

REDUKTION DER OBERSCHWINGUNGSSTRÖME BEI PULSSTROMRICHTERGESPEISTEN DREH- STROMANWENDUNGEN (PSPICE-SIMULATION)

J. Poschadel

1 Verfahren zur Verminderung von Oberschwingungsströmen

Hochtourige dauermagneterregte Synchronmaschinen in Flachmagnetanordnung erfordern selbst in zweipoliger Bauweise Speisefrequenzen bis zu 1000 Hz und höher. Als Speiseeinheiten finden dabei spannungseinprägende, dreiphasige Pulswechselrichter Verwendung, die nach dem Unterschwingungsverfahren arbeiten. Bei der Pulsmodulation mit dreieckförmigem Modulationssignal und sinusförmiger Modulation enthalten die bereitgestellten Spannungen Oberschwingungen mit den Frequenzen [1]

$$f_{OS} = n f_P \pm v f_{GS}$$

Dabei ist f_{GS} die Frequenz der Grundschiwingung, f_P die Pulsfrequenz und n, v sind ganzzahlige, positive Ordsnungszahlen. Durch die höheren Frequenzanteile der Spannungen im Bereich der Pulsfrequenz und darüber treten ebenfalls höherfrequente Anteile in den Leiterströmen auf. Diese Verzerrungsströme erzeugen zusätzliche Stromwärme- und Eisenverluste in der Maschine.

In der Literatur werden zahlreiche Verfahren beschrieben, mit denen es bei drehzahlvariablen Antrieben möglich ist, die Oberschwingungsströme zu reduzieren bzw. niederfrequente Anteile zu vermeiden. Bei den Modulationsverfahren nach Schörner (Hanning) und den Flat-top-Verfahren [2] werden einzelne Schalter im Wechselrichter für bestimmte Winkelbereiche der Grundschiwingung nicht geschaltet und es entstehen geringere mittlere Schaltverluste, als wenn jeder Schalter mit Pulsfrequenz betrieben wird. Bei diesen Verfahren wird in der Literatur als möglicher Erhöhungsfaktor für die Pulsfrequenz 3/2 genannt. In [2] wird außerdem beschrieben, wie eine weitere Erhöhung der Pulsfrequenz (bis zum Faktor 2) erreicht werden kann, wenn Proportionalität zwischen Schaltverlustarbeit und Strombetrag vorausgesetzt wird.

Ein anderes Verfahren arbeitet mit optimierten Pulsmustern [8]. Hier wird das Oberschwingungsverhalten direkt beeinflusst, indem bestimmte Spannungsharmonische eliminiert werden oder der quadratische Oberschwingungsstromeffektivwert minimiert wird. Dies geschieht dadurch, daß aus den Fourier-Koeffizienten der Wechselrichterausgangsspannung bzw. der Strangspannung unter Berücksichtigung der Pulszahl und des Modulationsgrades iterativ Schaltwinkel für ein Pulsmuster mit Viertelschwingungssymmetrie bestimmt werden, die zur Elimination der gewünschten Harmonischen führen.

Eine weitere Möglichkeit, die Verzerrungsströme kleinzuhalten, bietet bei gleicher Zwischenkreis-spannung U_Z der Drei-Punkt-Wechselrichter. Mit ihm läßt sich im Gegensatz zum Zwei-Punkt-Wechselrichter eine dreistufige Modulation durchführen, so daß während einer Halbschwingung der Grundfrequenz die Ausgangsspannung nicht nur zwei ($U_Z, 0$; $-U_Z, 0$) sondern drei verschiedene Spannungswerte ($U_Z, U_Z/2, 0$; $-U_Z, -U_Z/2, 0$) annehmen kann. Eine solche Spannung hat einen deutlich geringeren Oberschwingungsgehalt als die mit zweistufiger Modulation. Da obendrein kleinere Schaltflanken auftreten, sind bei gleicher Pulsfrequenz die Schaltverluste geringer und die zulässige Modulationsfrequenz kann erhöht werden, wodurch die Verzerrungsströme weiter reduziert werden.

Bei hochtourigen Antrieben mit konstanter Drehzahl, d.h. konstanter Grundschiwingungs- und kon-

Die Reduktion der Verzerrungsströme wird bei den beiden ersten Verfahren softwaremäßig erreicht. Die zuletzt beschriebenen Maßnahmen erfordern jedoch zusätzlichen Hardwareaufwand. Die beim letzten Verfahren benötigten Filterelemente lassen sich jedoch wegen der hohen Pulsfrequenzen relativ massearm realisieren. In Verbindung mit der Raumzeigermodulation soll daher die Wirkung von Saugkreisen näher untersucht werden.



Bild1: Regelstruktur mit Filterelementen

2 Stromregelung in Pollagekoordinaten

Pspice stellt eine große Anzahl von analogen und digitalen Bausteinen zur Verfügung. Sie haben aber nicht das aus der regelungstechnischen Literatur ([4], [5], [6],[7]) bekannte Aussehen. Möchte man jedoch weiterhin mit vertrauten Strukturbildern arbeiten, so muß man sich aus dem Bauteilevorrat eigene Bauelemente erzeugen. Die Möglichkeiten, die mitgelieferten Bausteine zu manipulieren, werden von Pspice bereitgestellt.

Die so erstellte PSpice-Simulationsschaltung, die nach dem oben geschilderten Verfahren arbeitet, wobei Pollagekoordinaten verwendet werden, ist in **Bild 1** wiedergegeben. Als Sollwerte werden die d- und q-Komponente des Ständerstromes vorgegeben und mit den geglätteten Istwerten, die in der unteren Bildhälfte aus den drei Strangströmen (Ausgangsgrößen des Wechselrichters, die bei der praktischen Realisierung gemessen werden können) durch eine Koordinatentransformation gewonnen werden, verglichen. Die Differenz der Signale gelangt auf PI-Regler und steht danach als Sollwert für die Spannungen in Längs- und Querachse der Maschine zur Verfügung. Bevor die Sollwerte auf einen Modulator und das danach folgende Glied für das Phasensplitten gelangen, müssen sie jeweils zwei Begrenzungsglieder durchlaufen. Die Grenzwerte enthalten neben den maximal zulässigen Gegenspannungen auch eine Stellreserve. Außerdem werden sie durch das verwendete Modulationsverfahren für die Pulsdauermodulation beeinflusst [4]. Auf die zwischen den Begrenzern angreifende Störgrößenkompensation wird weiter unten noch eingegangen. Nach den Begrenzern erfolgt eine Transformation in die Raumzeigerkoordinaten a und b., anschließend eine Phasenaufspaltung in die drei Sollwerte für die Strangspannungen U_{s1s} , U_{s2s} u. U_{s3s} . Zu diesen wird eine Nullspannung U_{0RZ} mit dreifacher Grundschwingungsfrequenz addiert (diese kann bei freiem Sternpunkt keine Ströme ausbilden, erlaubt aber eine um den Faktor $2/\sqrt{3}$ größere Ausnutzung des Wechselrichters, d.h. die Amplituden der Sollwerte können um 15% über der halben Zwischenkreisspannung U_Z liegen, (**Bild 2**). Bei der Raumzeigermodulation wird die Nullkomponente für jeweils 60° breite Bereiche (I VI in **Bild 2**) aus der folgenden Gleichung gewonnen.

$$U_0 = (- U_{maxs} - U_{mins})/2 = U_{mittels}/2$$

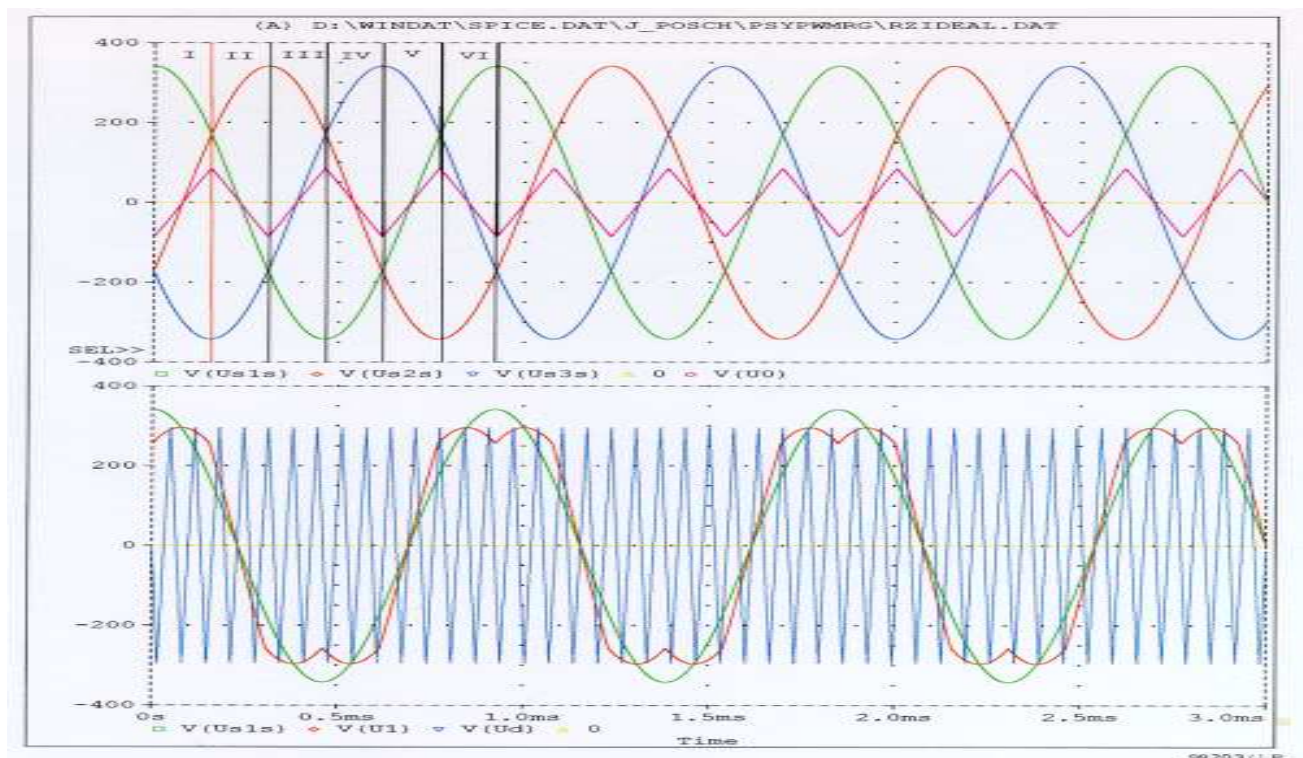


Bild 2: Raumzeigermodulation (offener Regelkreis)

In **Bild 2** sind einige für die Raumzeigermodulation typische Spannungsverläufe aufgetragen. Die obere Hälfte enthält die Sollwerte der Strangspannungen und die nach der obigen Gleichung berechnete Nullspannungskomponente U_0 . Darunter sind die dreieckförmige Vergleichsspannung mit dem Spitzenwert $U_z/2$, der in der Amplitude deutlich größere Spannungssollwert U_{s1s} und das Differenzsignal $U_1 = U_{s1s} - U_0$, das mit dem Dreieckssignal verglichen wird, aufgetragen.

Im Pulsbreitenmodulator werden aus den kontinuierlichen Spannungen die Schaltsignale V_1 , V_2 u. V_3 erzeugt (sie entsprechen den Wechselrichterausgangsspannungen). Nach den Netzdrosseln und den Saugkreisfiltern werden durch Phasenreduktion und eine anschließende Transformation die Komponenten des Raumzeigers gewonnen, der demoduliert wird, so daß an der Maschine die Spannungen für d- und q-Achse anliegen. Die beiden Achsen der Maschine, die in den Längszweigen Verzögerungsglieder enthält , sind über die rotatorisch induzierten Gegenspannungen miteinander verkoppelt. Diese Gegenkopplung, die die Regelung sehr erschwert, wird durch die schon oben erwähnte inverse Störgrößenaufschaltung kompensiert. Die Modulationen und Demodulationen

($a, b \Rightarrow d, q$ bzw. $d, q \Rightarrow a, b$) werden durch den Drehwinkel epsp , der rechts unten im Bild durch Integration aus der Winkelgeschwindigkeit ω gewonnen wird, bzw. durch $\cos(\text{epsp})$ und $\sin(\text{epsp})$, gesteuert.

In diesem Bericht sollen Strom- und Spannungsverläufe für eine konstante Drehzahl, nämlich die Bemessungsdrehzahl, untersucht werden. Wenn das dynamische Verhalten der Maschine interessiert, also Hochlauf, Lastwechsel und Drehrichtungsumkehr, so müssen dem Regelschema in **Bild 3** noch weitere Regler überlagert werden, z.B. Regler für die Lageregelung, für die Drehzahlregelung und für die Momentenregelung.

3 Simulation ohne Filterbauelemente und Istwertglättung

Zunächst wurde eine Simulation durchgeführt, bei der den Filterelementen solche Werte zugewiesen wurden, daß sie sich nicht auf das Verhalten des Regelkreises auswirken (Istwertglättung mit $T = 0,5 \mu\text{s}$, Netzdrossel $L_N = 1 \mu\text{H}$, Saugkreiswiderstand $R_{sk} = 1 \text{ M}\Omega$). Das Simulationsergebnis ist in **Bild 3** dargestellt. Im oberen Diagrammteil sind die Spannungen U_{s1s} , U_{0RZ} , U_1 und die Modulationsspannung U_d eingetragen, darunter die Istwerte der Ströme in d- und q-Achse, weiter das Drehmoment und schließlich der Soll- und Istwert eines Strangstromes. Der Ripple in dem Istwert von i_{s1} wirkt sich auch auf die Ströme in der Längs- und Querachse der Maschine aus und ist außerdem in den Sollwerten der Spannungen wiederzufinden; sie haben keineswegs das Aussehen wie die idealen Verläufe in **Bild 2**. Im unteren Teil des **Bildes 3** ist das Frequenzspektrum von Drehmoment und Strangstrom wiedergegeben. Die größte Stromamplitude mit 12,11 A hat die Oberschwingung

$f_p - 2 f_{GS} = 12996 \text{ Hz}$. Das sind 7,6% der Grundschiwingung. Insgesamt ist aus dem Frequenzspektrum zu entnehmen, daß die Oberschwingungsverluste bei dieser Betriebsweise erhebliche Werte annehmen.

4 Simulation mit Istwertglättung, Netzdrossel und Saugkreisen

Für die Glättungszeitkonstante der Stromistwerte wurde $T=0,1\text{ms}$ gewählt. Durch die Glättung wird vor allem erreicht, daß die Sollwerte der Spannungen besser mit den Idealwerten in **Bild 2** übereinstimmen. Die Oberschwingungen in den Strömen und im Moment werden aber nur unwesentlich reduziert. Dies wird erst durch das Einfügen der Netzdrosseln und der Saugkreisfilter erreicht. Das Filter wurde auf die Frequenz $f_p - 4 f_{GS} = 10830 \text{ Hz}$ abgestimmt. Als Güte wurde für die Bestimmung des Verlustwiderstandes $Q = \sqrt{L/C} / R = 14,7$ angenommen. Damit ergeben sich

folgende Saugkreiselemente: $L_{SK} = 0,432 \text{ mH}$, $C_{SK} = 0,5 \text{ } \mu\text{F}$ und $R_{SK} = 2 \text{ } \Omega$. Für die Netzdrossel wurde $L_N = 0,2 \text{ mH}$ gewählt. Die Netzdrossel sollte deutlich kleiner als die Saugkreisdrossel sein, da es sonst passieren kann, daß Oberschwingungen, die unterhalb der Abstimmungsfrequenz liegen, zu sehr verstärkt werden. Durch die beschriebenen Maßnahmen wird erreicht, daß die Spannungswertwerte nahezu mit den Idealwerten übereinstimmen (**Bild 4**).

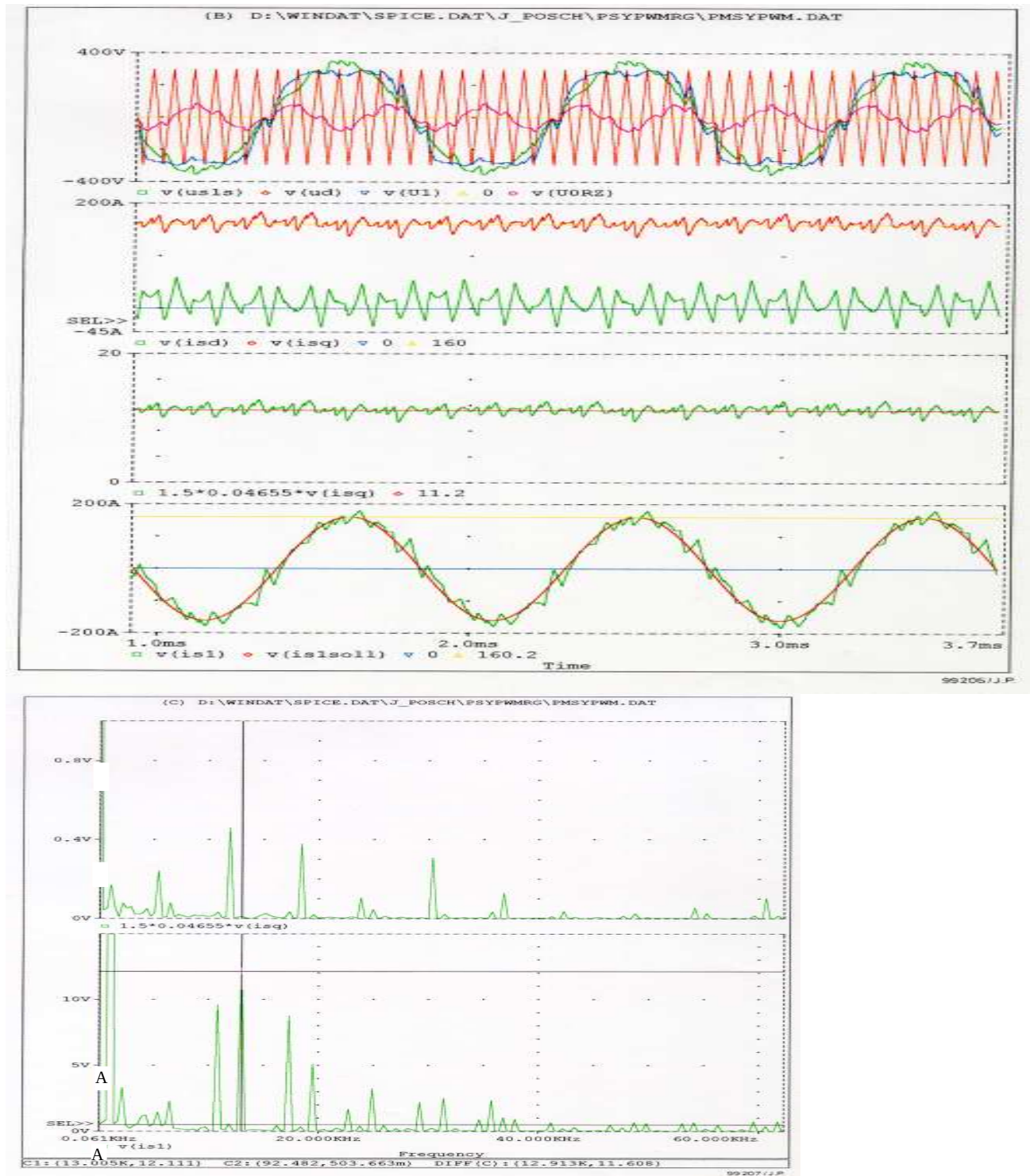
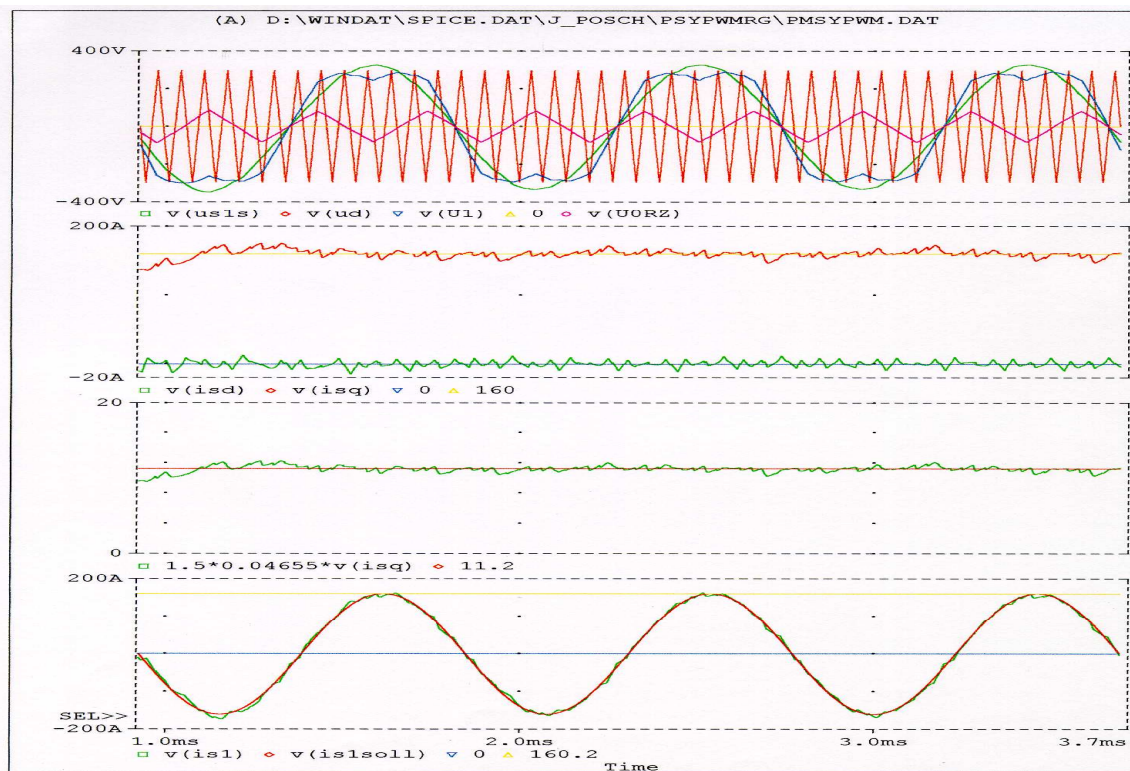


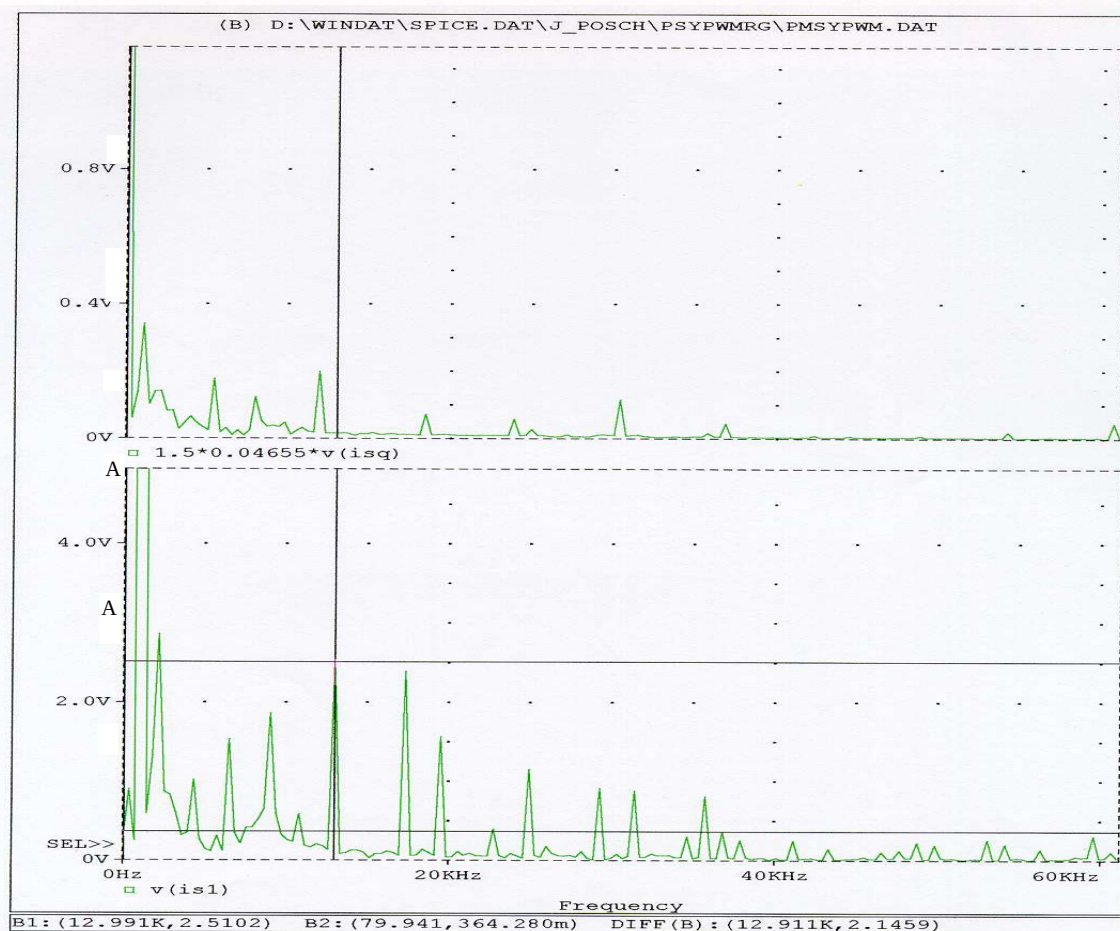
Bild 3: Simulation ohne Filterbausteine

Die Oberschwingungsamplituden der Ströme sind deutlich verringert worden. Die maximale Amplitude der Schwingung $f_p - 2 f_{GS} = 12996 \text{ Hz}$ beträgt 2,51 A, also nur noch 1,5% der Grundschwingungsamplitude, während die Oberschwingung, auf die das Filter abgestimmt wurde, nahezu völlig

unterdrückt wird. Auch alle Oberschwingungen mit höheren Frequenzen werden stark bedämpft. Bei einigen der niederfrequenten Schwingungen jedoch sind die Amplituden etwas angewachsen.



99210 / J.P.



99211 / J.P.

Bild 4: Simulation mit Istwertglättung, Netzdrossel und Saugkreisfilter

Literatur

- [1] Stemmler, H., Steuerverfahren für ein- und mehrphasige Unterschwingungswechselrichter zur Speisung von Kurzschlußläufermotoren, Dissertation, RWTH Aachen 1970
- [2] Reinold, H., Optimierung dreiphasiger Pulsdauermodulationsverfahren, Dissertation, RWTH Aachen 1995
- [3] Stanke, G., Untersuchung von Modulationsverfahren für Pulsstromrichter mit hohen dynamischen Anforderungen bei beschränkter Schaltfrequenz
- [4] Leonhard, W., Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, Berlin 1985
- [5] Bühler, H., Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe, Bd. I u. II, Birkhäuser, Basel 1977
- [6] Föllinger, O., Regelungstechnik, AEG-Telefunken, Berlin 1980
- [7] Orlik, B., Zum Betriebsverhalten mikrorechnergeregelter und pulswechselrichter gespeister Synchronmaschinen mit Permanentmagneterregung, Dissertation, TU Braunschweig 1987
- [8] Eckhardt, H., Grundzüge der elektrischen Maschinen, Teubner Studienbücher 1982