

Christoph Kehl: „Steuerung eines Drei-Punkt-Wechselrichters für Ausgangsfrequenzen bis 400 Hz / 800 Hz.“ Darmstädter Dissertation 1992 (Übersicht)

Bekanntlich wird bei klassischen spannungseinprägenden Zwei-Punkt-Wechselrichtern die in Grundschwingungs-Amplitude und Grundfrequenz variable Ausgangs-Spannung dadurch synthetisiert, daß die Lastklemmen über geschaltete Halbleiter alternierend mit dem positiven und dem negativen Pol der Zwischenkreis-Spannung verbunden werden. Nachteilig dabei ist, daß zur Synthese der Ausgangs-Spannung nur zwischen den **zwei** Potentialen ausgewählt werden kann. Damit enthält das Spektrum der Ausgangs-Spannung auch bei optimierten Pulsmustern einen verhältnismäßig hohen Anteil an Oberschwingungen, wodurch in der angeschlossenen Asynchron-Maschine unerwünschte Zusatzverluste entstehen. Diese nehmen mit wachsender Schaltfrequenz f_s zunächst ab. Die kürzlich am Institut für Elektrische Energiewandlung abgeschlossene Arbeit von Herrn Haun zeigte, daß - je nach verwendetem Steuerverfahren - die Schaltfrequenz ungefähr 20-40 mal der Grundschwingungs-Frequenz betragen sollte, um hinreichend geringe Zusatzverluste in der Maschine zu haben. Dem entspricht bei einer 50 Hz-Maschine eine Schaltfrequenz von 1-2 KHz. Überträgt man diese Verhältnisse auf Maschinen mit 400 Hz-Speisung, dann ergeben sich Schaltfrequenzen von 8-16 KHz. Dies kann für kleinere Leistungen mit IGBT's realisiert werden, wobei jedoch erhebliche Verluste im Wechselrichter anfallen.

Eine wesentliche Verbesserung, sowohl bei den zusätzlichen Verlusten in der Maschine, als auch bei den Schaltverlusten im Wechselrichter läßt sich dann erzielen, wenn man einen zusätzlichen Freiheitsgrad bei der Synthese der Ausgangs-Spannung einführt: statt aus zwei Spannungsniveaus (+ und - U_d) wird noch ein drittes Spannungsniveau, nämlich der Mittelpunkt des Zwischenkreises, benutzt. Durch diesen zusätzlichen Freiheitsgrad läßt sich die Kurvenform der Maschinenspannung wesentlich besser der idealen Sinusform annähern, also geringere Oberschwingungs-Spannungen und -Ströme für die Maschine bei gleichzeitig reduzierter Schaltfrequenz und damit Schaltverlust-Minderung für den Wechselrichter. Diese Verlustminderung ist **ein**, aber nicht das ausschließliche Motiv für den Einsatz von Dreipunkt-Wechselrichtern. Bei sehr großen Traktions-Wechselrichtern mit GTO-Thyristoren besteht der Wunsch nach einer möglichst hohen Zwischenkreis-Spannung, um die geforderte Leistung mit akzeptablen Strömen umzuformen. Für hohe Zwischenkreis-Spannungen (4 KV) bietet sich eine Ausführungsform des Drei-Punkt-Wechselrichters an, bei der jeder GTO nur für die halbe Zwischenkreis-Spannung bemessen sein muß. Diese Ausführungsform des Drei-Punkt-Wechselrichters wird bei Herrn Kehl mit "Typ 1" bezeichnet. Ein weiteres Anwendungsbeispiel für diesen "Typ 1" ist bei Straßenbahn-Fahrzeugen gegeben, bei denen Drei-Punkt-Transistor-Wechselrichter direkt am 750 V ($\pm 20\%$) Fahrdraht arbeiten. Ist die Erfordernis nach einer hohen Zwischenkreis-Spannung nicht gegeben, dann ist die von Herrn Kehl als "Typ 2" bezeichnete Schaltung günstiger, da verlustärmer. Die von Herrn Kehl entwickelte Steuerung ist für beide Typen in gleicher Weise geeignet. Bisher sind verschiedene Steuerverfahren, für Zwei-Punkt-Wechselrichter auf den Drei-Punkt-Wechselrichter übertragen worden: das Unterschwingungs-Verfahren, die direkte Selbstregelung und das Raumzeiger-Verfahren in der Arbeit Eibel am hiesigen Institut. Herr Kehl setzt auf dieses letztgenannte Verfahren auf und entwickelt es dahingehend weiter, daß die sehr hohen Geschwindigkeitsanforderungen, die bei 400/800 Hz-Grundfrequenz an die Signalverarbeitung gestellt werden, in übersichtlicher und allgemeiner Form gelöst sind. Um eine leichte Anpassung an verschiedene Steuer- und Regelverfahren zu ermöglichen, hat Herr Kehl von vornherein eine programmierbare Mikrorechner-Lösung angestrebt. Dabei konnte Herr Kehl auf die Kombination des Prozessors INTEL 80186 für die übergeordneten Regelungs-Aufgaben und dem Signalprozessor TMS320-10 (Texas-Instruments) aufsetzen, die zu dieser Zeit am Institut SRT verwendet wurde. Vor diesem Realisierungs-Hintergrund ist auch die Darstellung der "Theorie des Steuersatzes", die Herr Kehl in Kapitel 3 gibt, zu sehen. Ziel ist es, eine Darstellung so zu finden, daß daraus Algorithmen abgeleitet werden können, die möglichst effizient im Signalprozessor ablaufen können, um die geforderten Echtzeit-Bedingungen einzuhalten. Der entscheidende Schritt dahin ist die Verwendung eines schiefwinkligen Koordinaten-Systems, das einen Winkel von 120° zwischen den Achsen einschließt. Damit liegen die Spitzen aller vom Wechselrichter realisierbaren Spannungs-Raumvektoren auf den Schnittpunkten, die diese Achsen und die zu ihnen im Abstand $U_d/3$ parallele Geraden miteinander bilden. Damit wird ein Netz, bestehend aus gleichseitigen Dreiecken, deren Eckpunkte die Spitzen, der vom Wechselrichter realisierbaren Spannungs-Raum-Vektoren sind, aufgespannt. Um einen von der übergeordneten Regelung nach Betrag und Winkel vorgegeben Spannungs-Raumvektor zu approximieren, werden die drei Raumvektoren, die dem vorgegeben Soll-Vektor am nächsten liegen sequentiell mit noch zu berechnenden Einschalt Dauern ausgegeben. Effizient kann die Berechnung dieser Einschalt Dauern dann durchgeführt werden, wenn zuvor durch eine mehrstufige Transformation das Dreieck, in dem sich der Endpunkt des aktuellen Sollwert-Vektors befindet abgebildet wird auf dasjenige, das im schiefwinkligen Koordinatensystem im ersten Quadranten beim Koordinatenursprung liegt. Die einzelnen Transformations-Stufen sind zunächst eine Drehung des aktuellen Quadranten in den ersten Quadranten und anschließend eine achsenparallele Verschiebung darin. Die abschließende Transformation ist eine 60° Drehung. Die Drehungen und Verschiebungen können aufgrund des schiefwinkligen Koordinatensystems ohne die Verwendung von trigonometrischen Funktionen, ausschließlich durch Multiplikation mit den Faktoren +1 und -1, also durch Additionen und Subtraktionen gelöst werden. Anschließend können die Einschalt Dauern der

drei beteiligten Raum-Vektoren ebenfalls sehr einfach (ohne trigonometrischen Funktionen) berechnet werden.

Der Zeitbedarf für die Berechnungen des Steuersatzes legt die Obergrenze für die erreichbare Schaltfrequenz und implizit damit auch für die maximale Grundfrequenz fest. Zur Approximation eines Soll-Raum-Vektors wird eine Zeit von $220\mu\text{s}$ reserviert. Um viertelperiodensymmetrische Pulsmuster zu erzeugen, ist eine synchronisierte Taktung erforderlich. Die Viertel-Perioden-Symmetrie des Pulsmusters verhindert Oberschwingungen mit geraden Ordnungszahlen, weiterhin treten nur Fourier-Koeffizienten entweder als Sinus- oder als Cosinusterme auf. (Lediglich im untersten Frequenzbereich wird mit asynchroner Taktung gearbeitet). Zur Synchronisation wird die Intervalldauer zwischen der Approximation aufeinander folgender Soll-Vektoren (die sogenannte Pseudo-Periodendauer) durch eine im Rechner implementierte Regelschleife so eingestellt, daß die Approximationen immer dann durchgeführt werden, wenn der Soll-Vektor vorgegebene Winkellagen, die sogenannten Synchronwinkel einnimmt. Dynamische Winkeländerungen des Soll-Vektors wirken als Störgröße für diese Regelschleife, es treten dabei gut gedämpfte Ausgleichsvorgänge (Abweichungen von den gewünschten Synchronwinkeln) auf. Bei höchster Ausgangsfrequenz werden 6 Soll-Raum-Vektoren pro Grundschwingungs-Periode approximiert, mit abnehmender Frequenz wächst die Zahl der approximierten Soll-Raum-Vektoren auf 12, 24, 48 und 96.

Nach der Festlegung der erforderlichen Raum-Vektoren und deren Einschaltdauer bleiben noch zwei Freiheitsgrade bei der Festlegung des Pulsmusters. Diese Freiheitsgrade können für Optimierungen ausgenutzt werden. Herr Kehl bringt zwei Beispiele, das erste optimiert auf geringe Schaltfrequenz und das zweite optimiert auf eine geringe Quadrat-Summe der Spannungs-Harmonischen. Ein Freiheitsgrad ist die Vorgabe der Reihenfolge in der die drei zu einer Approximation gehörenden Spannungs-Vektoren erzeugt werden und der zweite Freiheitsgrad ist dann gegeben, wenn ein Spannungs-Vektor mit mehreren Schaltzuständen realisiert werden kann.

Die Optimierungen werden Off-Line durchgeführt, das Ergebnis ist eine sogenannte Schaltzustands-Tabelle, die dann ohne großen Rechenzeitbedarf On-Line verwendet wird.

Die Steuerkennlinie, also das Verhältnis der erzeugten Grundschwingungs-Amplitude zur Aussteuerung ist nicht ganz linear, sondern weicht mit abnehmender Anzahl der pro Grundschwingungs-Periode approximierten Soll-Raum-Vektoren um bis zu $\approx 15\%$ von der linearen Charakteristik ab. Bei geschlossenen Regelschleifen wird dies zwar implizit kompensiert, jedoch treten beim Umschalten zwischen Bereichen unterschiedlicher Anzahl von Soll-Raum-Vektoren pro Grundschwingungs-Periode unerwünschte Ausgleichs-Vorgänge auf. Herr Kehl gibt dazu näherungsweise Korrekturmaßnahmen an. Den Problemen und Korrekturmaßnahmen beim Betrieb an der Spannungsgrenze wird besonderes Augenmerk gewidmet, da dieser Bereich für den verlustarmen Betrieb mit variabler Zwischenkreis-Spannung interessant ist. Die vorteilhaften Eigenschaften des Drei-Punkt-Wechselrichters lassen sich nur bis zu einer 95%igen Spannungsausnutzung aufrecht erhalten.

Im Unterabschnitt 3.5 geht Herr Kehl auf die Berücksichtigung von minimalen Einschaltzeiten ein. Im vorliegenden Fall wird die minimale Einschaltzeit durch die Laufzeit eines Unterbrechungs-Programmes, das den berechneten Schaltzustand ausgibt, festgelegt. Dafür ist je nach Prozessortyp mit einer minimalen Einschaltzeit von $5\text{-}50\mu\text{s}$ zu rechnen. Bei stärker hardware-orientierten Lösungen würde sich diese Zeit entsprechend reduzieren. Raum-Vektoren mit Einschaltzeiten, die kürzer als obiges Minimum sind, können nicht realisiert werden, sie entfallen, so daß der approximierte Raum-Vektor nicht gleich dem Soll-Raum-Vektor wird. Insbesondere bei sehr niedrigen Frequenzen kann dies gehäuft nacheinander auftreten, was zu größeren Fehlern führen würde. Herr Kehl gibt dazu ein Korrektur-Verfahren an und zeigt die Wirksamkeit an Hand von Bildern mit und ohne Korrektur.

Der durch einen kapazitiven Spannungsteiler gebildete Mittelabgriff des Zwischenkreises kann temporär im Potential verschoben sein. Im Unterabschnitt 3.6 analysiert Herr Kehl dieses Verhalten und zeigt Möglichkeiten auf, wie durch eine zusätzliche Regelung das Mittelpunkt-Potential in einem zulässigen Bereich gehalten werden kann. Dazu greift diese zusätzliche Regelung derart in den Steuersatz ein, daß bei Raum-Vektoren, die durch mehrere unterschiedliche Schaltzustände realisierbar sind, diejenigen ausgewählt werden, die die obige Potentialabweichung abbauen. (Für die Zeit derartiger Eingriffe werden natürlich andere Optimierungsziele verdrängt.)

Kapitel 4 befaßt sich mit den Verlusten zunächst in der Maschine und dann im Wechselrichter. Rechnerisch ermittelt und verglichen werden die umrichterbedingten Zusatzverluste in der Maschine (zum größeren Teil Eisenverluste) bei Verwendung von Zwei-Punkt-Wechselrichtern mit 5 oder 10kHz Schaltfrequenz und bei Verwendung eines Drei-Punkt-Wechselrichters mit knapp 2kHz Schaltfrequenz. Oberhalb der Ausgangsfrequenz von 200 Hz erzeugt der mit maximal 2kHz schaltende Drei-Punkt-Wechselrichter nur rund die Hälfte der Zusatzverluste in der Maschine, die ein mit 10kHz schaltender Zwei-Punkt-Wechselrichter dort erzeugt. Erwartungsgemäß lassen sich besonders niedrige Zusatzverluste in der Maschine dann erreichen, wenn man mit einem auf konstant 95% ausgesteuerten Drei-Punkt-Wechselrichter arbeitet und die Grundschwingungs-Amplitude durch eine variable Zwischenkreis-Spannung einstellt.

Ebenfalls rechnerisch ermittelt werden die Verluste im Wechselrichter. Bei gleicher Schaltfrequenz erzeugt natürlich der Drei-Punkt-Wechselrichter aufgrund interner Reihenschaltungen geringfügig höhere Verluste. Da jedoch die Schaltfrequenz, wie oben gezeigt, beim Drei-Punkt-Wechselrichter deutlich niedriger liegt, ergeben sich dabei auch die geringeren Verluste im Drei-Punkt-Wechselrichter. Gesamthaft kann festgestellt werden, daß durch Einsatz des Drei-Punkt-Wechselrichters die Umrichter bedingten Gesamtverluste (Maschine plus Wechselrichter) um mehr als 50% reduziert werden.

In Kapitel 5 wird der Hardware-Aufbau, d.h. das Mikrorechner-System, seine Peripherie sowie der Leistungsteil des Drei-Punkt-Wechselrichters, seine Ansteuerung, Versorgung sowie die zwischengeschaltete Verriegelungseinheit besprochen. Die Verriegelungseinheit muß unter anderem Durchzündungen (Kurzschlüsse über die halbe oder ganze Zwischenkreis-Spannung) verhindern. Werden konstante Zeiten zwischen dem Abschaltbefehl an einen Transistor und dem Einschaltbefehl an einen folgenden Transistor eingehalten, dann ergeben sich bekanntlich bei niedrigen Frequenzen erhebliche Abweichungen der Ströme von der gewünschten Sinusform. Herr Kehl verringert diese Abweichungen dadurch, daß die Verriegelungszeit in Abhängigkeit der gemessenen Ströme auf das jeweilig erforderliche Minimum begrenzt werden.

Im Kapitel 6 wird knapp auf die Programmstruktur zur Realisierung der Steuersatzfunktionen eingegangen.

Im Kapitel 7 werden die experimentellen Ergebnisse zusammengestellt. Dabei wurde im Grunddrehzahlbereich die Regelung der Asynchron-Maschine (80186) nach dem in der Arbeit Schierling beschriebenen Verfahren durchgeführt. Da kein Maschinensatz für die hohen Ausgangsfrequenzen verfügbar war, konnte der obere Bereich bis 800 Hz nur an einer passiven RL-Last demonstriert werden. Erstmals realisiert wurde ein Regelungs-Verfahren für den Feldschwächbetrieb an der Spannungsgrenze, bei dem der Winkel zwischen der Läufer-EMK und der Ständer-Spannung zur Regelung des Drehmomentes benutzt wird. Bisher lagen hierzu nur Simulationsergebnisse vor. Herr Kehl hat gezeigt, daß die Realisierung mit den vorhandenen Rechnern möglich ist und zu gutem dynamischen Verhalten führt.

P. Mutschler