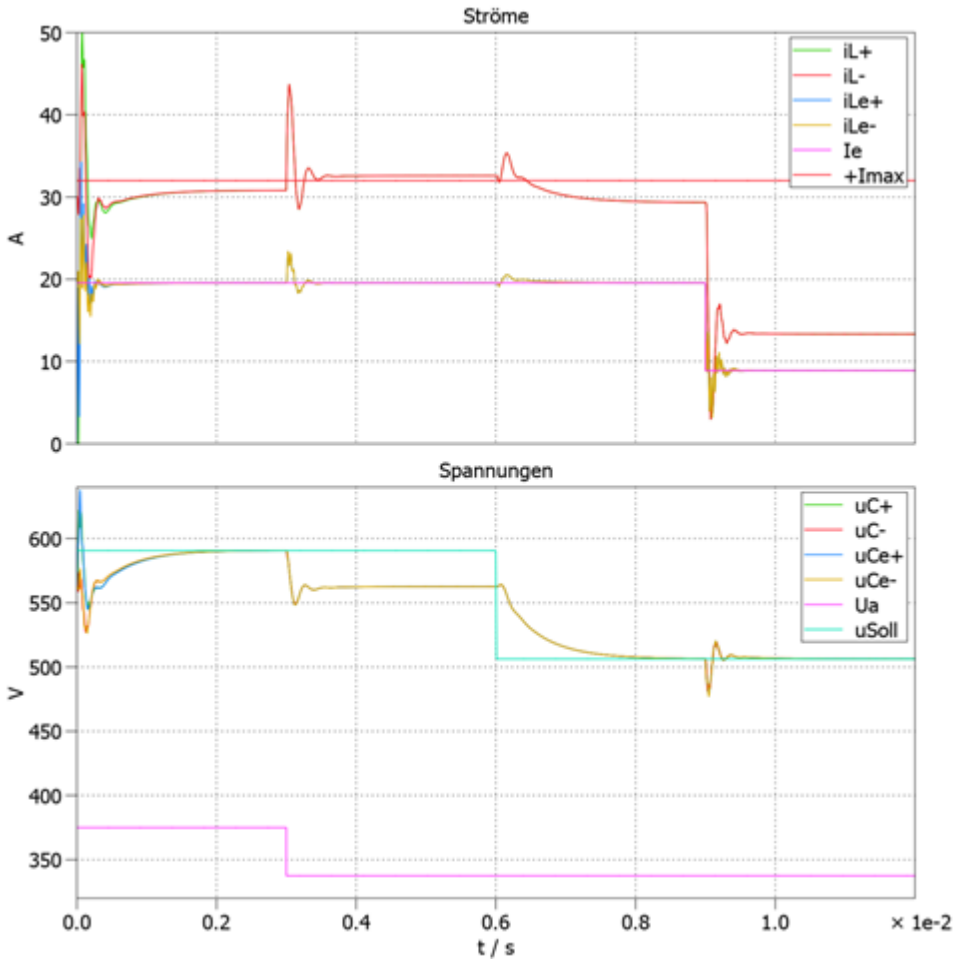

Abb. 12: Gesamter Verlauf der Simulation einschließlich der in Abb. 11 vergrößert dargestellten Symmetrierphase. Zum Zeitpunkt t = 3 ms verkleinert sich die Ausgangsspannung U_a sprungförmig. Bei t = 6 ms wird der Eingangsspannungssollwert u_{Soll} reduziert. Bei t = 9 ms schließlich halbiert sich der Eingangsstrom I_e.

Schließlich wird bei t = 9 ms eine Eingangsstromabsenkung angenommen, die aufgrund der sich nicht ändernden Spannungsverhältnisse proportional auf den Ausgang übersetzt wird.

Implementierung und Ausblick

Die Entwurfsphase für den vorgestellten Tiefsetzsteller ist abgeschlossen, die Hardware aber noch nicht realisiert. Inwieweit es möglich ist, die Halbleiter allein auf Basis der vom Beobachter geschätzten Ströme zu schützen, ist noch nicht geklärt. Evtl. können jedoch entsprechende Gate-Treiber den Schutz übernehmen.

Die vektorielle Darstellung in Abb. 9 verschleiert etwas den tatsächlichen Rechenaufwand. Insbesondere besitzt der Beobachter eine 8x8-Transitionsmatrix. Es ist jedoch gelungen, viele Elemente der Beobachterrückmatrix zu Null zu wählen, was die geforderte Rechenleistung zur Laufzeit wieder reduziert. Aus dem Simulationsmodell wurde bereits echter Programmcode erzeugt, der innerhalb der Abtastperiodendauer von 10 µs (bei 100 kHz Taktfrequenz) auf einem modernen Mikrocontroller ohne weiteres ausführbar ist.

Gefördert durch:

Bundesministerium
für Wirtschaft
und Energie

aufgrund eines Beschlusses
des Deutschen Bundestages