

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro

(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
30. Juli 2020 (30.07.2020)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2020/152076 A1

(51) Internationale Patentklassifikation:

H02M 3/335 (2006.01) *H02M 1/00* (2006.01)
H02M 3/337 (2006.01)

(72) Erfinder: **BOLOHAN, Nicolae Daniel**; Narzissenweg 10
a, 9470 Buchs SG (CH). **NAZERAJ, Egi**; Rötelistrasse 14,
9000 St. Gallen (CH).

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2020/051222

(74) Anwalt: **RÖSLER RASCH VAN DER HEIDE & PART-
NER**; Bodenseestr. 18, 81241 München (DE).

(22) Internationales Anmeldedatum:
20. Januar 2020 (20.01.2020)

(81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL,
AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY,
BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM,
DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT,
HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN,
KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD,
ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO,
NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW,
SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN,
TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW.

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:
10 2019 101 748.3
24. Januar 2019 (24.01.2019) DE

(71) Anmelder: **BRUSA ELEKTRONIK AG** [CH/CH]; Neu-
dorf 14, 9466 Sennwald (CH).

(54) Title: DC-DC CONVERTER WITH BRIDGE CIRCUIT FOR VOLTAGE-FREE SWITCHING, AND ASSOCIATED METHOD

(54) Bezeichnung: DC-DC-WANDLER MIT BRÜCKENSCHALTKREIS ZUM SPANNUNGSLOSEN SCHALTEN SOWIE
ZUGEHÖRIGES VERFAHREN

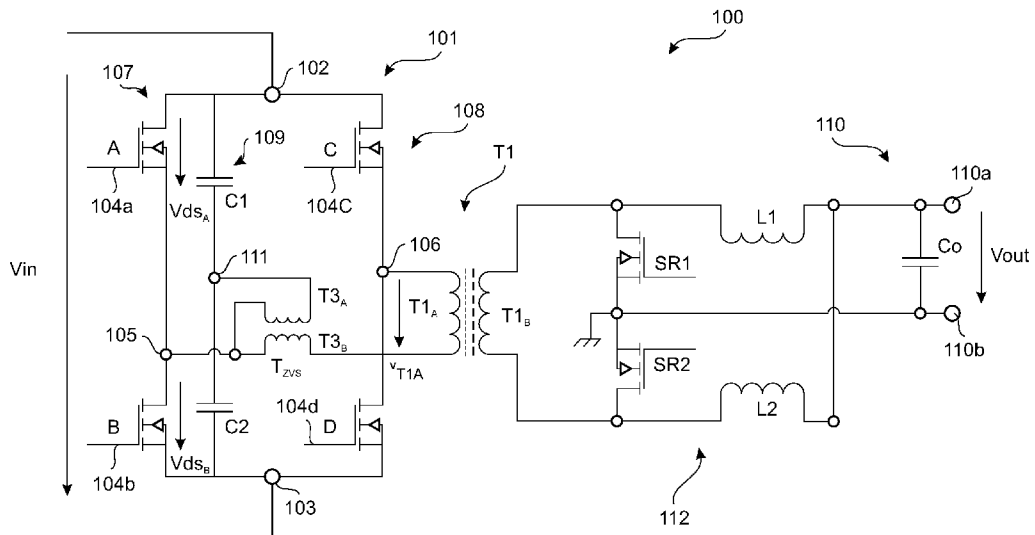


Fig. 1

(57) Abstract: The invention relates to a bridge circuit (101) having: a first (A) and a second (C) high-side switch; a first (B) and a second (D) low-side switch; a transformer (T1) having a primary coil (T1A) and a secondary coil (T1B); a coil (T3B); a current impressing device (T3A); wherein: the first high-side switch (A) and the first low-side switch (B) are connected in series at a first bridge connection (105) in order to form a first bridge branch (107); the second high-side switch (C) and the second low-side switch (D) are connected in series at a second bridge connection (106) in order to form a second bridge branch (108); the first (107) and second (108) bridge branches are connected in parallel at a first (102) and a second (103) input connection; the secondary



WO 2020/152076 A1



(84) **Bestimmungsstaaten** (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), europäisches (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

— mit internationalem Recherchenbericht (Artikel 21 Absatz 3)

coil (T1_B) has a first (110a) and a second (110b) output connection; the primary coil (T1_A) and the coil (T3_B) are connected in series in order to connect the first bridge connection to the second bridge connection; and the current impressing device (T3_A) is configured to impress a predefined current into the coil (T3_B) at a predefined point in time.

(57) **Zusammenfassung:** Die Erfindung betrifft einen Brückenschaltkreis (101) aufweisend: einen ersten (A) und einen zweiten (C) High-Side-Schalter; einen ersten (B) und einen zweiten (D) Low-Side-Schalter; einen Transformator (T1) mit einer Primärspule (T1_A) und einer Sekundärspule (T1_B); eine Spule (T3_B); eine Stromeinprägereinrichtung (T3_A); wobei der erste High-Side-Schalter (A) und der erste Low-Side-Schalter (B) an einem ersten Brückenanschluss (105) in einer Serienschaltung verbunden sind, um einen ersten Brückenweig (107) zu bilden; wobei der zweite High-Side-Schalter (C) und der zweite Low-Side-Schalter (D) an einem zweiten Brückenanschluss (106) in einer Serienschaltung verbunden sind, um einen zweiten Brückenweig (108) zu bilden; wobei der erste (107) und zweite (108) Brückenweig an einem ersten (102) und einem zweiten (103) Eingangsanschluss in einer Parallelschaltung verbunden sind; wobei die Sekundärspule (T1_B) einen ersten (110a) und einen zweiten (110b) Ausgangsanschluss aufweist; wobei die Primärspule (T1_A) und die Spule (T3_B) in einer Serienschaltung verbunden sind, um den ersten Brückenanschluss mit dem zweiten Brückenanschluss zu verbinden; und wobei die Stromeinprägereinrichtung (T3_A) eingerichtet ist, in die Spule (T3_B) einen vorbestimmten Strom zu einem vorbestimmten Zeitpunkt einzuprägen.

DC-DC-WANDLER MIT BRÜCKENSCHALTKREIS ZUM SPANNUNGSLOSEN SCHALTEN SOWIE ZUGEHÖRIGES VERFAHREN

Gebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft das technische Gebiet von Brückenschaltkreisen. Insbesondere betrifft die vorliegende Erfindung einen Brückenschaltkreis, einen DC-DC-Wandler mit dem Brückenschaltkreis, ein Verfahren zum Betreiben eines Brückenschaltkreises und ein Programmelement.

Hintergrund der Erfindung

Zum effektiven Betreiben von Brückenschaltkreisen wird angestrebt, dass diese möglichst schalten, wenn keine Spannung anliegt. Diese Art zu schalten wird als ZVS (Zero Voltage Switching) Schalten bezeichnet. Um die Schaltungen einfach zu halten, besteht die Herausforderung beim ZVS Schaltzeitpunkte optimal einzustellen und keine aufwendigen Zusatzschaltungen, wie beispielsweise Messschaltungen zu verwenden, die ein Feedback an die Steuerung für die Schalter geben.

Insbesondere bei dem Betrieb einer Brückenschaltung in einem Hochspannungs-Gleichstromnetzes, wie es beispielsweise bei dem Hochspannungskreis eines Elektroautos zum Einsatz kommt, können aufgrund der eingesetzten hohen Spannungen hohe Verluste auftreten, wenn die Schalter nicht im richtigen Moment geschaltet werden.

Es mag als eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung angesehen werden, eine effektives ZVS Schalten zu ermöglichen.

Zusammenfassung der Erfindung

Dementsprechend wird ein Brückenschaltkreis, ein DC/DC-Wandler mit dem Brückenschaltkreis, ein Verfahren zum Betreiben eines Brückenschaltkreises und ein Programmelement angegeben.

Der Gegenstand der Erfindung wird von den Merkmalen der unabhängigen Patentansprüche angegeben. Ausführungsbeispiele und weitere Aspekte der Erfindung werden von den abhängigen Ansprüchen und der folgenden Beschreibung angegeben.

Gemäß einem Aspekt der Erfindung wird ein Brückenschaltkreis angegeben. Der Brückenschaltkreis weist einen ersten und einen zweiten High-Side-Schalter, einen ersten und einen zweiten Low-Side-Schalter, einen Transformator mit einer Primärspule und einer Sekundärspule, eine Spule und eine Stromeinprägeeinrichtung auf. In diesem Brückenschaltkreis sind der erste High-Side-Schalter und der erste Low-Side-Schalter an einem ersten Brückenanschluss in einer Serienschaltung verbunden, um einen ersten Brückenast zu bilden. Außerdem sind der zweite High-Side-Schalter und der zweite Low-Side-Schalter an einem zweiten Brückenanschluss in einer Serienschaltung verbunden, um einen zweiten Brückenast zu bilden.

Der erste und zweite Brückenast ist jeweils an einem ersten und einem zweiten Eingangsanschluss in einer Parallelschaltung verbunden, wobei die Sekundärspule einen ersten und einen zweiten Ausgangsanschluss aufweist. Die Primärspule und die Spule oder die Induktivität sind in einer Serienschaltung verbunden, um den ersten Brückenanschluss mit dem zweiten Brückenanschluss zu verbinden. Die Stromeinprägeeinrichtung ist eingerichtet, in die Spule einen vorbestimmten Strom zu einem vorbestimmten Zeitpunkt einzuprägen.

Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein DC/DC-Wandler (Gleichstrom/Gleichstrom-Wandler) mit dem erfindungsgemäßen Brückenschaltkreis beschrieben.

Gemäß noch einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zum Betreiben eines Brückenschaltkreises angegeben, wobei das Verfahren das Betreiben der Schalter des Brückenschaltkreises derart aufweist, dass zu einem vorbestimmten Zeitpunkt ein vorbestimmter Strom von der Stromeinprägeeinrichtung in die Spule eingeprägt wird.

Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Programmelement beschrieben, aufweisend einen Programmcode, der eingerichtet ist, wenn er von einem Prozessor ausgeführt wird, das Verfahren zum Betreiben eines Brückenschaltkreises auszuführen.

Gemäß noch einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein computerlesbares Speichermedium bereitgestellt, auf dem ein Programmcode gespeichert ist, der, wenn er von einem Prozessor ausgeführt wird, das Verfahren zum Betreiben eines Brückenschaltkreises ausführt.

Als ein computerlesbares Speichermedium mag eine Floppy Disc, eine Festplatte, ein USB (Universal Serial Bus) Speichergerät, ein RAM (Random Access Memory), ein ROM (Read Only Memory) oder ein EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory) genutzt werden. Als Speichermedium kann auch ein ASIC (application-specific integrated circuit) oder ein FPGA (field-programmable gate array) genutzt werden sowie eine SSD (Solid-State-Drive) Technologie oder ein Flash-basiertes Speichermedium. Ebenso kann als Speichermedium ein Web-Server oder eine Cloud genutzt werden. Als ein computerlesbares Speichermedium mag auch ein Kommunikationsnetz angesehen werden, wie zum Beispiel das Internet, welches das Herunterladen eines Programmcodes zulassen mag. Es kann eine funkbasierte Netzwerktechnologie und/oder eine kabelgebundene Netzwerktechnologie genutzt werden.

Der Einsatz einer Stromeinprägeeinrichtung kann dafür sorgen, dass einem Schalter der Brückenschaltung, vorhandene Energie entzogen wird, um den Schalter in einem möglichst stromlosen Zustand zu schalten. Insbesondere kann die Stromeinprägeeinrichtung dafür sorgen, dass beim Entzug der Energie der Schalter beim

Schalten unterstützt wird. Dieser eingeprägte Strom kann auch das schnelle entladen eines spannungsführenden Knoten ermöglichen und so das ZVS Schalten begünstigen. So wird beispielsweise die Ausgangskapazität oder parasitäre Kapazität des ersten High-Side-Schalters entladen und die Ausgangskapazität oder parasitäre Kapazität des ersten Low-Side-Schalters wird geladen und der erste Brückenanschluss bewegt sich von einem oberen Potenzial zu einem unteren Potenzial oder Massepotenzial, wodurch dann für den ersten Low-Side-Schalter ein ZVS Schalten erreicht werden kann.

Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung ist die Stromeinprägeeinrichtung eine weitere Spule, welche in Kombination mit der Spule einen zweiten Transformator oder einen Zusatztransformator bilden.

Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung ist eine Kopplung zwischen der weiteren Spule und der Spule gering. In anderen Worten ist die Kopplung zwischen der weiteren Spule und der Spule geringer als die Kopplung zwischen der Primärspule und die Sekundärspule des Transformators. Beispielsweise weist eine Kopplung der weiteren Spule und der Spule einen geringeren magnetischen Koppelfaktor auf, als die Kopplung zwischen Primärspule und die Sekundärspule des Transformators.

Dieser geringe Koppelfaktor des ZVS Transformators mag es erlauben einen Strom in die Spule einzuprägen aber den Kreis nicht mit einer hohen Spannung zu belasten. In anderen Worten kann es der geringe Koppelfaktor des ZVS Transformators ermöglichen eine große Streuinduktivität des ZVS Transformators bereitzustellen, die es erlaubt eine magnetische Energie zu speichern, die jedoch auf die Ausgangs-Leistungsfähigkeit eines Wechselrichters im Wesentlichen nur einen geringen Einfluss hat. Wenn der ZVS Transformator, der die Spule und die Stromeinprägeeinrichtung aufweist, im Gegensatz zu dem geringen Koppelfaktor einen hohen oder guten Koppelfaktor aufweisen würde, würde die verbleibende Induktivität nicht ausreichen, die Energie zusammenzufassen oder zu entziehen, welche für ZVS Bedingungen benötigt wird. Die hohe Leckinduktivität oder die Streuinduktivität des ZVS Transformators wird genutzt, um einen Strom zu generieren oder einzuprägen, der benötigt wird, um ZVS (Zero Voltage Switching) zu erreichen.

So mag der magnetische Koppelfaktor zwischen der weiteren Spule und der Spule einen Wert von etwa 0,9 bei einem maximal möglichen Wert von 1 aufweisen. Koppelfaktoren von typischen Leistungstransformatoren mögen in dem Bereich 0,995 liegen. Auch der Haupttransformator mag einen magnetischen Koppelfaktor von etwa 0,995 aufweisen und damit wesentlich größer sein, als der magnetische Koppelfaktor des ZVS Zusatztransformators, der bei etwa 0,9 liegt.

Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung weist die Brückenschaltung weiter einen High-Side-Kondensator und einen Low-Side-Kondensator auf. Der High-Side-Kondensator und der Low-Side-Kondensator sind in einer Serienschaltung an einem dritten Brückenanschluss verbunden, um einen dritten Brückenweig zu bilden, wobei der dritte Brückenweig mit dem ersten und zweiten Eingangsanschluss verbunden ist und wobei die weitere Spule den dritten Brückenanschluss mit zumindest einem von dem ersten Brückenanschluss und dem zweiten Brückenanschluss verbindet. Die beiden Kondensatoren, der High-Side-Kondensator und der Low-Side-Kondensator, halten den ZVS Transformator auf einem mittleren Spannungspotenzial. So ist der magnetische Kern des ZVS Transformator ausgeglichen und der erste High-Side-Schalter und der erste Low-Side-Schalter können mit einem symmetrischen Schaltmuster angesteuert werden.

Gemäß noch einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung weist der Brückenschaltkreis einen synchronen Gleichrichter auf. Der synchrone Gleichrichter ist mit dem ersten und zweiten Ausgangsanschluss verbunden.

Im Gegensatz zu Dioden, kann der synchrone Gleichrichter aktiv angesteuert werden. Die Ansteuerung kann dabei so ausgebildet sein, dass der synchrone Gleichrichter für eine vorbestimmbare Dauer während einer Freilaufphase des Brückenschaltkreises oder der Phase-Shifted Fullbridge kurzgeschlossen wird. Durch das Kurzschließen des synchronen Gleichrichters während der Freilaufphase des Brückenschaltkreises, kann der Strom in dem ZVS Zusatztransformator erhöht werden, insbesondere kann ein Zusatzstrom in einer Spule des ZVS Zusatztransformators T_{ZVS} eingeprägt werden. Dieser Zusatzstrom kann genutzt werden, um ein ZVS-Schalten und oder ZCS-Schalten des zu der jeweiligen

Schaltphase gehörenden High-Side-Schalters und/oder Low-Side-Schalters zu ermöglichen, indem dieser Schalter einen Übergang von einem Schaltzustand in den anderen durchführt, im Wesentlichen ohne, dass eine Spannung über diesem Schalter anliegt.

Gemäß einem noch weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung weist der Brückenschaltkreis eine Steuereinrichtung auf, welche mit jedem der ersten und zweiten High-Schalter und Low-Schalter verbunden ist. Die Steuereinrichtung ist dazu eingerichtet, die Schalter so zu betreiben, dass zu dem vorbestimmten Zeitpunkt der vorbestimmte Strom von der Stromeinprägeeinrichtung in die Spule eingeprägt wird. Für das Einprägen mögen auch sekundärseitige Schalter genutzt werden, beispielsweise Schalter eines sekundärseitigen Gleichrichters und/oder des synchronen Gleichrichters. Dieses Schalten der Schalter mag während einer Freilaufphase erfolgen.

Die Steuereinrichtung mag beispielsweise so eingerichtet sein, dass sie sekundärseitige Schalter so betreibt, dass der vorbestimmte Strom in die Spule eingeprägt wird. Der oder die sekundärseitigen Schalter mögen Schalter eines sekundärseitigen Gleichrichters und/oder eines synchronen Gleichrichters sein. Der sekundäre Schalter und/oder die Vielzahl von sekundären Schalter mögen mittels MOSFET Bauelementen realisiert sein. Die Höhe des eingeprägten Stromes mag indirekt durch die Zeitdauer bestimmbar sein, für welche der eine, die beiden und/oder die Vielzahl von sekundären Schalter gleichzeitig geschaltet sind und somit die eine, die zwei und/oder die Vielzahl von Sekundärspulen kurzgeschlossen werden. Dieses Kurzschließen der Sekundäerspule und/oder der Vielzahl von Sekundärspulen mag während einer Freilaufphase einer der High-Side-Schalter und/oder der Low-Side-Schalter erfolgen.

Gemäß einem noch anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung ist die Steuereinrichtung weiter eingerichtet, den und/oder die High-Side-Schalter und/oder Low-Side-Schalter so zu betreiben, dass der vorbestimmte Strom in die Spule eingeprägt wird, wenn zu dem vorbestimmten Zeitpunkt der Strom durch die Spule unterhalb eines vorgebbaren Schwellwertes liegt.

Kurze Beschreibung der Figuren

Im Folgenden werden weitere exemplarische Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung mit Verweis auf die Figuren beschrieben.

Fig. 1 zeigt ein Blockschaltbild eines DC-DC-Wandlers mit einem Brückenschaltkreis gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 2 zeigt ein Blockschaltbild eines DC-DC -Wandlers mit einem Brückenschaltkreis und zweier Haupttransformatoren gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 3 zeigt ein Blockschaltbild eines DC-DC -Wandlers mit einem Brückenschaltkreis und einem Haupttransformatoren mit Mittenabgriff gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 4a zeigt Diagramme verschiedener Signalverläufe einer PSFB ohne Verwendung des Zusatztransformators gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 4b zeigt Diagramme verschiedener Signalverläufe einer PSFB mit Verwendung des Zusatztransformators gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 5a zeigt einen Ausschnitt aus Diagramm 4a gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 5b zeigt einen Ausschnitt aus Diagramm 4b gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Detaillierte Beschreibung von Ausführungsbeispielen

Die Darstellungen in den Figuren sind schematisch und nicht maßstäblich. In der folgenden Beschreibung der Fig. 1 bis Fig. 5b werden die gleichen Bezugsziffern für gleiche oder sich entsprechende Elemente verwendet.

In diesem Text mögen die Begriffe „Kondensator“ und „Kapazität“ sowie „Spule“ oder „Drossel“ und „Induktivität“ gleichbedeutend verwendet werden und sollen, sofern nichts weiter angegeben ist, nicht einschränkend interpretiert werden.

Der Begriff „High-Side“ mag einen Anschluss an einem spannungsführenden Potenzial bezeichnen. Der Begriff „Low-Side“ mag einen Anschluss mit einem Bezugspotenzial bezeichnen.

Fig. 1 zeigt ein Blockschaltbild eines DC-DC-Wandlers 100 mit einem Brückenschaltkreis 101 gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Mit dieser Schaltanordnung können gute Schaltbedingungen für die Schalteinrichtungen oder Schalter A, B, C, D einer Phase-Shifted Fullbridge (PSFB) 101 oder eines Brückenschaltkreises 101 mit phasenverschobenem Schaltverhalten erreicht werden. Diese guten Schaltbedingungen mögen erreicht werden, wenn sich ein im Wesentlichen spannungsloses Schalten der jeweils aktiven Schalter A, B, C, D herstellen lässt. Das spannungsloses Schalten, ZVS (Zero Voltage Switching) oder Nullspannungsschalten ermöglicht es hohe Schaltverluste zu vermeiden, die insbesondere bei dem Schalten von hohen Spannungen durch parasitäre Elemente in den Schaltern A, B, C, D entstehen können, da in diesen parasitären Elementen Energie gespeichert sein mag, gegen welche beim Schalten der Schalter A, B, C, D gearbeitet werden muss. Alternativ oder in Ergänzung zu dem ZVS Schalten kann auch ein stromloses Schalten erreicht werden (ZCS, Zero Current Switching).

Eine Brückenschaltung 101 kann beispielsweise in einem DC-DC-Wandler 100 genutzt werden, um eine Eingangsspannung V_{in} in eine Ausgangsspannung V_{out} zu wandeln. Bei V_{in} und bei V_{out} handelt es sich um Gleichspannungen (DC, Direct Current). Auf dem Weg

vom Eingang zum Ausgang wird die Eingangsgleichspannung V_{in} von der Brückenschaltung 101 in eine Wechselspannung (AC, Alternating Current) gewandelt und wieder mittels Gleichrichtung in die Ausgangsgleichspannung gewandelt. Insbesondere in Anwendungen, die in einer OBC-Unit (On Board Charging Unit) eines Elektro- oder Hybridfahrzeugs genutzt werden, kann es nötig sein, sehr hohe Spannungen V_{in} (HV) in übliche Bordspannungen V_{out} von etwa 12V zu wandeln, die beispielsweise genutzt werden können, um ein Radio zu betreiben. Die Spannungen V_{in} werden beispielsweise von dem Gleichstrom-Zwischenkreis des Elektrofahrzeugs bereitgestellt. Alternativ kann die Spannung V_{in} auch von der On-Board-Komponente einer Ladeeinrichtung stammen.

Der DC-DC-Wandlers 100 kann anstelle einer Lichtmaschine (Alternator) eines Fahrzeugs für die Bereitstellung der Bordspannung 12V genutzt werden. Die 12V Bordspannung wird in einem Beispiel nicht direkt durch mechanische Arbeit erzeugt, sondern indem der DC-DC-Wandler 100 die Hochspannung (HV) einer HV Batterie (Gleichspannung, DC) in die 12V Bordspannung eines EV (electrical vehicle) or PHEV (plug-in hybrid electric vehicle) wandelt. Die HV ist in einem Lastkreis oder Zwischenkreis eines Energieversorgungssystems eines Fahrzeugs vorhanden. Die dem HV-Kreis entzogene Energie wird genutzt, eine 12V Bordversorgungsbatterie zu laden, an der die 12V Verbraucher angeschlossen sind. Würde die 12V Batterie nicht aus dem HV-Kreis über den DC-DC-Wandler ständig nachgeladen, würden die angeschlossenen Verbraucher die 12V Batterie entladen, ähnlich, wie wenn bei Nutzung einer mechanischen Energieversorgung die Lichtmaschine ausfallen würde.

Die OBC-Unit (in Fig. 1 nicht eingezeichnet), die V_{in} liefert, wird genutzt, um die HV-Batterie des Zwischenkreises zu laden. Die Spannung der HV Batterie kann bei $V_{in} = 400V$ oder $800V$ liegen. Die OBC-Unit bezieht ihre Energie selbst beispielsweise aus einer AC-Stromversorgung (ebenfalls nicht in Fig. 1 eingezeichnet), der sog. Mains, beispielsweise über einen Wechselstrom- oder Drehstromanschluss. Daher können die Spannungen V_{in} der HV-Gleichspannungen (DC) im Bereich von $400V - 800V$ oder in einem Bereich kleiner als $800V$ liegen. Die Brückenschaltung 101 oder der Brückenschaltkreis 101 ist so konfiguriert, dass sie mit Spannungen entsprechender Größe und Schwankungsbreite umgehen kann.

Die Spannung V_{in} wird dem Brückenschaltkreis 101 über einen ersten Eingangsanschluss 102 und über einen zweiten Eingangsanschluss 103 zugeführt. Der erste Eingangsanschluss 102 mag als High-Side-Anschluss 102 und der zweite Eingangsanschluss 103 mag als Low-Side-Anschluss 103 bezeichnet werden. Diese Eingangsanschlüsse 102, 103 bilden eine Parallelschaltung des ersten 107 und des zweiten 108 Brückenzeiges. Der erste Brückenzeig 107 wird aus einer Serienschaltung des ersten High-Side-Schalters A und des ersten Low-Side-Schalters B gebildet. Der zweite Brückenzeig 108 wird aus der Serienschaltung des zweiten High-Schalters C und des zweiten Low-Side-Schalters D gebildet. Der erste High-Side-Schalter A weist den Steueranschluss 104a, der erste Low-Side-Schalter B weist den Steueranschluss 104b, der zweite High-Side-Schalter C weist den Steueranschluss 104c und der zweite Low-Side-Schalter D weist den Steueranschluss 104d auf. Die Steueranschlüsse 104a, 104b, 104c, 104d sind mit einer in Fig. 1 nicht dargestellten Steuereinrichtung verbunden, die für die phasen-versetzte Ansteuerung der Schalter A, B, C, D sorgt. Dabei wird die Ansteuerung mittels der Steuereinrichtung so vorgenommen, dass im Wesentlichen der erste High-Side-Schalter A und der zweite Low-Side-Schalter D gleichzeitig geschaltet werden. Und so, dass der zweite High-Side-Schalter C und der zweite Low-Side-Schalter B gleichzeitig geschaltet werden. Es kann auch vorgesehen sein, dass zwischen dem Schalten der zueinander gehörenden Schalter eine Pause oder Totzeit vorgesehen ist, während der kein Schalter angesteuert ist und während der alle Schalter offen sind. Bei dem Schaltvorgang ist im Wesentlichen ein Tastverhältnis d von 50% vorgesehen, so dass im Wesentlichen die Schalter-kombinationen A, D und B, C gleich lange aktiv sind.

Die Schalterpaare A, D und B, C, die im Wesentlichen gleichzeitig geschaltet werden, sind diagonal zu der Spule $T1_A$ und/oder der Spule $T3_B$ angeordnet, so dass das paarweise Schalten der Schalterpaare A, D und/oder B, C für einen jeweils umgekehrten Stromfluss durch die Spule $T3_B$ sorgt. Das Ansteuermuster für die phasen-versetzte Ansteuerung der Schalter A, B, C, D entspricht im Wesentlichen einem üblichen für eine Phase-Shift-Switching Full Bridge (PSFB) genutzten Ansteuermuster oder Ansteuerschema.

Fig. 4a Diagramme verschiedener Signalverläufe, insbesondere Spannungsverläufe und Stromverläufe in Abhängigkeit von einem Schaltverhalten eines Brückenschaltkreises 101 und/oder eines synchronen Gleichrichter SR1, SR2 ohne Verwendung des Zusatztransformators gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel Erfindung.

Fig. 4a zeigt ein Diagramm 400a eines erweiterten Signalverlaufs einer PSFB mit nachteilendem A/B ohne Verwendung des Zusatztransformators gemäß einem exemplarischen der vorliegenden Erfindung. Schaltdiagramm 400a zeigt eine Auswahl an Signalverläufen für einen Betrieb einer Phase Shifted Full Bridge Wandlerschaltung ohne ZVS Transformator T_{ZVS} . In der Schaltphase 406a oder Übergangsphase 406a nimmt, wie an Stelle 405a gezeigt der Strom I_{T1A} durch die Primärspule ab, da in dieser Phase ein Schalten des vorausschreitenden Zweiges C, D stattfindet. Während der Freilaufphase II, welche sich an die Phase 406a anschließt, nimmt der Strom I_{T1A} weiter ab, da hier, durch das gleichzeitige Verbinden von Schaltern B, D ein Schaltkreis mit Schalter B, Schalter D und Primärspule $T1A$ gebildet wird. Der Strom nimmt durch den in diesem Freilaufkreis zirkulierenden Stromfluss ab. Der in der Freilaufphase II gebildete Schaltkreis verhält sich wie ein RL-Schaltkreis, welcher aus den Leitungswiderständen und der Primärspule $T1A$ gebildet wird. Durch die Leitungswiderstände entstehen Verluste verursacht durch den Strom, welcher zum Abbau der gespeicherten magnetischen Energie fließt. Durch die auftretenden Verluste während der Freilaufphase II ist die in der Induktivität $T1A$ gespeicherte magnetische Energie während der Schalt- oder Übergangsphase 404a des nachteilenden Zweiges 107 (lagging leg transition) A, B geringer als in der Übergangsphase 406a des vorausschreitenden Zweiges 108 (leading leg transition) C, D. Folglich steht nicht ausreichend magnetische Energie zur Verfügung, um die parasitären Kapazitäten der Schalter A, B des nachteilenden Zweiges vollständig zu entladen, beispielsweise die parasitären Kapazitäten eines MOSFET Schalters A, B

Fig. 4b zeigt Diagramme verschiedener Signalverläufe, insbesondere Spannungsverläufe und Stromverläufe in Abhängigkeit von einem Schaltverhalten eines Brückenschaltkreises 101 und/oder eines synchronen Gleichrichters SR1, SR2 bei der Verwendung des Zusatztransformators T_{ZVS} gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Insbesondere während der Endphase II_B der Freilaufphase II, in der die Low-Side-Schalter B 104b und D 104d und synchrone Gleichrichter SR1 und SR2 gleichzeitig geschaltet sind und den Low-Side-Freilaufkreis 104b, 104d, $T3_B$ und $T1A$ bilden, steigt der Strom I_{T1A} nach der Umschaltphase 406b weiter an, weil die $T3_B$ -Wicklung des T_{ZVS} -Transformators kurzgeschlossen ist, während gleichzeitig an der $T3_A$ -Wicklung von T_{ZVS} die halbe Eingangsspannung im Wesentlichen anliegt. Der Anstieg des Primärstromes I_{T1A} hält bis zu dem Umschaltzeitpunkt 404b des nachteilenden Zweiges

(lagging leg) A/B an, in dem der Low-Side-Schalter B 104b ausgeschaltet und der High-Side-Schalter A 104a eingeschaltet wird. In anderen Worten erlaubt es der Anstieg des Primärstromes I_{T1A} die verfügbare magnetische Energie während dem Übergang 404b des nachteilenden Zweiges (lagging leg) A/B zu erhöhen. Somit kann in der Übergangsphase 404b des Umschaltens des nachteilenden Zweiges 107 A/B als ein weicher Übergang erfolgen und ein weiches ZVS An-Schalten des Schalters A 104a durchgeführt werden.

Das Schaltdiagramm 400b zeigt als Drain-Source-Spannung V_{dsA} den Verlauf der Spannung über dem High-Side-Schalter A also den Verlauf der Spannung zwischen Anschluss 102 und Brückenpunkt 105 in dem ersten Brückenweig 107 für den Fall, dass der Zusatztransformator T_{ZVS} entsprechend Fig. 1 eingesetzt wird. Schaltdiagramm 400a zeigt als Drain-Source-Spannung V_{dsA} den entsprechenden Spannungsverlauf für den Fall, dass kein Zusatztransformator genutzt wird und somit nur die Primärspule $T1A$ alleine für das Schalten des High-Schalters A verantwortlich ist

Fig. 5a zeigt einen Ausschnitt aus Diagramm 4a gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Darin ist die Schaltphase 404a des Schalters A des nachteilenden Zweiges 107 dargestellt, insbesondere die Ansteuerspannung des Schalters A, beispielsweise die Gate-Spannung, falls der Schalter A als MOSFET realisiert ist. Das Vorhandensein eines Miller Plateau 408a in dem Spannungsverlauf A zeigt an, dass der Schalter A nicht entladen werden kann bevor der Schaltvorgang durchgeführt wird, wie auch der Stelle 407a des Verlaufs des Schaltsignals V_{dsA} zu entnehmen ist, so dass nur ein hartes Schalten stattfindet.

Fig. 5b zeigt einen Ausschnitt aus Diagramm 4b gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Fig. 5 stellt den ZVS Schaltvorgang des Schalters A 104a dar. Bei der Annahme, dass der Schalter A als MOSFET realisiert ist, ist nach dem Schaltvorgang in der Schaltphase 404b an der Stelle 408b des Verlaufs der Gate-Spannung des Schalters A kein Miller-Plateau vorhanden. Die Spannung über dem Schalter A 104a, beispielsweise die Drain-Source-Spannung V_{dsA} , ist beim Schalten bereits auf 0 V abgefallen, wie an der Stelle 407b verdeutlicht ist. Somit ist ein vollständiges ZVS Schalten und ein weicher Übergang möglich.

Der Spannungsverlauf der Ansteuerspannung der Eingangsschalter A, B bei Ansteuerung mittels PWM (Puls-Weiten-Modulation) ist in Fig. 4b bei Verwendung des Zusatztransformators T_{ZVS} dargestellt.

In den Figuren 4a, 4b, 5a, 5b, entspricht das Signal A der Gate-Spannung V_g an dem Schalter A 104a, das Signal B der Gate-Spannung V_g an dem Schalter B 104b, das Signal C der Gate-Spannung V_g an dem Schalter C 104c und das Signal D der Gate-Spannung V_g an dem Schalter D 104d, Gemäß Fig. 1 sind die Schalter A 104a, B 104b, C 104c, D 104d als normal sperrende MOSFETS ausgebildet. Das bedeutet, dass das Anlegen einer Spannung an das jeweilige Gate oder ein High-Impuls in Diagramm 400a, 400b einem geschlossenen Schalter entspricht, über den Strom fließen kann. Mit inversen Vorzeichen ist auch der Einsatz von selbstleitenden MOSFETS möglich.

Das Signal SR1 entspricht der Gate-Spannung an dem Schalter SR1. Das Signal SR2 entspricht der Gate-Spannung an dem Schalter SR2.

Das Signal I_{T1A} entspricht dem zeitlichen Verlauf des Primärstroms durch die Spule $T1_A$, insbesondere durch die Primärspule $T1_A$.

Das Signal V_{dsA} entspricht dem zeitlichen Verlauf der Drain-Source-Spannung im Schalter A.

Zur Vereinfachung und zur Verdeutlichung des Einflusses von T_{ZVS} , insbesondere der durch diesen verursachten Stromerhöhung von I_{T1A} sind in den Gegenüberstellungen der Figs. 4a, 5a, 4b, 5b die gleichen Ansteuermuster der Schalter A, B, C, D, SR1, SR2 dargestellt, obwohl in einer PSFB ohne T_{ZVS} nach Fig. 4a ggf. ein anderes Ansteuermuster verwendet würde, da beispielsweise die Schalter SR1, SR2 nicht während der Freilaufphase II gleichzeitig kurzgeschlossen würden, um ZVS Schalten zu erreichen.

Ein Brückenweig 107, 108 kann als leg (Bein) 107, 108 bezeichnet werden. In dem im Folgenden betrachteten PSFB Schaltverfahren wird der zweite Brückenweig 108 oder leg CD 108, welcher die Schalter C und D aufweist als vorauseilender Zweig (leading leg) 108 angesteuert.

Der erste Brückenweig 107 oder leg AB 107, welcher die Schalter A und B aufweist wird als nacheilender Zweig (lagging leg) 107 angesteuert. Die umgekehrte Ansteuerung ist auch möglich. Beim PSFB Schaltverfahren ist leg CD 108 gegenüber leg AB phasenversetzt (phase shifted), um durch den Phasenversatz die Ausgangsspannung V_{out} zu steuern und/oder zu regeln.

Bei einem PSFB Schaltverfahren oder Ansteuerverfahren gibt es im Wesentlichen vier Hauptphasen oder vier Hauptereignisse. Im Folgenden wird auf die Unterschiede gegenüber einem Standard PSFB eingegangen, die durch den Einsatz des ZVS Transformators T_{ZVS} entstehen.

Diagramm 400a zeigt das Ansteuermuster für die Schalter A, B, C, D für den Fall, dass kein ZVS Transformator T_{ZVS} , also keine Spule T_{3A} und keine Spule T_{3B} genutzt wird. Dabei ist der Zeitverlauf des Diagramms 400a im Wesentlichen in vier Phasen I, II, III und IV eingeteilt.

Hingegen zeigt das Diagramm 400b das Ansteuermuster für die Schalter A, B, C, D für den Fall, dass der ZVS Transformator T_{ZVS} , genutzt wird, also, dass die Spule T_{3A} und die Spule T_{3B} genutzt wird.

Die Ansteuermuster für die Schalter A, B, C, D stimmen im Wesentlichen sowohl für Diagramm 400a als auch für Diagramm 400b überein. Ebenso die Einteilung der Phasen I, II, III und IV. Auch entsprechen sich die Ansteuermuster der synchron Gleichrichter SR1, SR2 in den Diagrammen 400a und 400b.

Im Folgenden werden die einzelnen Phasen I, II, III, IV beschrieben.

1. In der Phase I, sind die Schalter B 104b und C 104c angeschaltet oder aktiviert („B & C on“). Diese Phase I wird als Energiezufuhrphase (energizing phase) bezeichnet. Während dieser Phase wird Energie und/oder Leistung aus der Versorgungsquelle V_{in} , beispielsweise die HV Batterie, welche an den Knoten 102, 103 angeschlossen ist, an die Last (nicht in Fig. 1 gezeigt) an den Anschlüssen 110a, 110b, V_{out} übertragen. Der Stromfluss erfolgt somit in der Phase I im Wesentlichen über Knoten 102, Schalter C, Primärspule $T1_A$ und, falls die Spule $T3_B$ vorhanden ist, über $T3_B$, über Schalter B in den Knoten 103.

1.a) Im Folgenden wird die Phase I für den Fall betrachtet, dass kein Transformator T_{ZVS} vorgesehen, für den Fall also, dass weder die Spule $T3_A$, noch die Spule $T3_B$ vorhanden ist. Die zugehörigen Signalverläufe sind in den Figs. 4a, 5a abgebildet. Für den Fall, dass kein Transformator T_{ZVS} vorgesehen ist, steigt nach dem Umschalten des Schalters B wegen des Umschaltens des nachteilenden Zweiges 107, welches die Phase I einläutet, der Strom I_{T1A} in dem Haupttransformator $T1_A$ mit einer Steigung gemäß der Formel:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{in} - V_o'}{L_1'} \quad (1)$$

Hierin bezeichnet i den Strom I_{T1A} durch die Primärspule $T1_A$, V_o' bezeichnet die Spannung an der Primärspule $T1_A$, die durch die Spannung V_{out} an den Anschlüssen 110a, 110b an der nicht dargestellten Last über den Transformator T1 auf die Primärseite des Transformators $T1_A$, reflektiert wird. V_o' entspricht $n \cdot V_{out}$, wobei n die Windungszahl des Transformators T1 ist. L_1' bezeichnet die Induktivität der Spule $T1_A$. Der Strich bei V_o' und L_1' zeigt hierbei an, dass es sich um Werte handelt, die in die Primärspule $T1_A$ reflektiert worden sind.

Der Strom I_{T1A} fließt während der Phase I von Knoten 102, über Schalter C, über die Primärspule $T1_A$, über Schalter B in den Knoten 103.

Nur während der weiter unten beschriebenen weiteren Energiezufuhrphase III "A&D on" wird die reflektierte Ausgangsinduktivität L_1' als sehr viel größer als die Streuinduktivität (leakage inductance) des Transformators T1 angenommen. Die Streuinduktivität, die sich bei der Übertragung von T1_A nach T1_B des Transformators T1 ergibt, ist in Fig. 1 nicht eingezeichnet, da es sich dabei um eine fiktive Größe handelt, die keinem physikalischen Baustein entspricht. Sie kann jedoch über die Bauart des Transformators eingestellt werden.

1.b) Wird zusätzlich, wie in Figs. 4b, 5b gezeigt, der ZVS Transformator T_{ZVS} in Reihe zu T1 vorgesehen, erhöht der ZVS Transformator T_{ZVS} mit seinen Spulen T3_A und T3_B während der Phase I die Spannung über der Primärspule T1_A des Haupttransformators T1. Somit ändert sich die Steigung des Stromes gegenüber Formel (1) während der der Energiezufuhrphase I, wenn der ZVS Transformator T_{ZVS} vorgesehen ist, zu:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{in} \left(1 + \frac{1}{2n_{ZVS}} \right) - V_o'}{L_1'} \quad (2)$$

Hierbei bezeichnet i wiederum den Primärstrom I_{T1A} , n_{ZVS} die Windungszahl des ZVS Transformators T_{ZVS} und $2n_{ZVS}$ die doppelte Windungszahl, wobei davon ausgegangen wird, dass die Spulen T3_A und T3_B die gleiche Windungszahl n aufweisen. In der Energiezufuhrphase I "B&C on" ist lediglich die Änderung des Stromes I_{T1A} durch die Primärspule über der Zeit von dem Vorsehen des ZVS Transformators T_{ZVS} betroffen und es ergeben sich somit im Wesentlichen keine Änderungen gegenüber dem Ansteuerungsverfahren einer PSFB Schaltung, bei welcher der ZVS Transformator T_{ZVS} nicht vorgesehen ist. Je größer die Windungszahl n_{ZVS} des ZVS Transformators T_{ZVS} ist, umso weniger macht sich der ZVS Transformators T_{ZVS} bemerkbar.

2. Durch das im Wesentlichen gleichzeitige Umschalten der Schalter C, D des vorausseilenden Zweiges 108 entsteht die Übergangsphase 406a, 406b zwischen der Phase I und der Phase II. Während der Übergangsphase 406a, 406b wird der Schalter C 104c ausgeschaltet, über den in der Phase I der Strom I_{T1A} zugeführt worden ist, und der Schalter D 104d wird eingeschaltet (Turn-off C/Turn-on D). Diese Übergangsphase 406a, 406b wird als Übergang des vorausseilenden Brückenzeigs 108 (leading leg transition) bezeichnet.

2.a) Im Fall der Figs. 4a, 5a, dass kein Transformator T_{ZVS} vorgesehen ist, wird, um einen weichen Übergang (ZVS) zu erreichen und hartes Schalten zu vermeiden, während der Übergangsphase 406a die parasitäre Kapazität der Schalter C und D, im Wesentlichen vollständig entladen bzw. geladen. Die für das Entladen und/oder Laden genutzte Energie wird von der Streuinduktivität (nicht gezeigt in Fig. 1) der Primärwicklung $T1_A$ in der Form von magnetischer Energie aufgenommen bzw. abgegeben. Die magnetische Energie der Streuinduktivität (leakage inductance) der Primärwicklung $T1_A$ bestimmt sich zu:

$$\Delta E_L = \frac{1}{2} L_{lk} I^2 \quad (3)$$

Hierin bezeichnet ΔE_L die Änderung der Energie in der primärseitigen Streuinduktivität L_{lk} von Transformator T1 und I den Strom I_{T1A} durch die Primärspule $T1_A$. Diese Formel bezieht sich jedoch allgemein auf das Erreichen von einer ZVS Bedingung mittels der Schalter A und B und sie ist nicht nur auf die Phase II beschränkt. Wenn ausreichend Strom in dem Haupttransformator $T1_A$ vorhanden ist, werden C und D geschaltet und ZVS kann auch für diese beiden Schalter erreicht werden. Um einen weichen Übergang beim Schalten von A und B zu erreichen (ZVS), sollte die Bedingung erfüllt sein:

$$\Delta E_L > \Delta E_C = \left(\frac{4}{3} C_{mos} + \frac{1}{2} C_{tr} \right) V_{in}^2 \quad (4)$$

Die Änderung der in der primärseitigen Streuinduktivität von T1 gespeicherten induktiven Energie sollte größer sein als die Änderung der in den parasitären Kapazitäten C_{mos} der Schalter A und B gespeicherten kapazitiven Energie ΔE_C . In anderen Worten, sollte die primärseitige Streuinduktivität so dimensioniert sein, dass diese Bedingung erfüllt ist. Formel (4) drückt aus, dass die in der Streuinduktivität der Spule $T1_A$ gespeicherte Energie größer sein muss als die Energie, welche in den parasitären Kapazitäten C_{mos} der Schalter C und D gespeichert ist, und die Energie, welche in der parasitären Kapazität C_{tr} des Transformators T1 gespeichert ist. Üblicherweise handelt es sich bei dem Schaltvorgang „Turn-off C/Turn-on D“ des vorseilenden Zweiges 108 während der Übergangsphase 406a um einen weichen Übergang, da sich der Strom I_{TA1} bei seinem Maximalwert befindet

und die Energie der Streuinduktivität ausreichend groß ist, um die Kapazitäten C_{mos} und C_{tr} vollständig zu laden bzw. zu entladen.

Während der Übergangsphase 406a, welche sich an das Ende der Energiezufuhrphase I anschließt, werden also die beiden Schalter C, D des vorausseilenden Zweiges 108 (leading leg) 108 im Wesentlichen gleichzeitig umgeschaltet. Lediglich eine kleine Totzeit ist zwischen dem Ausschalten von C und dem Anschalten von D vorhanden. Der geschlossene Schalter C des vorausseilenden Zweiges 108 wird während der Übergangsphase 406a geöffnet und der geöffnete Schalter D des vorausseilenden Zweiges 108 wird geschlossen „Turn-off C/Turn-on D“. Da die Schalter A, B des nachseilenden Zweiges 107 noch nicht betätigt werden, bleibt Schalter A geöffnet und Schalter B geschlossen.

Durch dieses unsymmetrische und zeitlich unterschiedliche Schalten der Schalter C, D des vorausseilenden Zweiges 108 und der Schalter A, B des nachseilenden Zweiges 107, entsteht während der Übergangsphase 406a der Zustand der Phase II, in dem die High-Schalter A, C geöffnet und die Low-Schalter B, D gleichzeitig geschlossen sind. Durch dieses Schaltverhalten bildet sich im unteren Bereich in der Nähe des Low-Side-Knotens 103 eine Schleife oder Freilaufschleife. Die Primärspule $T1_A$ treibt den während der Phase I geflossenen Strom über die Primärspule $T1_A$ und über Schalter B, über Knoten 103 und über Schalter D weiter. Da die Schalter A, C während der Übergangsphase 406a geöffnet sind und/oder geöffnet werden und da der weiter durch $T1_A$ fließende Strom ausreichend groß ist, um parasitäre Ladungen aus dem Brückenpunkt 106 und somit aus den Schaltern C, D zu entladen, können sowohl Schalter C, als auch Schalter D in der Übergangsphase 406a im Wesentlichen unter ZVS Bedingungen geschaltet werden.

2.b) Wenn der ZVS Transformator vorgesehen ist, ergeben sich die Diagramme 400b, wie in Figs. 4b, 5b dargestellt. Diese Diagramme unterscheiden sich während der Übergangsphase 406b im Wesentlichen nicht gegenüber dem Übergangsprozess 406a aus 2a), bei dem kein ZVS Transformator vorgesehen ist. Auch das Ansteuerverfahren ist im Wesentlichen gleich. Allerdings treibt im Falle der zusätzlich zu der Primärspule $T1_A$ in Reihe geschalteten Spule $T3_B$ die Primärspule $T1_A$ wegen des Abfallens des Stromes den während der Phase I geflossenen Strom I_{T1A} über die Primärspule $T1_A$ und über die Spule

T3_B, sowie über den Schalter B, den Knoten 103 und den Schalter D weiter. Die Freilaufschleife weist somit die Primärspule T1_A, die Spule T3_B, den Schalter B, den Low-Side-Knoten 103 und den Schalter D auf.

3. Die sich an die Übergangsphase 406a, 406b anschließende Phase II wird als Freilaufphase II bezeichnet. Während dieser Freilaufphase II sind die Low-Side-Schalter B 104b und D 104d angeschaltet (B & D on), d.h. geschlossen und die High-Side-Schalter A, C geöffnet.

3.a) Im Fall der Figs. 4a, 5a, dass kein Transformator T_{ZVS} vorhanden ist, sind während dieser Phase II „B & D on“ die beiden Low-Side-Schalter B und D eingeschaltet oder geschlossen und die beiden Anschlüsse 105, 106 der Primärspule T1_A des Haupttransformators T1 mit dem Eingangsanschluss 103 verbunden. Somit liegen beide Eingangsanschlüsse 105, 106 des Transformators T1 auf gleichem Potenzial und über dem Transformator T1 liegt keine Spannung an. Allerdings treibt die Primärspule T1_A den Strom I_{T1A} weiter. Dieser Strom I_{T1A} durch die Primärwindung T1_A nimmt jedoch exponentiell gemäß eines RL Schaltkreises- einem Schaltkreis mit Spule und Widerstand - ab:

$$I(t) = I_p e^{\left(\frac{r_{ds,on}}{L_{lk}}\right)t} \quad (5)$$

Hierbei ist I_p der Spitzenstrom (peak current), der während der Übergangsphase 406a „Übergang des vorausschreitenden Brückenastes (leading leg transition)“ aus 2. im Anschluss an die Energiezufuhrphase I fließt. Der Widerstandswert r_{ds,on} ist der On-Widerstand des Schalters B bzw. D, beispielsweise des MOSFETs B bzw. D.

Das Ende der Freilaufphase II bestimmt die weitere Übergangsphase 404a, die dadurch gekennzeichnet ist, dass in dieser weiteren Übergangsphase 404a die Schalter A, B des nachfolgenden Astes 107 geschaltet werden. Der High-Side-Schalter A wird angeschaltet oder geschlossen und der Low-Side-Schalter B wird ausgeschaltet oder geöffnet. Wenn die Streuinduktivität zu klein ist und/oder nicht ausreichend Strom I_{T1A} durch die Primärwindung T1_A des Haupttransformators T1 fließt kann für diesen Schaltvorgang des nachfolgenden

Zweiges 107 in der Übergangsphase 404a kein ZVS Schalten erreicht werden. Denn würde man lediglich die Streuinduktivität von T1 erhöhen, würde dies die Ausgangsleistungsfähigkeit beeinflussen. Daher wird das Erhöhen der Streuinduktivität im Wesentlichen vermieden. Auch kann der Strom nicht ohne weiteres erhöht werden. Jedoch schafft es der Einsatz des ZVS Transformators und die gleichzeitige Ansteuerung der Schalter SR1 und SR2 während der Freilaufphase, den Strom zu erhöhen

3.b) Wenn, wie in Figs. 4b, 5b vorgesehen, gemäß Fig. 1 der ZVS (Zero Voltage Switching) Transformator T_{3A} , T_{3B} zusätzlich als Serienschaltung zu dem Transformator T1 zwischen den Brückenpunkten 105, 106 vorgesehen ist, ergeben sich Unterschiede beim Ansteuern zu einem Fall, bei dem der ZVS Transformator T_{ZVS} nicht vorhanden ist. Denn selbst wenn die Streuinduktivität zu klein ist und/oder nicht ausreichend Strom I_{T1A} durch die Primärwindung $T1_A$ des Haupttransformators T1 fließen würde, kann der Strom I_{T1A} durch die Primärwindung $T1_A$ des Haupttransformators T1 erhöht werden, wenn mittels des ZVS Transformators ausgenutzt wird, dass während der Freilaufphase II vor der Übergangsphase 404b die synchronen Gleichrichter SR1, SR2 gleichzeitig aktiviert oder geschlossen werden. Vor dem Schalten der Schalter A, B des nacheilenden Zweiges 107 werden die synchronen Gleichrichter SR1, SR2 gleichzeitig aktiviert oder geschlossen, wodurch der Ausgang 110a, 110b und insbesondere die Sekundärspule $T1B$ kurzgeschlossen wird. Dieses gleichzeitige Aktivieren von SR1, SR2 erzeugt einen zusätzlichen Stromimpuls in der Primärspule $T1_A$, der den Strom I_{T1A} erhöht und sich somit auch in einer Erhöhung des Stromes durch den ZVS Transformator auswirkt.

An dem Schaltverhalten der synchronen Gleichrichter SR1, SR2 gegenüber Fig. 4a muss daher keine Änderung durchgeführt werden. Das Betätigen der Schalter SR1, SR2 gemäß Fig. 4a könnte für die Ansteuerung einer PSFB ohne ZVS Transformator weggelassen werden und ist in Fig. 4a nur für einen besseren Vergleich eingezeichnet. Es zeigt auch, dass sich der Strom ohne ZVS Transformator trotz Schalten von SR1, SR2 nicht erhöht.

Ist jedoch der ZVS Transformator vorhanden, kann mittels des ZVS Transformators von dem gleichzeitigen Aktivieren der synchronen Gleichrichter SR1, SR2 während der Freilaufphase II, II_B noch während der Übergangsphase 404b Nutzen gezogen werden, um

ZVS Bedingungen für das Schalten der Schalter A, B während der Übergangsphase 404b zu schaffen.

In anderen Worten, wird, um das Vorhandensein des ZVS Transformators T_{ZVS} auszunutzen, noch während der Phase II „B & D on“, während der die Low-Side-Schalter B und D die Brückenpunkte 105, 106 auf der Primärseite auf das gleiche Potenzial schalten, die sekundärseitige Spule $T1_B$ des Transformators T1 kurzgeschlossen, indem die beiden Schalter SR1 und SR2 der Ausgangsgleichrichterschaltung 112 oder der Sekundärseite 112 aktiviert oder eingeschaltet werden, welche beispielsweise mittels MOSFET Transistoren realisiert sind. Der Teil der Freilaufphase II, während dem die synchronen Gleichrichter SR1 und SR2 gleichzeitig eingeschaltet sind, ist am Ende der Freilaufphase II gelegen und mit IIa bzw. II_B bezeichnet. Bei Vorhandensein des ZVS Transformators T_{ZVS} nimmt während dieser Endphase II_B der Strom i_{T1A} ab, wie in Fig. 4b gezeigt ist, während ohne ZVS Transformator T_{ZVS} in der Endphase IIa eine Zunahme des Strom i_{T1A} erfolgt, wie in Fig. 4a zu sehen ist.

In der Phase II wird durch das Aktivieren der Low-Side-Schalter B und D ein geschlossener Schaltkreis aus der Serienschaltung der ZVS Sekundärspule $T3_B$, der Primärspule $T1_A$ und den beiden Schaltern B und D gebildet. Während dieser primärseitige Schaltkreis gebildet wird, indem der erste Low-Side-Schalter B und der zweite Low-Side-Schalter D gleichzeitig das negative Potenzial mit den Brückenanschlüssen 105 bzw 106 verbunden wird, werden die beiden Schalter SR1, SR2 des sekundärseitigen Gleichrichters kurz vor dem Ansteuern der Schalter A, B des nacheilenden Zweiges 107 während der Endphase II_A, II_B aktiviert. Gemäß Fig. 4a und Fig. 4b wird in der Endphase II_A, II_B lediglich der erste synchrone Gleichrichter SR1 aktiviert, da der zweite synchrone Gleichrichter SR2 bereits aktiviert ist.

Der zweite synchrone Gleichrichter SR2 wird vor der weiteren Übergangsphase 404a, 404b ausgeschaltet, also bevor die Schalter A, B des nacheilenden Zweiges 107 betätigt werden. Durch diese Ansteuerung der beiden Schalter SR1, SR2 in der Endphase II_A, II_B werden vor der Übergangsphase 404a, 404b des nacheilenden Zweiges 107 die beiden Anschlüsse der Sekundärspule $T1_B$ gleichzeitig mit dem gleichen Potenzial verbunden, beispielsweise mit dem Massepotenzial und auf diese Weise wird auf der Sekundärseite ein Schaltkreis aus Sekundärspule $T1_B$ und den beiden Schaltern SR1, SR2 gebildet.

In dem primärseitig durch die Schalter B und D und die Spulen T3_B und T1_A gebildeten Stromkreis wird während der Phase II ein Freilauf erzeugt, da das zusammenbrechende Magnetfeld in den Spulen T3_B und T1_A den Primärstrom i_{T1A} aufrechterhält und die Streuinduktivität L_{lk} von Haupttransformator T1 ihren Strom von T_{ZVS}, insbesondere von T3_B, erhält und der Strom durch T1_A weiter zunimmt. Die Steigung des Stromes i_{T1A} berechnet sich nach:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{in}}{n_{ZVS} L_{lk}} - I_p e^{\left(\frac{2r_{ds,on}}{L_{lk}}\right)t} \quad (6)$$

Dieser zusätzlich durch die Streuinduktivität L_{lk} und das sekundärseitige Kurzschließen hervorgerufene (betragsmäßige) Stromanstieg ist in der Fig. 4b an der Stelle 409b im Bereich des Endes der Freilaufphase II_B, während SR1 und SR2 an sind, zu erkennen. Dieser Stromanstieg liegt vor der Übergangsphase 404b, während im gleichen Bereich II der Fig. 4a, ohne T_{ZVS}, ein Abfall des Stromes i_{T1A} zu erkennen ist. Als Folge des zusätzlich injizierten Stromanstiegs durch das Entladen Spulen T3_B und T1_A erhöht sich die magnetische Energie, die in der Streuinduktivität L_{lk} von T1 gespeichert wird, bis schließlich sämtliche in den Schaltern A, B des nacheilenden Zweiges 107 gespeicherte Ladung in eine magnetische Energie der Streuinduktivität L_{lk} umgesetzt ist, so dass die Schalter A, B im Wesentlichen frei von Ladungen sind und der Übergang des nacheilenden Zweigs A/B (lagging leg) 107 unter ZVS Bedingungen durchgeführt werden kann. Dabei zirkuliert der Strom durch die Streuinduktivität. Sollte die Streuinduktivität zu klein sein, muss der Strom erhöht werden, um für ausreichende Energie für ZVS Bedingungen zu sorgen.

4. In der Übergangsphase 404a, 404b zwischen der Phase II und III wird der Schalter B 104b abgeschaltet und der Schalter A 104a angeschaltet (Turn-off B/Turn-on A). Diese Phase 404a, 404b "Turn-off B/Turn-on A" wird als Übergang des nacheilenden Zweigs 107 (Lagging leg transition) A/B bezeichnet.

Während den Energiezufuhrphasen I und III erhöht sich der Strom kontinuierlich, allerdings in entgegengesetzter Richtung, so dass sich der Strom an den Stellen 405a, 405b von 0A

unterscheidet. Die Höhe der Stromzunahme hängt von der Ausgangsleistung des Wandlers 100 ab. Dieser Strom sorgt für die ZVS Bedingungen beim Schalten von den Schaltern C, D des vorausseilenden Zweiges 108.

Während den Freilaufphasen II und IV nimmt der Strom jeweils in entgegengesetzter Richtung ab. Wie in den Phasen II_A und/oder IV_A zu sehen ist werden die Bedingungen für ZVS Schalten von A und B nicht erreicht. Nur wenn, wie in den Phasen II_B und/oder IV_B zu sehen ist ein ZVS Transformator vorhanden ist und die Schalter SR1, SR2 zur gleichen oder selben Zeit eingeschaltet werden, können ZVS Bedingungen für das Schalten von A und B erreicht werden. Alternativ oder zusätzlich könnte auch die Streuinduktivität von T1 erhöht werden, was jedoch zu Einbußen bei der Ausgangs-Leistungsfähigkeit führen kann und deshalb, wenn es durchgeführt wird, nur in geringem Maße durchgeführt wird.

Somit lässt nach einer sprunghaften Zunahme des Stromes i_{T1A} in der Übergangsphase 406a, 406b der Stromfluss i_{T1A} während der Freilaufphase II nach, bis der Endbereich II_A, II_B erreicht wird. Bis zu dem Endbereich II_A, II_B entsprechen sich die Verläufe des Stromes i_{T1A} der Figuren 4a und 4b unabhängig davon, ob der ZVS Transformators T_{ZVS} vorhanden ist oder nicht

Im Wesentlichen wird lediglich der linear während den Phasen II_B und IV_B ansteigende Strom i_{T1A} für das ZVS Schalten von A und B beim Vorhandensein des ZVS Transformators genutzt. Bei dem Stromimpuls des Stromes i_{T1A} , unmittelbar nach dem Schalten von A und B handelt es sich um Wechselwirkungen mit den parasitären Kapazitäten der Schaltung und er kann vernachlässigt werden. Für das unterschiedliche Verhalten einer Schaltung mit ZVS Transformator und ohne ZVS Transformator ist die unterschiedliche Beeinflussung des Stromflusses i_{T1A} mit und ohne ZVS Transformators T_{ZVS} im Endbereich II_A, II_B der Freilaufphase II verantwortlich.

4.a) Wird die PSFB genutzt, ohne dass ein Transformator T_{ZVS} vorhanden ist, wie in Fig. 4a gezeigt, ist die Phase 404a des Übergangs des nacheilenden Zweigs 107 eine kritische Phase, da sie sich an die Freilaufphase (freewheeling phase) II anschließt. Denn wie sowohl in Fig. 4a als auch in Fig. 5a an dem Bezugszeichen 407a zu sehen ist, liegt im

Bereich des Übergangs 404a des nachteilenden Zweiges 107 noch Spannung über dem Schalter A an, während der Schalter A betätigt wird. Das Betätigen des Schalters ist an dem Bezugszeichen 408a gezeigt. Im Beispiel, dass der Schalter A durch ein MOSFET realisiert ist, wird der Schalter A an seinem Gate im Bereich 408a aktiviert, wobei in diesem Zeitbereich noch die gesamte Spannung V_{DSA} an seinem Drain-Source Anschluss anliegt.

Als Folge des geringen Stromes i_{T1A} während der Phase II_A reicht die magnetische Energie, die in der Induktivität T1_A gespeichert ist, nicht aus, die parasitären Kapazitäten der Schalter A und B und der Primärspule T1_A vollständig zu entladen, wenn eine geringe Last am Ausgang 110a, 110b angeschlossen ist. Nur bei einer großen Last würde ein Strom in der Leckinduktivität oder Streuinduktivität auftreten, der groß genug wäre ZVS Bedingungen in den Schaltern A, B des nachteilenden Zweiges 107 herbeizuführen. In Fig. 4a wird jedoch von einer geringen Last ausgegangen und folglich tritt ein hartes Schalten der Schalter A und B. Zwar kann der Zeitbereich in dem weich (ZVS) geschaltet werden kann erhöht werden, indem der Wert der Induktivität der Primärspule T1_A erhöht wird. Dann besteht jedoch ab einem bestimmten Wert die Gefahr, dass die Ausgangsfähigkeit (output capability) des DC-DC-Wandlers 100 oder die Leistungsfähigkeit des Wandlerausgangs 110a, 110b gefährdet wird.

Fig. 5a zeigt den Ausschnitt 404a im Bereich des Übergangs des nachteilenden Brückenzweigs 107 (lagging leg transition) für den Fall, dass kein Transformator T_{ZVS} vorgesehen ist.

4.b) Wenn gemäß dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 1 der Erfindung der ZVS Transformator T_{ZVS} vorgesehen ist, kann, wie in Figs. 4b, 5b gezeigt, durch das Aktivieren der Schalter SR1 , SR2 während der Endphase II_B ein erhöhter Strom i_{T1A} während der Endphase II_B fließen. Wegen des erhöhten Stromflusses in der Endphase II_B kann ein weicher Übergang beim Schalten von A und B erzeugt werden. Der Strom i_{T1A} setzt an der Stelle 405b nicht aus, sondern fließt weiter, insbesondere steigt er weiter während der Endphase II_B der Freilaufphase II bis zu dem Punkt 409b an. Dieser Anstieg des Stromflusses wird durch den ZVS Transformator bewirkt, der die Auswirkungen des

Schaltens der sekundärseitigen Schalter SR1, SR2 oder der sekundärseitigen Gleichrichter SR1, SR2 auf der Primärseite verstärkt.

Hierbei hat der ZVS Transformator T_{ZVS} , also die Kombination der Spulen $T3_A$ or $T3_B$, die Funktion während der Freilaufphase II bzw. IV und insbesondere in einem Endbereich II_B bzw. IV_B , d.h. während dem Zeitintervall, während welchem die Schalter SR1, SR2 gleichzeitig aktiviert sind und die Sekundärspule $T1_B$ kurzschließen, den Primärstrom I_{T1A} zu erhöhen. Da die Low-Side-Schalter B und D während der Freilaufphase II eingeschaltet sind, wird die Spannung über $T3_B$ während der Freilaufphase II auf 0V gehalten. Somit beträgt auch die in die Primärspule von der Sekundärseite reflektierte Spannung Null. Die Spannung über der Spule $T3_A$ beträgt jedoch die Hälfte der Eingangsspannung $\frac{1}{2} V_{in}$. Die Spannung über $T3_B$ wird während der Freilaufphase II auf 0V gehalten. Während die Spannung der $T3_A$ -Wicklung ungleich Null ist, steigt der Strom linear durch den ZVS-Transformator T_{ZVS} . Dieser Strom ist proportional zu der Zeit, zu der SR1 und SR2 aktiviert sind, und umgekehrt proportional zur Streuinduktivität von T_{ZVS} .

Da während der Freilaufphase II die Spannung über den Low-Side-Schalter B auf 0V gehalten wird, kann der Schalter B während der Übergangsphase 404b unmittelbar nach der Freilaufphase II unter ZVS Bedingungen umgeschaltet werden, insbesondere kann der Low-Side-Schalter B unter ZVS Bedingungen ausgeschaltet werden. Nach dem Schalten des Schalters B wird der zusätzlich von der Spule $T3_A$ in die Spule $T3_B$ eingepreßte Strom in den Verbindungsknoten 105 zwischen den Schalter A und B geleitet und hilft dabei sämtliche Ladung in parasitären Elementen von dem High-Side-Schalter A und/oder sämtliche Spannung über dem High-Side-Schalter A abzubauen und für ZVS Bedingungen für das Schalten des Schalters A zu sorgen. Somit kann der High-Side-Schalter A des nachteilenden Zweiges 107 um eine kleine Totzeit nach dem Low-Side-Schalter B des nachteilenden Zweiges 107 unter ZVS Bedingungen geschaltet werden, wie in Fig. 5b dargestellt. Wie der Detailausschnitt der Fig. 5b zeigt, wird A betätigt, nachdem $V_{DS} = 0$ gilt und somit die Spannung über A im Wesentlichen Null Volt beträgt.

In einem Beispiel mag gelten, dass die beiden Schalter A, B des nachteilenden Zweiges 107 während der Übergangsphase 406b im Wesentlichen gleichzeitig geschaltet werden.

In einem anderen Beispiel mag gelten, dass der High-Side-Schalter A des nachteilenden Zweiges 107 zeitlich nach dem Low-Side-Schalter B des nachteilenden Zweiges 107 geschaltet wird. In noch einem anderen Beispiel mag gelten, dass der High-Side-Schalter A des nachteilenden Zweiges 107 während der Phase III nach dem Low-Side-Schalter B des nachteilenden Zweiges 107 geschaltet wird, welcher während der Freilaufphase II geschaltet wird. In noch einem anderen Beispiel mag gelten, dass der Low-Side-Schalter B des nachteilenden Zweiges 107 vor dem zweiten synchronen Gleichrichter SR2 geschaltet wird und der High-Side-Schalter A des nachteilenden Zweiges 107 nach dem zweiten synchronen Gleichrichter SR2 geschaltet wird.

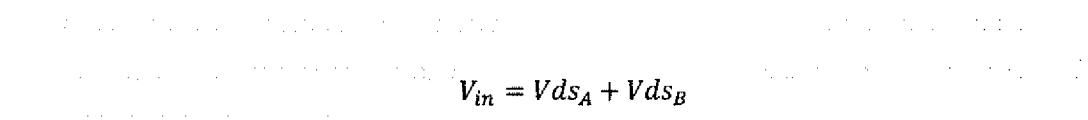
Entsprechendes gilt beim Schalten der Schalter A, B des nachteilenden Zweiges 107 im Anschluss an die Freilaufphase IV. Der Strom I_{T1A} fließt jedoch in während der Energiezufuhrphasen III und der Freilaufphase IV in umgekehrter Richtung verglichen mit den der Energiezufuhrphase I und der Freilaufphase II. Aus der Energiezufuhrphase III kommend ist der Schalter A eingeschaltet und der Schalter B ausgeschaltet. Die Freilaufphase IV beginnt mit dem Umschalten der Schalter C, D des vorausseilenden Zweiges 108. Es wird eine Schleife oder Freilaufschleife im oberen Bereich der Schaltung an dem High-Anschluss 109 gebildet. Die Freilaufschleife weist den Schalter A, die Spule $T3_B$, die Spule $T1_A$, den High-Side-Knoten 102 und den Schalter C auf. Auch in dieser Freilaufschleife wird die Spannung auf 0V gehalten. Es wird daher beim Verlassen der Freilaufphase IV in der Endphase IV_B wiederum zuerst der Schalter A des nachteilenden Zweiges 107 geschaltet, welcher sich in der Freilaufschleife befindet. Da die Spannung in dieser Freilaufschleife auf 0V gehalten wird, kann der Schalter A des nachteilenden Zweiges unter ZVS Bedingungen umgeschaltet werden. Wenn dieser Schalter umgeschaltet ist, kann der zusätzlich durch das Schalten der synchronen Gleichrichter SR1, SR2 generierte Strom ausgenutzt werden, um auch den zweiten Schalter B unter ZVS Bedingungen zu schalten.

Das Schaltverhalten der Schalter A 104a, B 104b, C 104c, D 104d ist in Figs. 4a, 4b, 5a, 5b gleich, unabhängig, ob der ZVS Transformator T_{zvs} vorhanden ist, wie in Figs. 4b, 5b vorausgesetzt ist oder nicht vorhanden ist, wie in Figs. 4a, 5a vorausgesetzt ist. Dieses Schaltverhalten entspricht dem Schaltverhalten einer Phase Shifted Full Bridge (PSFB),

so dass der ZVS Transformator T_{ZVS} bei jeder PSFB nachgerüstet werden kann, ohne das Schaltverhalten zu ändern.

Der ZVS Transformator T_{ZVS} sorgt für die Stromerhöhung 409a in der Endphase II_B der Freilaufphase II bzw. für die Stromerhöhung mit umgekehrtem Vorzeichen in der Endphase IV_B der Freilaufphase IV.

Während der Freilaufphase II und auch während der Freilaufphase IV beträgt die Eingangsspannung V_{in} die Summe der Drain-Spannungen V_{dsA} und V_{dsB} , falls die Schalter A und B als MOSFETs realisiert sind.



$$V_{in} = V_{dsA} + V_{dsB}$$

Fig. 5b zeigt den Ausschnitt im Bereich des Schalt-Intervalls 404b oder der Übergangsphase 404b. Zum Schalt-Zeitpunkt 407b der Schalter A und B des nachteilenden Brückenzeigs 107 (lagging leg transition) ist für den Fall, dass ein Transformator T_{ZVS} vorgesehen ist, die Spannung V_{dsA} über dem Schalter A auf im Wesentlichen 0 V abgefallen, so dass ZVS Schalten möglich ist.

Hingegen ist ohne Transformator T_{ZVS} zum Schalt-Zeitpunkt 407a des Schalters B kein ZVS Schalten möglich, wie in Fig. 5a dargestellt ist.

Die Schalter A, B sind in dem ersten Brückenanschluss 105 und die Schalter C, D sind in dem zweiten Brückenanschluss 106 in Reihe verbunden. Der erste Brückenanschluss 105 und der zweite Brückenanschluss 106 sind auch über eine Reihenschaltung der Spule T_{3B} und der Primärspule T_{1A} des Haupttransformators T1 verbunden. Die Spule T_{3B} kann als Zusatzspule T_{3B} zu der Primärspule T_{1A} des Haupttransformators aufgefasst werden, da sie dazu genutzt werden kann, die Gesamtinduktivität der Reihenschaltung aus T_{1A} und T_{3B} zu erhöhen. Eine hohe Gesamtinduktivität zwischen den Knoten 105 und 106 kann das ZVS Verhalten der Brückenschaltung 101 verbessern.

Die Zusatzspule T_{3B} kann mit einer Stromeinprägeeinrichtung T_{3A} oder einer Strominjektionseinrichtung T_{3A} gekoppelt sein. In dem Beispiel der Fig. 1 handelt es sich bei der Stromeinprägeeinrichtung T_{3A} ebenfalls um eine Spule T_{3A} . Die Spule T_{3B} kann mit der Zusatzspule T_{3B} mit niedriger magnetischer Kopplung gekoppelt sein und so den Zusatztransformator T_{ZVS} oder den ZVS-Transformator T_{ZVS} bilden. Unter Verwendung eines kleinen Transformators T_{ZVS} mit niedriger magnetischer Kopplung kann das ZVS-Schalten der Schalter A und B erreicht werden. Die Stromeinprägeeinrichtung T_{3A} bildet die Primärspule T_{3A} des Zusatztransformators T_{ZVS} und die Zusatzspule T_{3A} bildet die Sekundärspule T_{3A} des Zusatztransformators T_{ZVS} .

Durch die Reihenschaltung des Zusatztransformators T_{ZVS} mit dem Haupttransformator T_1 lässt sich eine gute Ausgangsleistungsfähigkeit (output capability) für die Phase Shifted Full Bridge erzielen. Sollte die Eingangsspannung V_{in} unter einen vorgebbaren Wert fallen kann der DC-DC-Wandler keine Spannung generieren, die in der Lage ist, eine am Ausgang 110a, 110b angeschlossene Last zu versorgen, beispielsweise schafft es der Ausgang des DC-DC-Wandlers nicht, eine 12V Batterie zu laden, wenn die Eingangsspannung V_{in} zu gering ist. Wenn eine Stromeinprägeeinrichtung T_{3A} oder eine Primärwindung T_{3A} vorgesehen ist, die mit einer Sekundärspule T_{3B} gekoppelt ist, welche in Serie mit der Primärspule T_{1A} des Haupttransformators geschaltet ist, kann diese Leistungsfähigkeit des Ausgangs 110a, 110b erhöht werden. Die gute Ausgangsleistungsfähigkeit kann sich also dadurch auszeichnen, dass auch bei einer geringen Eingangsspannung V_{in} noch eine Last am Ausgang des DC-DC-Wandlers mit einer Leistung versorgt werden kann, die dann jedoch auch wegen der geringen Eingangsspannung V_{in} gering sein mag.

Durch diese gute Ausgangsleistungsfähigkeit können effiziente Batterieanwendungen ermöglicht werden, wie beispielsweise Hilfs-DC-DC-Wandler für Elektrofahrzeuge (EV, Electro Vehicles) und für Plug-in Hybrid-Electric Vehicles (PHEV) bei denen der Spannungsbereich V_{in} in Abhängigkeit vom Ladezustand der an dem High-Side-Knoten 102 und dem Low-Side-Knoten 103 angeschlossenen Hochspannungsbatterie (HV-Batterie) groß sein kann.

Alle mit der Primärspule $T1_A$ des Haupttransformators T1 verbundenen Schalter A, B, C, D werden als Primärschalter bezeichnet. Diese können mit Hilfe von MOSFETs A, B, C, D realisiert sein. Um für alle Primärschalter A, B, C, D ein ZVS zu ermöglichen ist die Serienschaltung der der Zusatzspule $T3_B$ mit der Primärspule $T1_A$ des Haupttransformators T1 vorgesehen. Durch die zusätzliche Spannung an der Zusatzspule $T3_B$ kann die gute Ausgangsleistungsfähigkeit (output capability) am Ausgang 110 erreicht werden.

Der Spannungsabfall über $T3_B$ hat Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Ausgangs 110 und das Zufügen von einer Primärspule $T3_A$, welche mit $T3_B$ magnetisch gekoppelt ist erhöht die Leistungsfähigkeit des Ausgangs, indem die Spannung erhöht wird, die an die Primärseite des Haupttransformators T1 angelegt wird. Dabei wirkt sich T_{ZVS} zweifach auf die Erhöhung der Leistungsfähigkeit des Ausgangs aus. Einerseits erhöht sich die Spannung, die an der Primärspule $T1_A$ des Haupttransformators T1 anliegt um einen Wert, der durch die Formel $\frac{V_{in}}{n_{ZVS}}$ gegeben ist. Durch die erhöhte Eingangsspannung des Transformators ergibt sich die Ausgangsspannung $V_{out} = V_o$ zu:

$$V_o = \frac{V_{in}}{n_{tr}} \left(1 + \frac{1}{n_{ZVS}}\right) D \quad (7)$$

Dabei ist n_{tr} die Windungszahl des Haupttransformators T1.

Ein ZVS Transformator T_{ZVS} kann die Schaltverluste mindern. Mit und ohne ZVS Transformator T_{ZVS} dauert es eine vorbestimmte Zeit bis eine Primärspannung an der Primärspule $T1_A$ auch an der Sekundärspule $T1_B$ erscheint, nachdem diese Primärspannung an die Primärspule $T1_A$ von Transformator T1 angelegt worden ist. Diese Verzögerung entsteht, da der Primärstrom durch $T1_A$ erst von einem Freilaufzustand in einen Zustand übergehen muss, in welchem der Ausgangsstrom an der Primärspule $T1_A$ reflektiert wird. Zwar ist es gewünscht die gespeicherte magnetische Energie zu erhöhen, um einen langen Freilauf zu ermöglichen, in welchem die magnetische Energie abgebaut wird. Würde diese magnetische Energie erhöht, indem eine hohe Induktivität von $T1_A$ vorgesehen wird, würde dies zu hohen Schaltverlusten

(duty loss) führen. Mittels, des ZVS Transformators kann die magnetische Energie erhöht werden, indem ein Strom vorgesehen ist, ohne die Induktivität von T_{1A} zu erhöhen.

In anderen Worten kann durch das Vorsehen von dem ZVS Transformator T_{ZVS} eine hohe magnetische Energie im System gespeichert werden, jedoch bei einer geringen Streuinduktivität von T_{1A} und somit können die Schaltverluste (duty loss) reduziert werden. Das Speichern einer hohen magnetischen Energie ist nötig, um ZVS Bedingungen für den Übergang der Schalter A, B des nacheilenden Zweiges 107 herzustellen, insbesondere, wenn die Schalter A, B als MOSFETs realisiert sind. Dabei wird der ZVS Transformator T_{ZVS} so dimensioniert, dass gerade die magnetische Energie gespeichert wird, welche den ZVS Übergang des nacheilenden Zweiges 107 ermöglicht. Das Speichern einer höheren magnetischen Energie bringt im Wesentlichen keine Verbesserung des Schaltverhaltens.

Da der ZVS Transformator auch eine Streuinduktivität aufweist, speichert der ZVS Transformator die magnetische Energie in seiner Streuinduktivität. Diese magnetische Energie ist proportional zu dem Spitzenstrom (peak current), welcher durch den ZVS Transformator T_{ZVS} fließt. Dieser Spitzenstrom wiederum ist proportional zu dem Zeitintervall der Freilaufphase, während welchem die Schalter SR1 und SR2 gleichzeitig angeschaltet sind. Die Streuinduktivität des ZVS wird beim Design der Schaltung so festgelegt, dass sie ausreichend Energie für das Herbeiführen von ZVS Bedingungen aufnehmen kann, und kann danach nur schwer geändert werden. Somit wird der Strom, der benötigt wird, um ZVS Bedingungen zu schaffen durch die Zeitdauer gesteuert, während welcher die Schalter SR1 und SR2 während der Freilaufphase gleichzeitig eingeschaltet sind.

Die Zeit, die für den Übergang zwischen den beiden Freilaufzuständen in den Freilaufphasen II und IV benötigt wird, kann als ein Schaltverlust (duty loss) angesehen werden, der wie folgt quantifiziert werden kann:

$$\Delta D = \frac{\Delta I}{V_{in}} L_{lk} f \quad (8)$$

Hierbei ist ΔI der Stromunterschied zwischen dem Strom durch T_{1A} nach der Übergangsphase 404a, 404b "Turn-off B/Turn-on A" d.h. nach der Phase 404a, 404b des Übergangs des nachlaufenden Zweigs 107 (lagging leg transition) wie in 4. beschrieben und dem Strom durch die Primärspule T_{1A} nach der Phase, wenn die vom Ausgangsstrom erzeugte Primärspannung an der Sekundärspule T_{1B} erscheint d.h. dem Zeitpunkt, dass der Ausgangsstrom an T_{1A} reflektiert wird (reflected output current).

ΔD ist ein Zeitwert, der einer Region entlang einer Zeitachse entspricht und f ist die Frequenz der PWM. ΔD ist die Zeitdauer, die benötigt wird, bis sich der Strom ändert. Diese Zeitdauer ΔD sollte möglichst kurz sein, um eine gute Ausgangsspannungsfähigkeit zu erzielen.

Das Zeitintervall ΔD erhöht sich mit zunehmender Last and Ausgang 110, da sich der Stromunterschied ΔI erhöht. Diese Erhöhung der Schaltverluste ΔD kann nur in einem begrenzten Bereich stattfinden, da sie ab einem bestimmten Wert so schwerwiegend sind, dass der Ausgang 110 nicht mehr in der Lage ist die geforderte Ausgangsspannung V_{out} bereitzustellen, beispielsweise zum Laden einer 12V Batterie.

Zwar kann in einer Standard- PSFB ohne T_{ZVS} die ZVS Region, also der Bereich von Eingangsspannungen v_{in} , in welchem ZVS möglich ist, erhöht werden, indem die Induktivität der Primärspule T_{1A} erhöht wird, dann erhöhen sich jedoch die Einschaltverluste (duty cycle losses), da immer länger gewartet werden muss, bis die hohe gespeicherte magnetische Energie die parasitären Spannungen der Schalter A, B, C, D abgebaut hat, um ein Schalten unter ZVS Bedingungen zu ermöglichen. Wenn höhere Spannungen v_{in} an den Schaltern A, B, C, D anliegen, werden nämlich auch höhere parasitäre Spannungen in den Schaltern gespeichert. Es ist jedoch gewünscht, die Brückenschaltung 101 mit einer möglichst hohen PWM Schaltfrequenz f und somit mit einem möglichst geringem ΔD zu betreiben.

Durch das Vorsehen von T_{ZVS} kann die ZVS Region, also der Bereich von Eingangsspannungen V_{in} , bei denen die DC-DC-Wandlerschaltung 100 noch effizient betrieben werden kann, erhöht werden, indem der Strom $I_{T_{1A}}$, der während der

Freilaufphase II durch $T1_A$ fließt, erhöht wird, während gleichzeitig die Streuinduktivität L_{lk} des Transformators T1 geringgehalten wird. Dabei wird zwar auch ΔI erhöht, wodurch sich Einschaltverluste erhöhen, allerdings kann gleichzeitig auch mehr magnetische Energie gespeichert werden. Wird der Strom erhöht, kann zwar mehr magnetische Energie gespeichert werden, allerdings erhöhen sich auch Leistungsverluste und/oder Leitungsverlust (RMS (Root Mean Square) Verluste). Ein weiches Schalten oder ein ZVS Schalten erniedrigt jedoch die Leitungsverluste

In der Schaltung von Fig. 1 ist die Primärseite des DC-DC-Wandlers als Phase-Shifted Full Bridge (PSFB) mit einem zusätzlichen kleinen Transformator T_{ZVS} konfiguriert, um das Nullspannungsschalten (ZVS) der primärseitigen Schalter A und B des nacheilenden Zweiges 107 zu unterstützen. Mittels des Vorsehens des Transformator T_{ZVS} kann durch das Einprägen eines Stromes die gespeicherte magnetische Energie erhöht werden, insbesondere kann der Strom zum Neutralisieren von parasitären Ladungen auf den Schaltern A, B, C, D und insbesondere auf den Schaltern A, B des nacheilenden Zweiges 107. Dieses Neutralisieren kann dabei sehr schnell erfolgen, so dass der DC-DC-Wandler 100 mit einer hohen Schaltfrequenz f arbeiten kann.

Für die primärseitigen Schalter C und D des vorseilenden Zweiges 108 (leading leg) kann bei einer PSFB im Wesentlichen immer, also unabhängig davon, ob der ZVS Transformator T_{ZVS} vorhanden ist oder nicht, ein weiches Schalten oder ein ZVS Schalten realisiert werden.

Die Eingangsspannung V_{in} entspricht der Spannung der HV Batterie. Die Spannung V_{in} kann in einem Bereich von 240V bis 470V liegen oder bei 400V bis 800V für Anwendungen mit stärkeren HV Batterien, wie sie beispielsweise bei elektrischen Bussen oder Hochleistungs-Elektroautos zum Einsatz kommen. Die Schwankung der Eingangsspannung V_{in} kann vom Ladezustand der HV Batterie abhängen. Das Tastverhältnis (duty cycle ratio) der eingesetzten PWM ist abhängig von der anliegenden Eingangsspannung V_{in} . Jedoch kann es nötig sein, andere Typen von Schalteinrichtungen A, B, C, D und andere Transformatoren T1, T_{ZVS} vorzusehen, wenn unterschiedliche Spannungsbereiche versorgt werden sollen, beispielsweise 240V bis 470V liegen oder bei 400V bis 800V.

An den Primärschaltern A, B, C, D liegen die gleichen Spannungen wie an den Punkten 105, 106 an. Da wegen der Änderung des Ladungszustands der HV Batterie V_{in} in einem weiten Bereich schwanken kann, beispielsweise im Bereich von 240V bis 470V, ist im DC-DC-Wandler ein Regelkreis vorgesehen (nicht gezeigt in Fig. 1), der das Tastverhältnis (duty ratio) des Ansteuersignals der Schalter A, B, C, D verändert, um die Ausgangsspannung V_{out} auf einem konstanten Wert zu halten, beispielsweise $V_{out} = 14,5V$ oder $V_{out} = 12V$. Fällt jedoch beispielsweise die Eingangsspannung von 470V auf 240V ab muss das Tastverhältnis und/oder die Frequenz der Schalter A, B, C, D erhöht werden, um eine stabile und/oder konstante Ausgangsspannung V_{out} sicherzustellen. Das Tastverhältnis bestimmt sich aus dem Quotienten der Dauer der Energiezufuhrphase I und der Summe aus der Dauer der Energiezufuhrphase I und der Dauer der Freilaufphase II ($Tastverhältnis = \frac{Dauer\ Energiezufuhrphase\ I}{Dauer\ Energiezufuhrphase\ I + Dauer\ Freilaufphase\ II}$). Die Frequenz für die Ansteuersignale für A, B, C, D, SR1, SR2 bleibt konstant und wird nicht variiert.

Da die Energieübertragung und/oder Leistungsübertragung über den Haupttransformator T1 von der Primärspannung abhängt, könnte wegen der reduzierten Primärspannung nur eine geringe Leistung und/oder Energie über den Haupttransformator T1 übertragen werden und die Leistung, die mit der Spannung V_{out} bereitgestellt werden kann, wäre reduziert.

In anderen Worten ist in dem Verbindungskreis zwischen 105 und 106 eine hohe Induktivität erwünscht, um bei einer hohen Eingangsspannung v_{in} eine hohe magnetische Energie zum Entladen der Schalter A, B des nachteiligen Zweiges 107 bereitzustellen und um dadurch ZVS Schalten zu ermöglichen. Würde die durch die Induktivität der Primärspule $T1_A$ bereitgestellte Induktivität jedoch durch eine Serienschaltung einer zusätzlichen Induktivität $T3_B$ immer weiter erhöht, würde die Leistungsfähigkeit der Ausgangsspannung V_{out} oder die Ausgangsleistung immer weiter reduziert, da das Entladen der Schalter A, B des nachteiligen Zweiges 107 insbesondere bei hohen Spannungen v_{in} entweder nicht schnell genug oder nicht vollständig erfolgen könnte. Somit könnte der DC-DC-Wandler nur in sehr geringen Spannungsbereichen betrieben werden.

Während die Primärseite des Haupttransformators T1 im Wesentlichen an der Hochspannung V_{in} von 240V – 470V anliegt, liegt an der Sekundärseite T1_B des Haupttransformators T1 eine Gleichspannung von 14,5V bzw. eine Spannung aus dem Bereich von etwa 12 V bis 15V an, die als Ausgangsspannung V_{out} beispielsweise einem Radio oder anderen Verbraucher des Bordnetzes bereitgestellt wird.

Das Vorsehen des Zusatz-Transformators T_{ZVS} kompensiert den Verlust der Ausgangsleistung indem die Spannung erhöht wird, die an der Primärspule T1_A des Haupttransformators T1 anliegt. Da die Primärspule T1_A des Haupttransformators T1 mit der Sekundärspule T3_B des ZVS Transformators in Serie geschaltet ist erhöht sich die Leistungsfähigkeit der Ausgangsspannung (output voltage capability). Um diesen Einfluss zu kompensieren ist die Primärspule T3_A vorgesehen, welche zwischen dem Schaltknoten 105 und dem festen Potenzial 111 angeschlossen ist. Eine Spannung, die an der Primärspule T3_A angelegt wird, generiert eine Spannung an der Sekundärspule T3_B. Diese Spannung an der Sekundärspule T3_B erhöht die Spannung an der Primärspule T1_A und sorgt für eine gute Ausgangsspannungs-Leistungsfähigkeit.

Auf diese Weise kann der einstufige DC-DC-Wandler mit einem großen Eingangsspannungsbereich betrieben werden und trotzdem ZVS für alle primärseitigen MOSFETs A, B, C, D gewährleistet werden. Ein einstufiger DC-DC-Wandler ist ein DC-DC-Wandler, der nur ein einziges Mal ein erstes Spannungsniveau in ein zweites Spannungsniveau umsetzt ohne weitere Zwischenspannungslevels zu erzeugen,

Eine Seite oder ein Anschluss der Primärspule T3_A des Zusatztransformators T_{ZVS} ist mit dem ersten Brückenanschluss 105 und mit einer Seite der Zusatz-Spule T3_B oder der Sekundärspule T3_B des Zusatztransformators T_{ZVS} verbunden. Die andere Seite oder der andere Anschluss der Primärspule T3_A des Zusatztransformators T_{ZVS} ist mit einem dritten Brückenweig 109 verbunden, der als eine Serienschaltung zweier Kondensatoren C1 und C2 gebildet wird. Diese andere Seite der Primärspule T3_A des Zusatztransformators T_{ZVS} ist zwischen den ersten Kondensator C1 und den zweiten Kondensator C2 geschaltet. Der dritte Brückenweig 109 ist mit dem ersten Eingangsanschluss 102 und

dem zweiten Eingangsanschluss 103 verbunden und ist parallel zu dem ersten 107 und zweiten 108 Brückenweig geschaltet. Der dritte Brückenweig 109 sorgt dafür, dass ein Anschluss der Spule T_{3A} auf einem festen oder konstanten Potenzial gehalten wird. Eine Spannungsänderung der Primärspule T_{3A} des ZVS Transformators, die einen Strom in die Sekundärspule T_{3B} einprägt, hängt damit von einer Potenzialänderung der Brückenpunkte 105 und 106 ab. Somit wirkt sich auch der durch das Schalten der synchronen Gleichrichter SR1, SR2 in die Primärspule T_{1A} reflektierte Impuls auf den Zusatztransformator T_{ZVS} aus.

Ausgangsseitig ist parallel zu der Sekundärspule T_{1B} des Haupttransformators T1 die Serienschaltung von einem ersten synchronen Gleichrichter (Synchronous Rectifier, SR) SR1 und einem zweiten synchronen Gleichrichter (Synchronous Rectifier, SR) SR2 geschaltet. Diese sind über eine erste Ausgangsspule L1 und eine zweite Ausgangsspule L2 sowie einen Ausgangskondensator C0 mit dem Ausgang 110 des DC-DC-Wandlers 100 verbunden, über den die Ausgangsspannung V_{out} bereitgestellt wird. Der synchrone Gleichrichter SR1, SR2 wird so betrieben, dass jeweils die positive bzw. negative Halbwelle, die in der Sekundärspule T_{1B} induziert wird mit der gleichen Polung an den Glättkondensator C_0 weitergegeben wird, so dass eine Ausgangs-Gleichspannung V_{out} generiert wird.

Fig. 2 zeigt ein Blockschaltbild eines DC-DC -Wandlers 200 mit einem Brückenschaltkreis 101 und zweier Haupttransformatoren T1, T2 gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. In dieser Konfiguration wird der Strom auf der Sekundärseite des Haupttransformators 1 auf vier Spulen L1, L2, L3, L4 und vier synchrone Gleichrichter SR1, SR2, SR1', SR2' aufgeteilt, wodurch sich die Effizienz der Schaltung und die Behandlung des Stroms vereinfachen lässt. Ausserdem ist der Haupttransformator T1 aus Fig. 1 in die zwei Haupttransformatoren T1, T2 aufgeteilt. Die Primärspule T_{1A} des ersten Haupttransformators ist mit den Sekundärspulen T_{1B} und T_{1C} des ersten Haupttransformators gekoppelt. Die Primärspule T_{2A} des ersten Haupttransformators ist mit den Sekundärspulen T_{2B} und T_{2C} des ersten Haupttransformators gekoppelt. Die Ausgangsschaltungen 112a, 112b entsprechen im Wesentlichen der Ausgangsschaltung 112 aus Fig. 1. Allerdings ist in jeder der Ausgangsschaltungen 112a, 112b eine Sekundärseite der beiden Transformatoren T1, T2

genutzt. Hierbei werden die synchronen Gleichrichter SR1 und SR1' gleichartig betrieben und die synchronen Gleichrichter SR2, SR2' werden gleichartig betrieben.

Fig. 3 zeigt ein Blockschaltbild eines DC-DC -Wandlers mit einem Brückenschaltkreis und einem Haupttransformator mit Mittenabgriff gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. In dieser Schaltungsvariante ist nur eine Ausgangsspule L1 vorgesehen.

Die in den Figuren Fig. 1 – 3 dargestellten Wandlerschaltungen können sowohl als Stromverdoppler als auch als Mittenabgriff-Konfiguration auf der Sekundärseite verwendet werden. Der Mittenabgriff 301 ist auf der Sekundärseite des Haupttransformators T1'' angeordnet und mit den beiden Teil-Sekundärspulen T1_B'' und T1_C'' und der Spule L1 verbunden. Die beiden Teil-Sekundärspulen T1_B'' und T1_C'' sind auch mit den Gleichrichtern SR1'' und SR2'' verbunden. Zwischen den Gleichrichtern SR1'' und SR2'' befindet sich ein Masseanschluss, der auch mit einem der Ausgangsanschlüsse verbunden ist. Parallel zum Ausgang ist der Kondensator C0 angeschlossen.

Das Schaltverhalten mit und ohne ZVS Transformator ist in den Figs. 5a, 5b vergrößert dargestellt. Die Spannungsverläufe V_{dsA} über den High-Side-Schalter A des nachteilenden Zweiges (lagging leg) A/B ist für einen Fall aufgenommen, bei dem an dem Ausgang 110 keine Last anliegt, also für den lastfreien Fall oder den Leerlauf. Um einen Zusatzstrom in die Sekundärspule T3_B einzuprägen, werden die synchronen Gleichrichter SR1 und SR2 während der Freilaufphase II_B der Low-Side-Schalter B, D gleichzeitig eingeschaltet, um einen kurzen Impuls über der Sekundärspule T1_B durch den Spannungsabfall auf 0V Ausgangsspannung zu erzeugen, der sich auf die Primärspule T1_A überträgt. Die Kurve V_{dsA} aus Fig. 5b entspricht dem Fall, bei dem der Zusatztransformator T_{ZVS} in Serie zu dem Haupttransformator T1 vorhanden ist, wie in Fig. 1 dargestellt.

In der Phase III ist der Schalter A geschlossen und Schalter B offen. Es ist zu erkennen, dass während der Schaltphase 404a, 404b die Anfangsspannung von etwa $V_{in} = 400V$ über A und B für den Fall, dass T_{ZVS} genutzt wird, bereits vor der Schaltphase 404b auf

0V abgefallen ist, wie an Stelle 407b angedeutet, wohingegen die Spannung $V_{in}=400V$ für den Fall, dass T_{ZVS} nicht genutzt wird, am Ende der Schaltphase 404a immer noch eine Spannung aufweist, wie an Stelle 407a angedeutet. Somit ist bei Nutzung des ZVS Transformators T_{ZVS} ein ZVS Schalten auch in dem lastfreien Fall möglich. Denn gemäß Fig. 1 ist der Zusatztransformator T_{ZVS} in Reihe mit dem Haupttransformator T1 geschaltet und hilft einen Strom in die Spule $T3_B$ des Zusatztransformators einzuprägen. Unabhängig von der Last am Ausgang 110a, 110b kann ZVS Schalten des High-Schalters A 104a erreicht werden. Denn wenn am Ausgang keine Last anliegt, ist der Ausgangsstrom 0A und die Ausgangslast R_{load} unbestimmt. Die Ausgangsspannung V_{out} wird unabhängig von der Last auf konstante 14,5 V geregelt, beispielsweise indem die Frequenz und/oder das Tastverhältnis der PWM Schalter A, B, C, D verändert wird.

An die Energiezufuhrphase III schließt sich eine weitere Freilaufphase IV an, nämlich die Freilaufphase der High-Side-Schalter A 104a und C 104c. In dieser wird ein Freilauf-Schaltkreis aus Schalter A 104a, C 104c, Zusatzspule $T3_B$ und Primärspule $T1_A$ gebildet.

Mit der phasenverschoben geschalteten Vollbrückentopologie (PSFB) mit einer zusätzlichen Induktivität $T3_B$, die mit dem Transformator T1 in Reihe geschaltet ist lässt sich somit ein ZVS Schalten oder ein weiches Schalten erreichen, wenn die zusätzliche Induktivität $T3_B$ Teil eines Transformators T_{ZVS} ist. Der zusätzliche Transformator T_{ZVS} hat einen geringen Koppelfaktor zwischen der Primärspule $T3_A$ und der Sekundärspule $T3_B$. Die geringe Kopplung wird beispielsweise durch einen magnetischen Kern mit einem Schlitz erreicht. In dem Zusatztransformator T_{ZVS} kann Energie zwischengespeichert werden, die für ZVS genutzt werden kann. Durch die geringe Kopplung des ZVS Transformators T_{ZVS} bleibt eine Streuinduktivität (leakage inductance) in T_{ZVS} erhalten, denn der Teil des magnetischen Flusses, der nicht in die Sekundärspule koppelt macht sich als Streuinduktivität bemerkbar. Diese zusätzliche Streuinduktivität kann als eine weitere Induktivität betrachtet werden, welche in Serie zu $T3_B$ liegt, auch wenn die Streuinduktivität kein greifbares Bauteil ist. Über den Koppelfaktor kann auch die Größe der Streuinduktivität beeinflusst werden. Auch die Streuinduktivität kann magnetische Energie speichern, die dann wieder in einen elektrischen Stromfluss umgesetzt werden kann, um ZVS zu unterstützen, indem der Brückenpunkt 105 entladen wird.

Wenn eine Konfiguration mit lediglich einer zusätzlichen Spule T_{3B} ohne Primärspule T_{3A} oder weiterer Spule T_{3A} eingesetzt wird, also kein vollständiger Transformator T_{ZVS} sondern lediglich eine Spule in Reihe mit dem Haupttransformator geschaltet wird, reduziert sich die Ausgangsleistung des DC-DC-Wandlers., da während dem Schalten über der Spule T_{3B} eine Spannung abfällt, die dann die Spannung an der Primärspule T_{1A} des Haupttransformators reduziert. Wie in Figs. 4a und 5a in der Phase 404a dargestellt ist, lässt sich mit solch einer Konfiguration mit lediglich einer zusätzlichen Spule T_{3B} auch bei einer geringen Last kein echtes ZVS des High-Side-Schalters A erreichen, da der Strom durch die Zusatzspule T_{3B} zu gering ist. Die Spule T_{3B} ohne T_{3A} kann lediglich genutzt werden, um ZVS Schalten des Low-Side-Schalters B zu erreichen.

Wird jedoch ein vollständiger ZVS Transformator T_{ZVS} gemäß Fig. 1 genutzt, kann durch das Schalten der synchronen Gleichrichter SR1, SR2 ein zusätzlicher Strom in die Spule T_{3B} eingeprägt werden und somit der Effekt der in der Streuinduktivität des Transformators T_{ZVS} magnetischen Energie genutzt werden. Hierbei kann die Energie $E = \frac{1}{2} * (L * I^2)$ über den Strom gesteuert werden, der durch die Zeitdauer bestimmt wird, während der SR1 und SR2 gleichzeitig aktiviert sind. Der ZVS Transformators T_{ZVS} trägt somit durch das Aktivieren der Synchronen Gleichrichter SR1, SR2 über eine vorgebbare Zeitdauer t_B dazu bei, den Primärstrom I_{T1A} in so einem Masse zu erhöhen, wie er in der Freilaufphase II zum ZVS Schalten der Schalter des nachteilenden Zweiges 107 benötigt wird.

Durch den Einsatz eines zusätzlichen vollständigen Transformators T_{ZVS} kann somit ein sehr effizienter und kostengünstiger einstufiger DC-DC-Wandler realisiert werden. Darüber hinaus lässt sich in den Primärschaltern A, B, C, D ein ZVS-Schalten erreichen, unabhängig von der Last am Ausgang 110. Außerdem lässt sich damit eine hohe Ausgangsleistung am Ausgang 110 bereitstellen, was insbesondere für Anwendungen mit einem großen Eingangsspannungsbereich V_{in} von Bedeutung sein kann.

Es mag als eine Idee der vorliegenden Erfindung betrachtet werden, die magnetische Energie zu erhöhen, die in dem Transformator T_{ZVS} gespeichert wird, indem der Primärstrom I_{T1A} erhöht wird, anstatt die Induktivität der Sekundärspule T_{3B} zu erhöhen,

die zu einer Verminderung der Ausgangsleistung führen würde. Da die magnetische Energie in der Sekundärspule $T3_B$ nach Formel (3) $E_L = \frac{1}{2} L_{T3B} I^2$ beträgt, ist die Erhöhung des Primärstrom I_{T1A} effizienter als die Erhöhung der Induktivität der Sekundärspule $T3_B$. Da auch die Einschaltverluste (duty cycle loss) über das Verhältnis $\frac{V_{in}}{L}$ von der Induktivität abhängen, hilft die Erhöhung des Stromes durch das Einprägen eines Zusatzstromes, das Verhältnis im Wesentlichen unverändert zu lassen, und die gespeicherte magnetische Energie zu erhöhen, ohne die Einschaltverluste zu erhöhen.

Jede zusätzlich in Reihe geschaltete Induktivität, die als reales Bauteil oder als Streuinduktivität vorhanden ist, reduziert die Ausgangs-Leistungsfähigkeit (output capability) des Ausgangs 110 des DC-DC-Wandlers 100, beispielsweise in Bezug auf eine konstant bereitzustellende Ausgangsspannung V_{out} in Abhängigkeit von einem weiten Bereich von angebotenen Eingangsspannungen V_{in} . Diese Minderung der Ausgangs-Leistungsfähigkeit kann sich negativ auswirken, wenn die Ausgangsspannung V_{out} des Wandlers 100 auf eine konstante Ausgangsspannung geregelt werden soll, beispielsweise auf 14,5V, und die Eingangsspannung in einem weiten Bereich variiert, beispielsweise im Bereich von 240 V bis 470V, abhängig von dem Ladezustand einer HV-Batterie. Denn die in Reihe geschaltete Induktivität kann notwendig sein, um ein weiches Schalten unter ZVS-Bedingungen zu ermöglichen. Durch eine in Reihe geschaltete Induktivität würde die Ausgangs-Leistungsfähigkeit des Wandlers 100 degradiert, da es beispielsweise nicht mehr möglich ist, eine konstante Ausgangsspannung von 14,5V zu erzeugen, wenn die Eingangsspannung V_{in} an einer unteren Bereichsgrenze liegt, z.B. bei 240V eines Bereichs von 240V bis 470 V, und gleichzeitig ZVS Bedingungen eingehalten werden sollen. Denn eigentlich wäre es wünschenswert, ganz ohne Serien-Induktivität $T3_B$ auszukommen. Aber dann wäre kein ZVS möglich und die Effizienz des Wandlers wäre gering.

Da darüber hinaus keine großen Induktivitäten für $T3_B$ von Nöten sind, kann die Baugröße eines DC-DC-Wandlers geringgehalten werden, obwohl er mit einer hohen Schaltfrequenz f betrieben wird. Die hohen Schaltfrequenzen sind wegen der schnellen Entladung des Knotens 105 möglich und für die Schalter A, B, C, D gleich und werden durch die Dauern der Phasen I, II, III, IV bestimmt..

Ergänzend ist darauf hinzuweisen, dass „umfassend“ und „aufweisend“ keine anderen Elemente oder Schritte ausschließt und „eine“ oder „ein“ keine Vielzahl ausschließt. Ferner sei darauf hingewiesen, dass Merkmale oder Schritte, die mit Verweis auf eines der obigen Ausführungsbeispiele beschrieben worden sind, auch in Kombination mit anderen Merkmalen oder Schritten anderer oben beschriebener Ausführungsbeispiele verwendet werden können. Bezugszeichen in den Ansprüchen sind nicht als Einschränkung anzusehen.

Patentansprüche

1. Brückenschaltkreis (101) aufweisend:
 - einen ersten (A) und einen zweiten (C) High-Side-Schalter;
 - einen ersten (B) und einen zweiten (D) Low-Side-Schalter;
 - einen Transformator (T1) mit einer Primärspule (T1_A) und einer Sekundärspule (T1_B);
 - eine Spule (T3_B);
 - eine Stromeinprägeeinrichtung (T3_A);
 - wobei der erste High-Side-Schalter (A) und der erste Low-Side-Schalter (B) an einem ersten Brückenanschluss (105) in einer Serienschaltung verbunden sind, um einen ersten Brückenweig (107) zu bilden;
 - wobei der zweite High-Side-Schalter (C) und der zweite Low-Side-Schalter (D) an einem zweiten Brückenanschluss (106) in einer Serienschaltung verbunden sind, um einen zweiten Brückenweig (108) zu bilden;
 - wobei der erste (107) und zweite (108) Brückenweig an einem ersten (102) und einem zweiten (103) Eingangsanschluss in einer Parallelschaltung verbunden sind ;
 - wobei die Sekundärspule (T1_B) einen ersten (110a) und einen zweiten (110b) Ausgangsanschluss aufweist;
 - wobei die Primärspule (T1_A) und die Spule (T3_B) in einer Serienschaltung verbunden sind, um den ersten Brückenanschluss mit dem zweiten Brückenanschluss zu verbinden;
 - wobei die Stromeinprägeeinrichtung (T3_A) eingerichtet ist, in die Spule (T3_B) einen vorbestimmten Strom zu einem vorbestimmten Zeitpunkt einzuprägen.
2. Brückenschaltkreis (101) nach Anspruch 1, wobei die Stromeinprägeeinrichtung (T3_A) eine weitere Spule (T3_A) ist, welche in Kombination mit der Spule (T3_B) einen zweiten Transformator (T_{ZVS}) bildet.
3. Brückenschaltkreis (101) nach Anspruch 2, wobei eine Kopplung zwischen der weiteren Spule (T3_A) und der Spule (T3_B) geringer ist als die Kopplung zwischen der Primärspule (T1_A) und die Sekundärspule (T1_B) des Transformators (T1).

4. Brückenschaltkreis (101) nach Anspruch 2 oder 3, weiter aufweisend:
 - eine High-Side-Kondensator (C1);
 - eine Low-Side-Kondensator (C2);
 - wobei der High-Side-Kondensator (C1) und der Low-Side-Kondensator (C2) in einer Serienschaltung an einem dritten Brückenanschluss (111) verbunden sind, um einen dritten Brückenweig (109) zu bilden;
 - wobei der dritte Brückenweig (109) mit dem ersten (102) und zweiten (103) Eingangsanschluss verbunden ist;
 - wobei die weitere Spule (T3_A) den dritten Brückenanschluss (111) mit zumindest einem von dem ersten Brückenanschluss (105) und dem zweiten Brückenanschluss (106) verbindet.
5. Brückenschaltkreis (101) nach einem der Ansprüche 1 bis 4, weiter aufweisend:
 - einen synchronen Gleichrichter (SR1, SR2);
 - wobei der synchrone Gleichrichter mit dem ersten (110a) und zweiten Ausgangsanschluss (110b) verbunden ist.
6. Brückenschaltkreis (101) nach einem der Ansprüche 1 bis 5, weiter aufweisend:
 - eine Steuereinrichtung, welche mit jedem der ersten und zweiten High-Schalter und Low-Schalter verbunden ist;
 - wobei die Steuereinrichtung eingerichtet ist, die Schalter (A, B, C, D) so zu betreiben, dass zu dem vorbestimmten Zeitpunkt der vorbestimmte Strom von der Stromeinprägeeinrichtung (T3_A) in die Spule (T3_B) eingeprägt wird.
7. Brückenschaltkreis (101) nach Anspruch 6, wobei die Steuereinrichtung weiter eingerichtet ist, die Schalter (A, B, C, D, SR1, SR2) so zu betreiben, dass der vorbestimmte Strom in die Spule (T3_B) eingeprägt wird, wenn zu dem vorbestimmten Zeitpunkt der Strom durch die Spule unterhalb eines vorgebbaren Schwellwertes liegt.
8. Brückenschaltkreis (101) nach Anspruch 6 oder 7, wobei die Steuereinrichtung weiter eingerichtet ist, sekundärseitige Schalter (SR1, SR2) so zu betreiben, dass der vorbestimmte Strom in die Spule (T3_B) eingeprägt wird.

9. DC/DC-Wandler (100, 200) mit dem Brückenschaltkreis (101) nach einem der Ansprüche 1 bis 8.
10. Verfahren zum Betreiben des Brückenschaltkreises nach einem der Ansprüche 1 bis 8, das Verfahren aufweisend:
Betreiben der Schalter des Brückenschaltkreises so, dass zu einem vorbestimmten Zeitpunkt ein vorbestimmter Strom von der Stromeinprägeeinrichtung in die Spule eingeprägt wird.
11. Programmelement, aufweisend einen Programmcode, der eingerichtet ist, wenn er von einem Prozessor ausgeführt wird, das Verfahren nach Anspruch 10 zum Betreiben des Brückenschaltkreises (101) auszuführen.

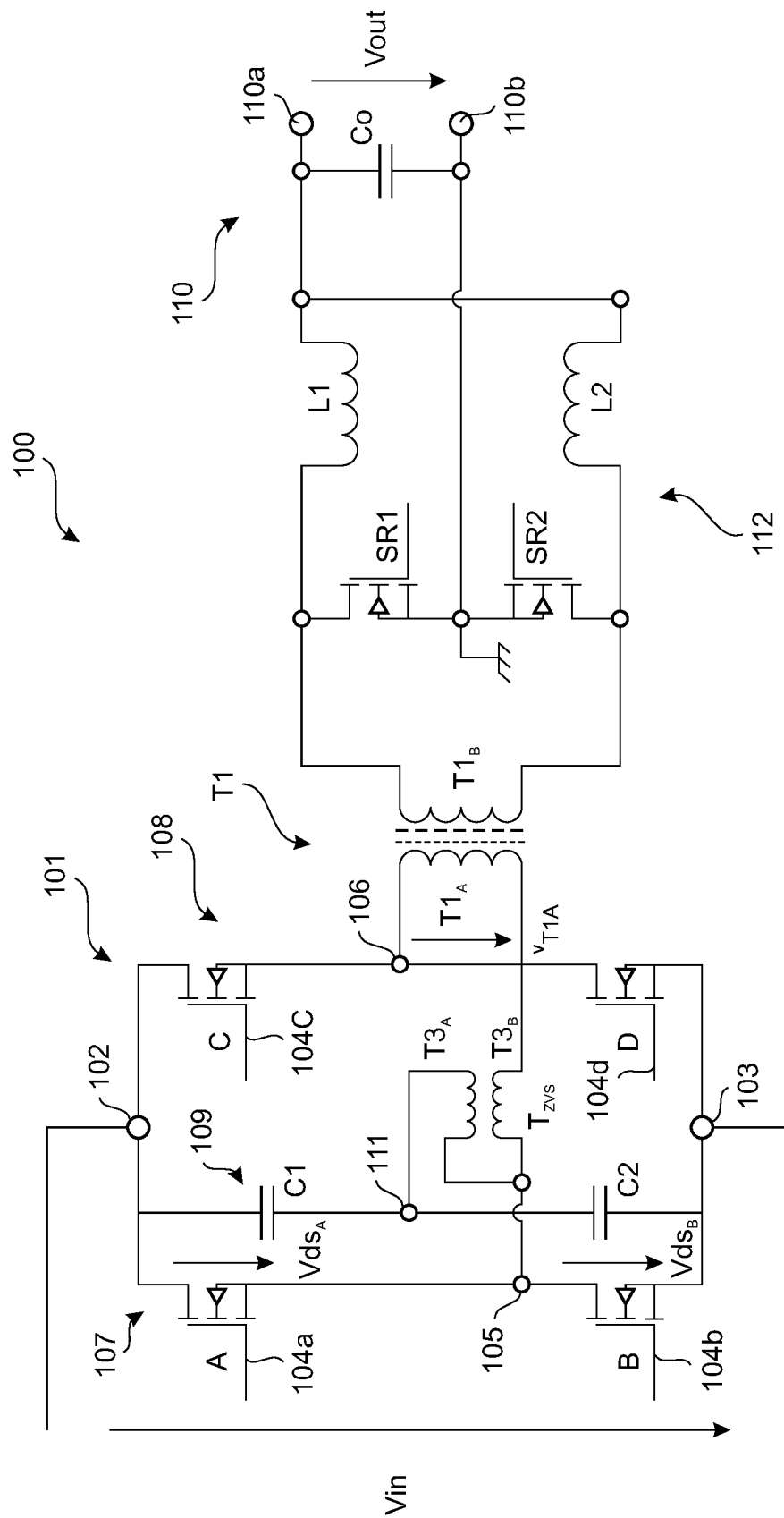


Fig. 1

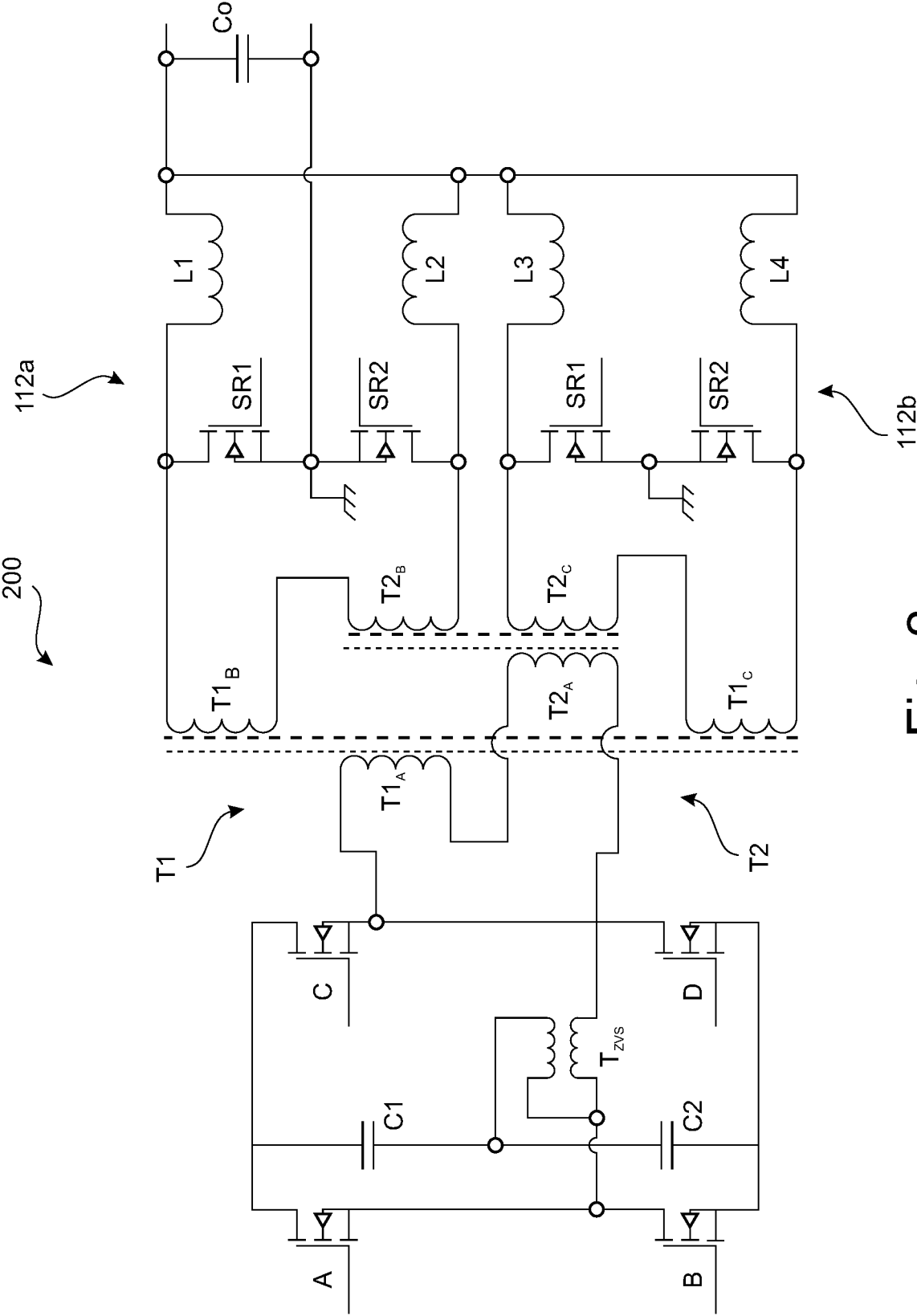


Fig. 2

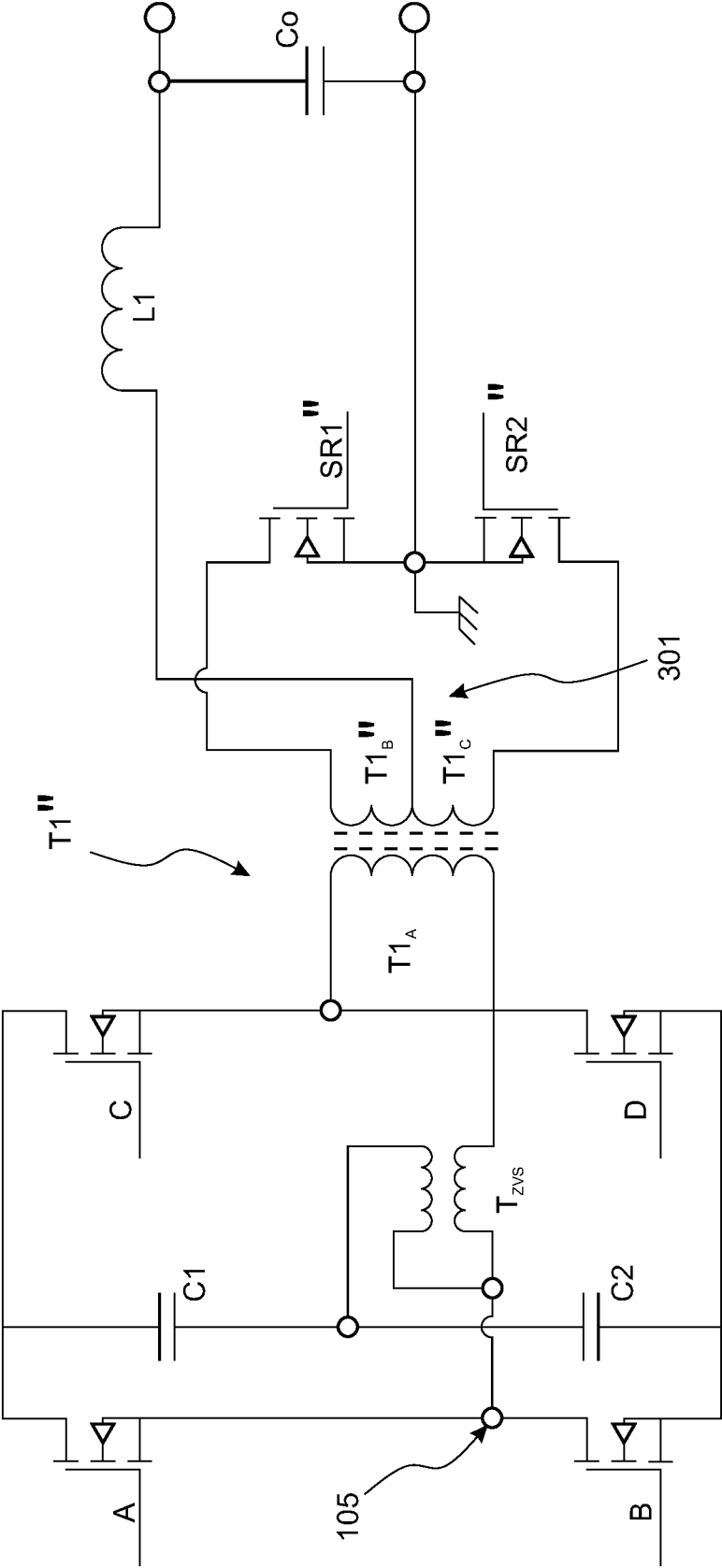
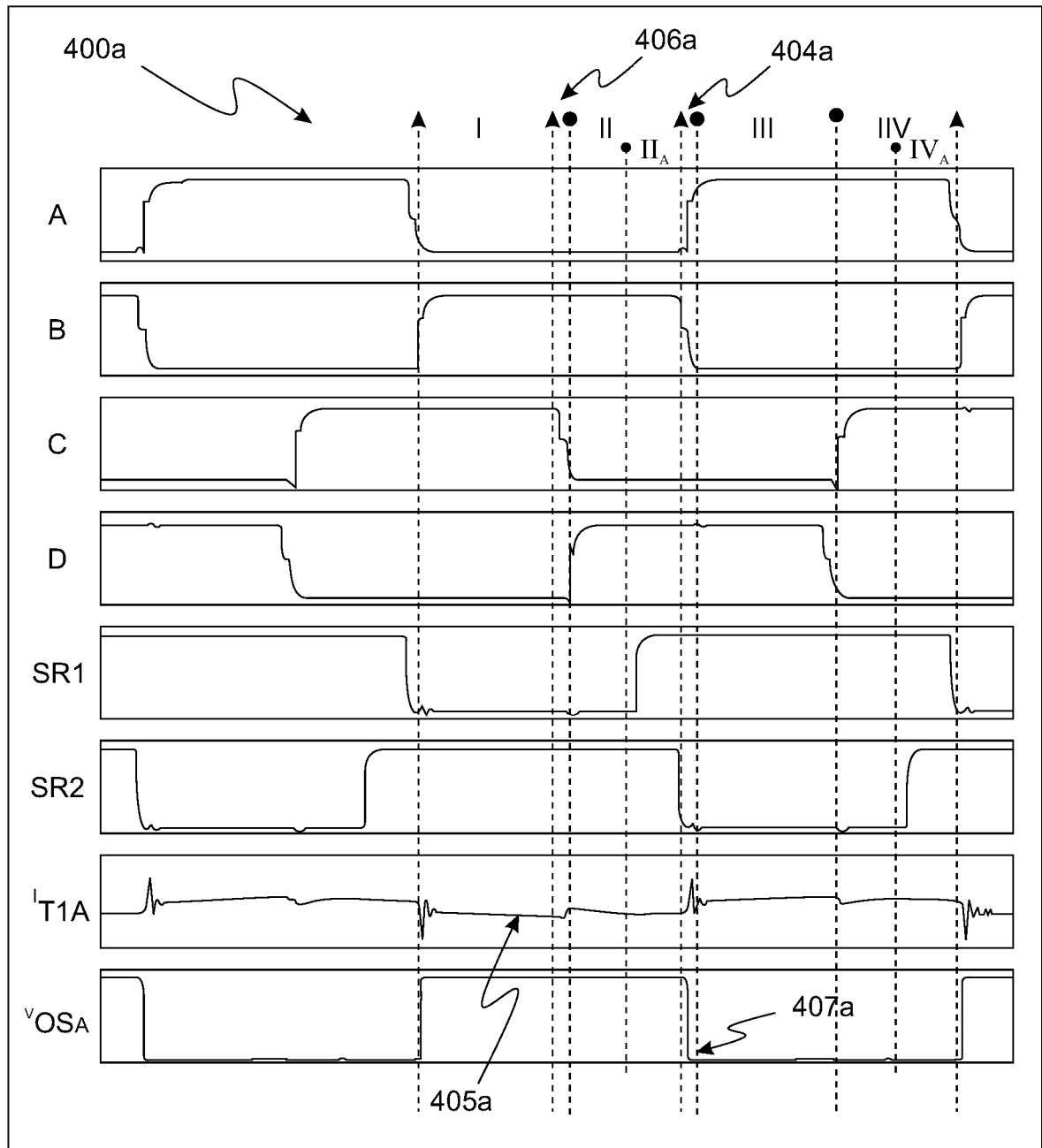


Fig. 3

**Fig. 4a**

ERSATZBLATT (REGEL 26)

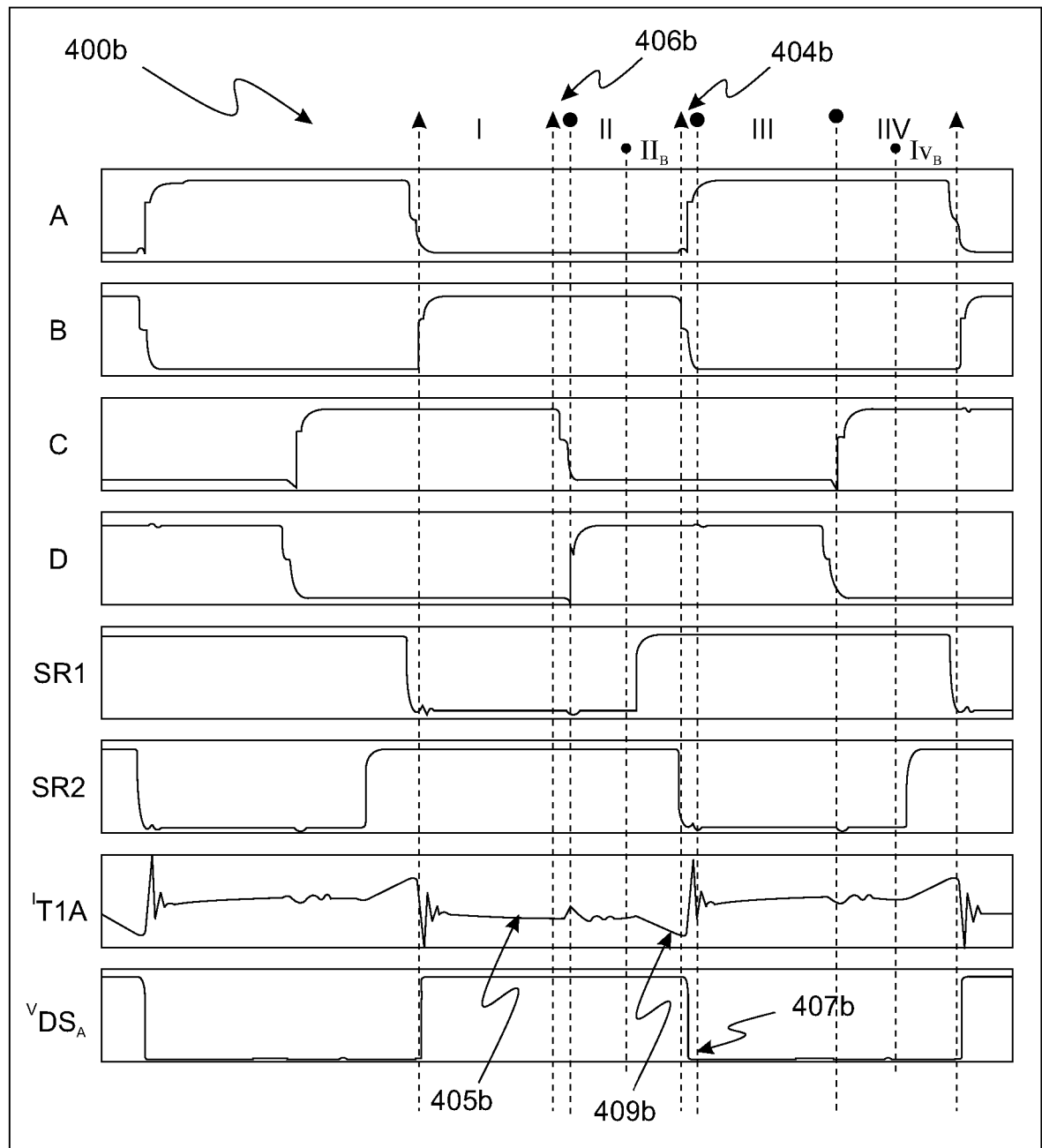


Fig. 4b

ERSATZBLATT (REGEL 26)

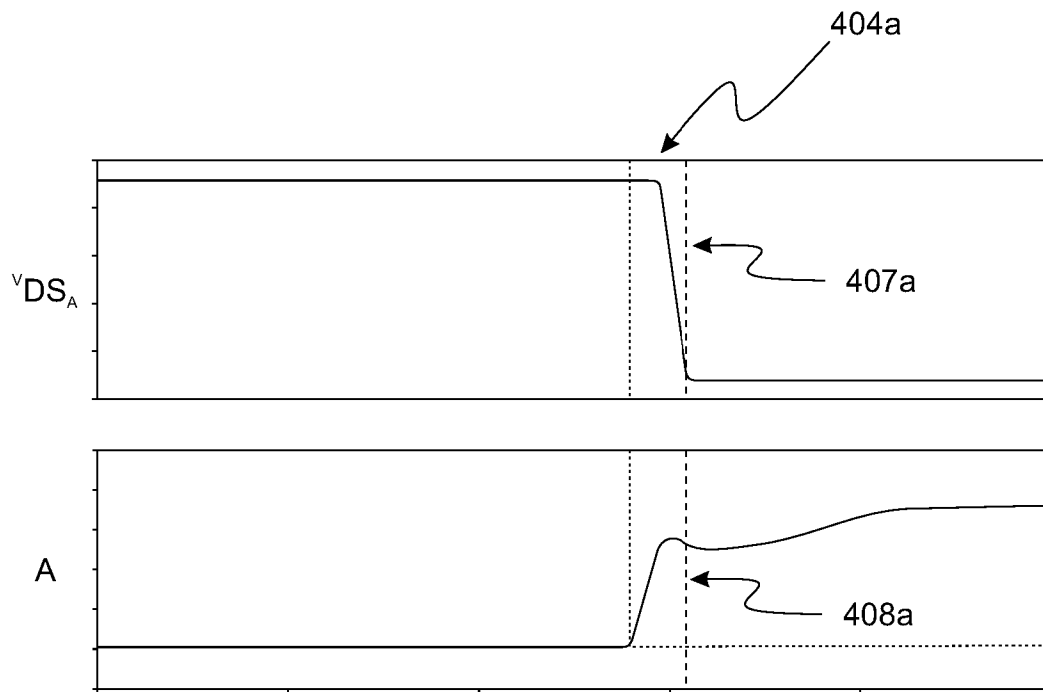


Fig. 5a

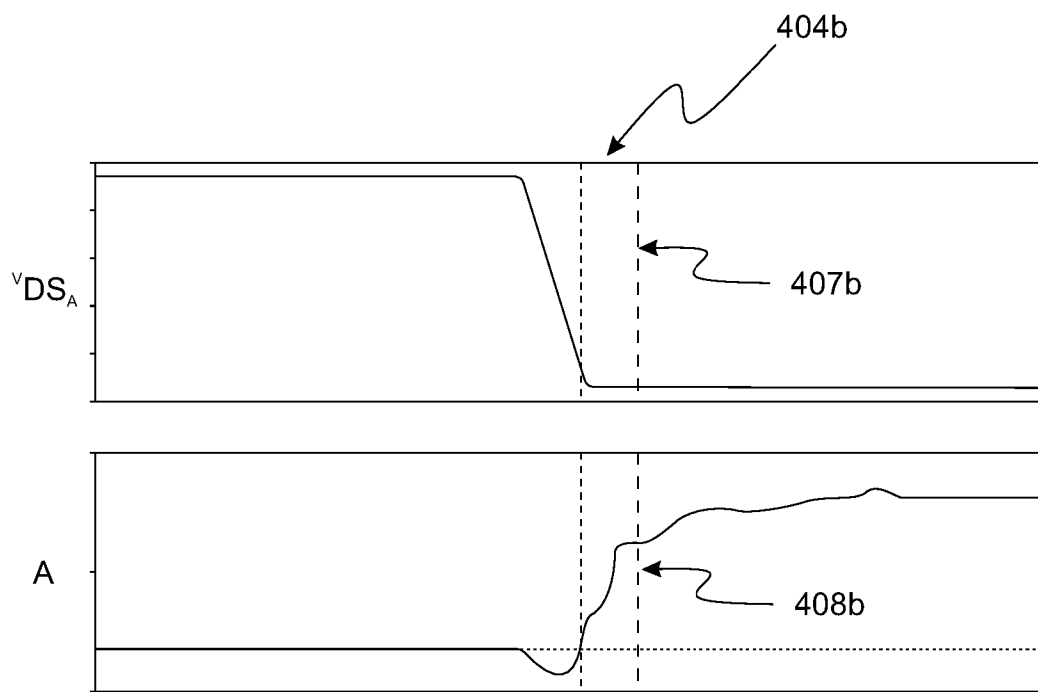


Fig. 5b

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/EP2020/051222

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H02M 3/335**(2006.01)i; **H02M 3/337**(2006.01)i; **H02M 1/00**(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 2016172984 A1 (TAKAGI KENICHI [JP] ET AL) 16 June 2016 (2016-06-16)	1-3,5,6,8-11
A	figure 5	4,7



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

30 April 2020

Date of mailing of the international search report

12 May 2020

Name and mailing address of the ISA/EP

European Patent Office
p.b. 5818, Patentlaan 2, 2280 HV Rijswijk
Netherlands

Telephone No. (+31-70)340-2040

Facsimile No. (+31-70)340-3016

Authorized officer

Zettler, Karl-Rudolf

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/EP2020/051222

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
US	2016172984	A1	16 June 2016	CN	105703623	A	22 June 2016
				JP	6097270	B2	15 March 2017
				JP	2016111898	A	20 June 2016
				US	2016172984	A1	16 June 2016

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
 INV. H02M3/335 H02M3/337 H02M1/00
 ADD.

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
 H02M

Recherchierte, aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal, WPI Data

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X A	US 2016/172984 A1 (TAKAGI KENICHI [JP] ET AL) 16. Juni 2016 (2016-06-16) Abbildung 5 -----	1-3,5,6, 8-11 4,7



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" frühere Anmeldung oder Patent, die bzw. das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

30. April 2020

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

12/05/2020

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
 NL - 2280 HV Rijswijk
 Tel. (+31-70) 340-2040,
 Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Zettler, Karl-Rudolf

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2020/051222

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie		Datum der Veröffentlichung
US 2016172984	A1	16-06-2016	CN	105703623 A	22-06-2016
			JP	6097270 B2	15-03-2017
			JP	2016111898 A	20-06-2016
			US	2016172984 A1	16-06-2016
