

Vorgänger-Arbeit auf dem Gebiet der Schaltnetzteile:

Emsermann, Mathias: "Analyse, Entwurf und Aufbau von Parallel-Resonanzwandlern im überresonanten Betriebsart." D17 Darmstädter Dissertation 1992 (Übersicht)

Auf dem Gebiet der Stromversorgungstechnik fand in den vergangenen Jahren eine weitgehende Ablösung der klassischen, linear geregelten Netzgeräte durch Schaltnetzteile statt. Durch die schaltende Arbeitsweise bei der Energieumformung werden dabei natürlich prinzipbedingt wesentlich geringere Verluste als bei dem klassischen Netzgerät mit linear betriebemem Längstransistor erzeugt. Der zur Potentialtrennung erforderliche Transformator wird beim Schaltnetzteil mit einer mittel- bis hochfrequenten, im Gerät intern erzeugten Zwischenspannung betrieben. Verglichen zum netzfrequenten Betrieb des Transformators beim klassischen Netzgerät verringern sich dadurch Größe, Gewicht und meistens auch die Verluste des Transformators. Die schaltend arbeitenden Netzteile benötigen zur Glättung der Ausgangsspannung Filter. Durch Erhöhung der Schaltfrequenz läßt sich in gewissem Maße sowohl der Transformator als auch die zur Glättung erforderlichen Energiespeicher in ihrem Gewicht und Volumen verkleinern, was neben der gesamthaften Verlustminderung auch zur gewünschten Minuturisierung beiträgt. Die mit der Erhöhung der Schaltfrequenz einhergehende Erhöhung der Schaltverluste wird durch Schaltungs-Topologien mit zusätzlichen Resonanznetzwerken, die ein verlustarmes Ein- und/oder Ausschalten der Leistungs-Transistoren ermöglichen, reduziert. Dabei wird zwischen Quasiresonanz-Wandlern und Resonanzwandlern unterschieden. Quasiresonanz-Wandler entstehen aus den pulsbreitenmodulierten Wandlern dadurch, daß um den Halbleiterschalter herum ein Resonanznetzwerk angeordnet wird. Bei geeigneter Anordnung wird damit erreicht, daß der Halbleiter bei einem Schaltvorgang strom- oder spannungslos schaltet und beim anderen Schaltvorgang Strom und Spannung im Schalt Augenblick gering sind, also dort starke Entlastung vorliegt. Charakteristisch ist dabei, daß die an der Resonanz beteiligten Energiespeicher ihre Energie wechselseitig austauschen (und nicht in einem Widerstand in Wärme umsetzen). Gegenüber den pulsbreitenmodulierten Schaltungen geht dabei allerdings der Freiheitsgrad sowohl den Einschaltzeitpunkt als auch den Ausschaltzeitpunkt von außen frei vorzugeben, verloren. Einer der beiden Zeitpunkte wird bei den Quasiresonanz-Wandlern durch die beteiligten Resonanz-Elemente vorgegeben. Zum Verstellen der Ausgangsspannung wird bei den Quasiresonanz-Wandlern meist die Pulsfrequenz-Modulation eingesetzt, d.h. die Dauer der Pause zwischen den Schwingvorgängen wird verändert. Durch geeignete Anordnung der Resonanz-Elemente kann entweder das stromlose Ausschalten (Zero-Current-Switching) mit verlustlosem Ausschalten und stark entlastetem Einschalten oder das spannungslose Einschalten (Zero-Voltage-Switching) mit verlustlosem Einschalten und stark entlastetem Ausschalten realisiert werden.

Neben den oben skizzierten Quasiresonanz-Wandlern werden in der Leistungselektronik seit längerem auch Resonanzwandler verwendet. Dazu gehören beispielsweise die in den 60iger Jahren mit Thyristoren bestückten Schwingkreis-Wechselrichter, die vorwiegend als Quelle für induktive Mittelfrequenz-Erwärmungsanlagen eingesetzt werden. Zur Steuerung des Energieflusses wird hierbei die Spannungs-Übertragungsfunktion eines Resonanzkreises ausgenutzt.

Herr Emsermann beschäftigt sich mit Resonanzwandlern, die für Stromversorgungs-Geräte, typisch kleiner 1 kW eingesetzt werden. Unterschieden wird zwischen dem Serien-Resonanzwandler, bei dem der Strom des Resonanzkreises nach Gleichrichtung und Glättung zum Laststrom wird. Mit abnehmendem Laststrom wird damit auch der Resonanzstrom und entsprechend die inneren Verluste des Wandlers reduziert, allerdings ist Leerlauf hierbei nicht möglich.

Beim Parallel-Resonanzwandler wird die Spannung, die an der Resonanz-Kapazität ansteht, nach Durchlaufen des Transformators gleichgerichtet, geglättet und dem Ausgangskreis zugeführt. Man kann den Parallel-Resonanzwandler mit einer Arbeitsfrequenz betreiben, die geringfügig größer als die Resonanzfrequenz ist. Dabei werden dann Oberschwingungen (rechteckförmige, geschaltete Eingangsspannung) durch den Tiefpaßcharakter des Resonanzkreises für hohe Frequenzen stark bedämpft. Im überresonanten Betrieb des Wandlers übernimmt ein eingeschalteter Transistor den Strom von der ihm antiparallel liegenden Diode, d.h. er schaltet spannungslos und damit auch verlustlos ein (Zero-Voltage-Switching). Als Schalter werden Feldeffekt-Transistoren verwendet, die für die gegebenen Strom- und Spannungswerte bestens geeignet sind. Bei Feldeffekt-Transistoren ist das spannungslose Einschalten besonders vorteilhaft, denn bekanntlich muß bei anderen Topologien, in denen kein spannungsloses Einschalten stattfindet, die in der Drain-source Kapazität gespeicherte Energie im Einschaltvorgang in Wärme umgesetzt werden. Dies entfällt beim spannungslosen Einschalten, da diese Kapazität entladen ist.

Der Ausschaltvorgang erscheint beim überresonant betriebenen Wandler zunächst problematischer zu sein, denn es wird keinesfalls stromlos ausgeschaltet, sondern im Leerlauf wird sogar im Scheitelwert des Resonanz-Stromes geschaltet und bei Nennbetrieb ungefähr 45° nach dem Scheitelwert. Also immer noch bei recht großem Strom. Je nach Transistortyp wäre damit bei jedem Ausschaltvorgang mit einer erheblichen in Wärme umzusetzenden Verlustarbeit zu rechnen. Dies würde die sinnvollerweise erreichbare Schaltfrequenz drastisch einschränken. Bei diesem spannungslos einschaltendem Wandler ist es jedoch extrem einfach eine verlustlos arbeitende Ausschalt-Entlastung bereitzustellen: es ist lediglich ein Kondensator über den Schalter zu legen. Damit kann die Spannungs-Anstiegs-Geschwindigkeit im Ausschaltvorgang eingestellt werden, womit sich ein

stark entlastetes Ausschalten ergibt. Die beim Ausschaltvorgang auf den Kondensator übertragene Energie wird verlustlos während der Leitphase der Diode in den Zwischenkreis zurückgespeist. Damit liegt verlustloses Einschalten und stark entlastetes Ausschalten vor. Dies wirkt sich so aus, daß bei einer Betriebsfrequenz zwischen 200 und 300 KHz die gesamten Schaltverluste so gering sind, daß sie komplett vernachlässigt werden dürfen. Neben dieser stromrichtertechnischen Voraussetzung für die hohe Schaltfrequenz hat der überresonante Betrieb den Vorteil, daß der Wandler implizit kurzschlußfest ist. Es wird ohnehin dafür gesorgt, daß die Schaltfrequenz nicht unterhalb der Resonanz-Frequenz liegen kann, bei Kurzschluß der Spannung an der Resonanz-Kapazität wirkt dann nur noch im Resonanzkreis die Induktivität. Damit stellt sich hier im Kurzschlußfall ein dreieckförmiger Strom ein, der keine höhere Belastung als im Nennbetrieb darstellt. Aufgrund dieser schaltungstechnischen und betrieblichen Vorteile ist der von Herrn Emsermann im folgenden genauer analysierte Wandlertyp sehr interessant.

Zunächst wird in Kapitel 3.2.1 das stationäre Betriebsverhalten im Zeitbereich analysiert. Es wird die übliche Voraussetzung konstant eingepprägten Laststromes gemacht, wodurch sich für die vier verschiedenen Leitzustände jeweils eine Differenzialgleichung 2.Ordnung ergibt. Aus Symmetriegründen brauchen nur zwei verschiedene Leitzustände, also zwei getrennte Intervalle analysiert werden, wobei der Hauptaufwand in der Ermittlung der an den Intervallgrenzen gültigen Anfangswerte für die Zustandsgrößen besteht. Der hier ermittelte Zeitverlauf ist leider erst in einem wesentlich späteren Kapitel auf Seite 82 grafisch dargestellt. Dort sieht man, daß diese abschnittsweise gewonnene Lösung aufgrund des Tiefpaßcharakters des Resonanz-Kreises sehr nahe bei einer kontinuierlich verlaufenden Sinusschwingung liegt. Aufgrund dieser Tatsache liegt eine wesentlich vereinfachte Betrachtungsweise nach dem Grundschrwingungs-Modell in Kapitel 3.2.2 nahe. Dabei wird die Belastung des Resonanzkreises, die ursprünglich durch einen eingepprägten Rechteckstrom gegeben war, durch einen konstanten Widerstand parallel zum Resonanz-Kondensator ersetzt. Die Größe dieses Widerstandes wird über die darin umgesetzte Leistung ermittelt. Nachdem gezeigt wurde, daß die dritte Oberschwingung der rechteckförmigen Eingangsspannung im Resonanzkreis nur einen Strom von weniger als 10 % des Grundschrwingungsstromes erzeugt, werden im folgenden alle Oberschwingungen vernachlässigt (Grundschrwingungs-Modell). Der Dämpfungsfaktor des Schwingkreises $d = Z_r/R$ verändert sich mit schwankender Last R. Es wird definiert, daß im Nennpunkt die Schaltfrequenz gleich der Resonanzfrequenz sein soll. Die Höhe der Resonanzspannung im Nennpunkt bezogen auf die Grundschrwingungs-Amplitude der Eingangsspannung ist $1/d_n$. Durch die Wahl des Schwingwiderstandes Z_r wird der Dämpfungsfaktor und die Resonanzspannung festgelegt. Es wird gezeigt, daß die Wahl $d_n=1/2$ ein Minimum hinsichtlich der Gesamtverluste ergibt. Wie sich am Ende der Arbeit zeigen wird, ist jedoch die Festlegung, daß die Schaltfrequenz im Nennpunkt gleich der Resonanzfrequenz ist, nicht besonders glücklich. Durch diese Festlegung hat man im Nennpunkt keinerlei Stellreserve, da die Schaltfrequenz nach unten hin begrenzt ist. Damit sind bereits Lastschwankungen in der Nähe des Nennpunktes dynamisch nur relativ mäßig auszureguln. Eine Festlegung des Nennpunktes mit etwas mehr Stellreserve wäre praxiserichter, wobei dann allerdings ein geringfügig schlechterer Wirkungsgrad im Nennpunkt herauskäme. Der Zusammenhang zwischen Ausgangsstrom, Resonanzstrom und Schaltfrequenz für verschiedene Wahl von $a = 1/d_n$ in Abhängigkeit von der Belastung ist in normierter Form in Bild 3.8 dargestellt. Damit hat man sehr kompakt einen schnellen Überblick über die wichtigsten Kenngrößen. Wie spätere Messungen bestätigen werden, ist das bisher behandelte Grundschrwingungs-Modell eine recht brauchbare Näherung. Um diese Näherung noch geringfügig zu verbessern wird in Kapitel 3.2.4 eine Reihe nicht idealen Eigenschaften der Bauelemente in Form von Spannungsabfällen an Widerständen und Quellen berücksichtigt.

Nach der bisherigen Behandlung des stationären Verhaltens werden im folgenden Kapitel 3.3 zwei verschiedene Methoden zur Analyse des dynamischen Kleinsignal-Verhaltens dargestellt. Die erste Methode "Sampled Data Description" stellt ein systemtheoretisch anspruchsvolles Werkzeug dar. Für die einzelnen Leitzustände wird die vollständigen Differentialgleichungen unter Berücksichtigung des Ausgangsfilters (4.Ordnung) aufgestellt. Die Lösung der Differentialgleichung wird mit Hilfe von Matrizen-Exponentialfunktionen angeschrieben. Gesucht ist das Kleinsignalverhalten der Zustandsvariablen am Ende eines Schaltzyklusses, wobei der stationären Schaltfrequenz kleine Abweichungen als Störfrequenz überlagert sind. Mit Gleichung 3.73 wird dann der Zusammenhang zwischen dem Kleinsignalanteil des Zustandsvektors und dieser Störfrequenz angeschrieben. Dieser Zusammenhang läßt sich dann einfach in den Frequenzbereichen transformieren, wo dann die Übertragungsfunktion zwischen kleinen Änderungen der Spannung des Ausgangsfilters und obiger Störfrequenz in Form eines Bode-Diagrammes nach Bild 3.15 dargestellt wird. Dieser systemtheoretische Ansatz liefert als Ergebnis zwar das gesuchte Bode-Diagramm, aber keine physikalische Interpretation und keine Einsichten in die Abhängigkeiten von den einzelnen Parametern. Es ist jedoch erkennbar, daß sich das System im unteren Frequenzbereich wie ein Glied 1. Ordnung verhält und im oberen Frequenzbereich eine Resonanzstelle mit 180° Phasendrehung besitzt. Überraschend ist das PT1-Verhalten im unteren Bereich, da das Ausgangsfilter für sich betrachtet ein PT2-Glied mit komplexem Polpaar darstellt. Die physikalischen Zusammenhänge werden durch die in Kap. 3.3.2 folgende Analyse nach dem Grundschrwingungs-Modell erkennbar. Dabei wird das Gesamtsystem in zwei Teilsysteme zerlegt: Der eingangsseitige Resonanzkreis wird wie zuvor durch einen Widerstand, der die ausgangsseitige Last repräsentiert, belastet. Das ausgangsseitige Filter wird durch eine Signalquelle mit fiktivem Innenwiderstand r_i gespeist. Die Signalquelle gibt die Kleinsignaländerungen der Resonanzspannung wieder, während der Innenwiderstand die Differentialquotienten von Resonanzspannung zu Resonanzstrom darstellt. Änderungen der Schaltfrequenz zu einem konstanten Arbeitspunkt stellen eine Frequenzmodulation der Eingangsspannung des Resonanzkreises dar. Durch den Resonanzkreis wird aufgrund dieser Frequenzmodulation eine zusätzliche Amplituden-Modulation erzeugt. Das ausgangsseitige Gleichrichten und Filtern der Resonanzspannung entspricht dem Demodulieren der amplitudenmodulierten Spannung. In Bild 3.21 wird veranschaulicht, daß im

wesentlichen das erste untere Seitenband des frequenzmodulierten Signales an der Resonanzkurve verstärkt wird, die übrigen Seitenbänder können dagegen vernachlässigt werden. Der schaltfrequente Anteil ist für die stationäre Ausgangsspannung des Wandlers verantwortlich, während das untere Seitenband den Kleinsignalanteil zur Ausgangsspannung beisteuert. Das Übertragungsverhalten des Resonanzkreises bezüglich dieses unteren Seitenbandes läßt sich durch ein PT_2 -Glieder beschreiben, dessen Resonanzfrequenz durch die Frequenz des unteren Seitenbandes $\omega_s - \omega_0$ gegeben ist. Damit ergibt sich das Übertragungsverhalten zwischen Ausgangsspannung und Störfrequenz (kleine Abweichungen der Schaltzeitpunkte) rein formal als Reihenschaltung zweier PT_2 -Glieder. Dabei ist aber zu beachten, daß das ausgangsseitige Filter nur formal als PT_2 -Glieder angeschrieben ist, seine Parameter wie Dämpfung und Eigenfrequenz werden durch den sich ändernden Innenwiderstand, den der speisende Resonanzkreis darstellt, in weitem Maße frequenzabhängig geändert. Berücksichtigt man bei der punktweisen Berechnung des Bode-Diagrammes für jeden Frequenzwert den dazu gehörigen Innenwiderstand des Resonanzkreises, so ergibt sich das Bode-Diagramm nach Bild 3.23. Damit wird die Resonanzstelle bei den höheren Frequenzen, nämlich bei der Frequenz des unteren Seitenbandes erklärt. Bei niedrigen Frequenzen verhält sich das System eher wie ein PT_1 -Glieder, dieses wird erzeugt durch das formale PT_2 -Glieder des Ausgangsfilters, dessen Parameter allerdings frequenzabhängig, aufgrund des sich ändernden Innenwiderstandes des Resonanzkreises verändert werden. Die Übereinstimmung der Bode-Diagramme, die nach dem Grundschrwingungs-Modell und nach der "Sampled Data Discription" gewonnen wurden, ist recht gut.

In Kapitel 4 werden die bisher berechneten statischen und dynamischen Eigenschaften verglichen mit Meßergebnissen, die an einem von Herrn Emsermann aufgebauten 160 W Halbbrücken-Parallel-Resonanzwandler ermittelt wurden. Die Übereinstimmung ist überraschend gut, geringe Abweichungen können erklärt werden. Der Wandler stellt eine Regelstrecke dar, die angenähert einem PT_1 -Glieder mit arbeitspunkt-abhängiger Verzögerung darstellt. Beispiele an zwei verschiedenen Arbeitspunkten ergeben Zeitkonstanten von 3 bzw. 5 ms nach Bild 4.7. Abschließend wird das Bode-Diagramm des realen Wandlers durchgemessen und mit dem zuvor nach dem Grundschrwingungs-Modell berechneten, verglichen. Hier sind allerdings bei höheren Frequenzen insbesondere im Phasengang größere Abweichungen vorhanden, d.h. das reale System hat eine um 90° geringere Phasendrehung als das berechnete, was jedoch der Stabilität im geregelten Fall zugute kommt.

In Kapitel 5 wird mit den bisher hergeleiteten Beziehungen eine komplette Auslegung eines Schaltnetztes mit 200 W durchgeführt. Die Auslegung des Transformators und der Resonanzinduktivität werden besonders ausführlich dargestellt, da hier zahlreiche Einflußfaktoren, wie magnetische Werkstoffe und Stromverdrängung zu berücksichtigen sind. Bei der Reglerauslegung wird der Quasileerlauf zugrunde gelegt, weil hier der Innenwiderstand des Schwingkreises zu einer niedrigen Dämpfung des Ausgangsfilters führt. Für diesen Fall wird ein PI-Regler nach dem symmetrischen Optimum ausgelegt. Für andere Lastzustände könnte die Kreisverstärkung erhöht werden, was aber aus Aufwandsgründen hier nicht durchgeführt wurde. Einrichtungen wie Überspannungsschutz, Übertemperaturschutz usw. ermöglichen den sicheren Betrieb unter allen denkbaren Last- und Umgebungsbedingungen.

In einem abschließenden Kapitel über elektromagnetische Störungen werden die einschlägigen Vorschriften erwähnt und ein kurzer Abriß über die verschiedenen Störquellen und Ausbreitungen gegeben. Das verwendete Entstörfilter gegen leitungsgebundene Störungen am Netzeingang des aufgebauten Wandlers wird dargestellt.

P. Mutschler