

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 82 (1991)

Heft: 19

Artikel: Moderne Regelantriebe mit abschaltbaren Leistungshalbleitern

Autor: Shehata, Mourad A.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-903018>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 17.03.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Moderne Regelantriebe mit abschaltbaren Leistungshalbleitern

Mourad A. Shehata

Der Einsatz abschaltbarer Leistungshalbleiter in selbstgeführten Stromrichtern für Regelantriebe bringt bedeutende Vorteile. Im Vergleich zu Lösungen mit Löschkondensatoren und Hilfsthystoren können Schaltungsaufwand, Volumen und Gewicht bei Umrichtern reduziert und der Wirkungsgrad erhöht werden. Höhere Pulsfrequenzen erlauben, die umrichterbedingten Oberschwingungsverluste zu reduzieren und die Geräusche bei pulswechselrichtergespeisten Asynchronmotoren zu vermindern.

L'utilisation de semi-conducteurs de puissance déclenchables dans les convertisseurs à commutation automatique pour variateurs de vitesse apporte des avantages appréciables. Comparativement aux solutions comportant des condensateurs étouffants et des thyristors auxiliaires, la dépense en circuits, le volume et le poids des convertisseurs peuvent être réduits et le rendement augmenté. Des fréquences de répétition d'impulsions plus élevées permettent de réduire les pertes et d'abaisser les bruits des moteurs asynchrones alimentés par moduleurs d'impulsions.

Adresse des Autors

Dr.-Ing. Mourad A. Shehata, AEG Aktiengesellschaft, Fachbereich Systemtechnik, Institut für Antriebstechnik und Leistungselektronik, Holländerstrasse 31–34, D-1000 Berlin 51.

Stromrichter wurden etwa zwei Jahrzehnte lang nahezu ausschliesslich mit Thyristoren und Dioden gebaut. Netz- und lastgeführte Stromrichter benötigen keine abschaltbaren Bauelemente. Im Gegensatz dazu musste bei selbstgeführten Stromrichtern der Strom in den Thyristorzweigen (z.B. bei Gleichstromstellern und Wechselrichtern) durch zusätzliche Löscheinrichtungen, die im wesentlichen aus Löschkondensatoren, Kommutierungs-drosseln und Hilfsthystoren bestanden, unterbrochen werden.

Die Entwicklung von abschaltbaren Halbleiter-Bauelementen unterschiedlicher Technologie hat die Bereiche der Leistungselektronik entscheidend verändert. Im untersten Leistungsbereich von einigen kW werden Feldeffekttransistoren Mosfets mit hohen Schaltfrequenzen eingesetzt. Mit bipolaren Transistoren können heute Geräte bis zu einigen 100 kW gebaut werden. Die Gate-Turn-Off(GTO)-Thyristoren decken den Leistungsbereich darüber hinaus bis zu hohen Leistungsgrenzen ab. Feldgesteuerte Transistoren (Insulated Gate Transistors IGTs oder Insulated Gate Bipolar Transistors IGBTs genannt) sind bis 20 kHz verwendbar, da ihre Schaltzeiten sehr kurz und somit ihre Schaltverluste gering sind.

Die Anwendung der abschaltbaren Bauelemente erlaubt das Weglassen der Löscheinrichtungen. Dadurch ergeben sich bei Gleichstromstellern und Wechselrichtern einige Auswirkungen, und insbesondere Vorteile, die in dieser Arbeit diskutiert werden. Es wird zunächst auf den vermindernden Schaltungsaufwand bei der Anwendung der abschaltbaren Leistungshalbleiter eingegangen. Die Verluste in Stromrichter und Motor werden bei Drehstromantrieben diskutiert. Hierbei werden umrichtergespeiste Asyn-

chronmotoren betrachtet. Die Abhängigkeit der Verluste von der Pulsfrequenz wird dargestellt. Die Motorbelastbarkeit und -geräusche werden ebenfalls für umrichtergespeiste Asynchronmotoren betrachtet.

Schaltungsaufwand

Bei der Anwendung abschaltbarer Leistungshalbleiter kann auf Kommutierungsmittel verzichtet werden. In diesem Abschnitt werden die dadurch erzielten Vorteile bezüglich des Schaltungsaufwandes bei Gleichstromstellern und Pulswechselrichtern erläutert.

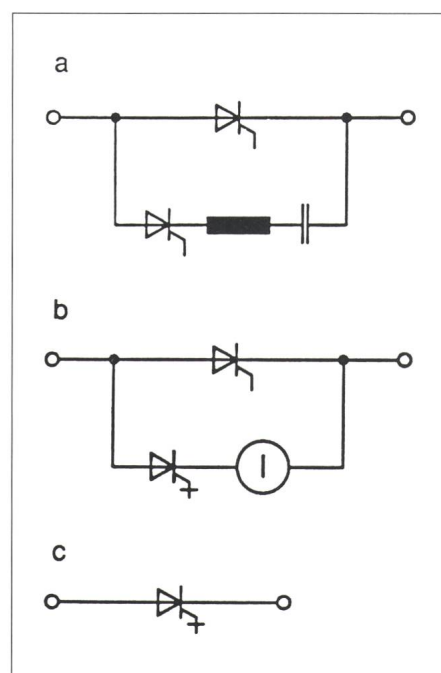


Bild 1 Gleichstromsteller
 a mit Thyristor und konventioneller Löschung
 b mit GTO-Löschung
 c mit Haupt-GTO

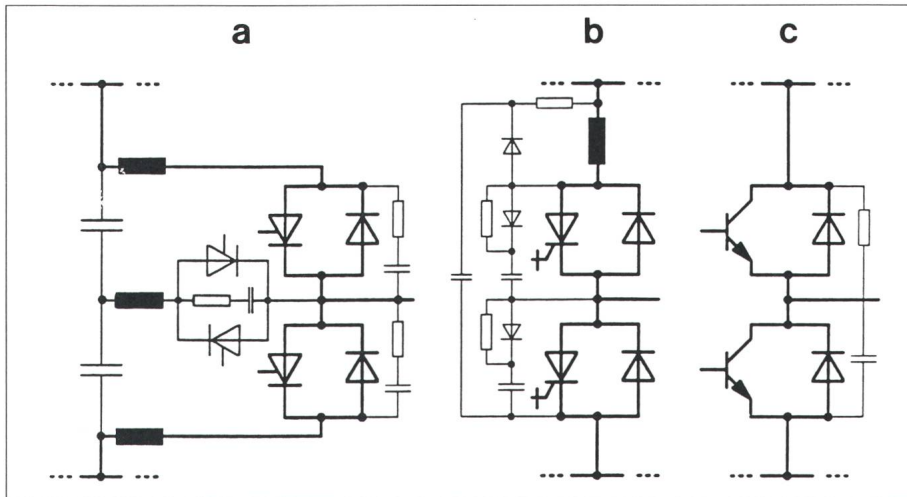


Bild 2 Zweigpaar eines Pulswechselrichters mit verschiedenen Leistungshalbleiter-Bauelementen

- a Frequenz-Thyristoren
- b GTO (Gate-Turn-Off)-Thyristoren
- c Bipolar-Transistoren

Gleichstromsteller

Abschaltbare Thyristoren (GTOs) ermöglichen heute eine erhebliche Schaltungsvereinfachung bei Gleichstromstellern. So kann die Kombination eines GTO und einer Hilfsspannungsquelle die beim konventionellen Thyristor-Steller zum Abschalten erforderlichen Hilfs-Thyristoren, Drosselspulen und Kondensatoren im Löschzweig ersetzen (Bild 1). Dadurch wird die Zahl der Bauelemente und somit das Volumen und das Gewicht verringert. Ausserdem sinkt der Geräuschpegel, und das Schaltverhalten wird von der Eingangsspannung unabhängig. Durch das schnelle verlustarme Abschalten des Hauptstroms mittels GTO ohne Verwendung von passiven Bauelementen können je nach Steller-Leistung und Anwendung

- Gewicht bis 20%
- Volumen bis 50%
- Verluste bis 30% und
- Kosten bis 10%

des konventionellen Gleichstromstellers verringert werden [1].

Hochleistungs-GTO-Thyristoren mit Sperrspannungen bis 4500 V und Abschaltströmen bis 3000 A erlauben heute die Anordnung der GTOs im Hauptzweig (Bild 1, c). Damit können mit einer sehr geringen Zahl aktiver und passiver Bauelemente Gleichstromsteller hoher Leistung realisiert werden.

Pulswechselrichter

Der Einsatz von abschaltbaren Leistungshalbleitern ist auch in Pulswech-

selrichtern von grossem Vorteil. Die für Thyristor-Stromrichter notwendigen Löschkreise entfallen dann (Bild 2). Dadurch können Bauelemente eingespart und somit eine Gewichts- und Volumenreduzierung erreicht werden. GTO-Thyristoren benötigen allerdings relativ aufwendige Beschal-

tungen, die für hohe Ströme ausgelegt sein müssen. Bei Bipolartransistoren oder IGBTs sind dagegen nur schwach dimensionierte Entlastungsschaltungen erforderlich. Oft wird nur eine kleine RC-Beschaltung zur Reduzierung der Spannungsspitzen beim Ein- und Abschalten benötigt, wie im Bild 2, c dargestellt. Dies bedeutet im Vergleich zu GTO-Thyristoren eine Vereinfachung der Schaltung und somit eine Reduzierung des Gesamtaufwandes.

Der Steuerleistungsbedarf der verschiedenen steuerbaren Leistungshalbleiter ist sehr unterschiedlich und muss bei einem Vergleich berücksichtigt werden. Eine Gegenüberstellung der Steuerströme und des Steuerleistungsbedarfs von GTO-Thyristoren, Bipolartransistoren und IGBTs ist am Beispiel eines 10-kVA-Drehstrom-Pulswechselrichters im Bild 3 dargestellt. Der wesentlich niedrigere Steuerleistungsbedarf der IGBT-Bauelemente (0,6 W bei einer Pulsfrequenz von 10 kHz) ermöglicht die Realisierung von Pulswechselrichtern mit äusserst geringem Ansteuer Aufwand.

Ein Vergleich des Volumens der Module eines 3phasigen Pulswechselrichters mit GTOs mit denjenigen bei

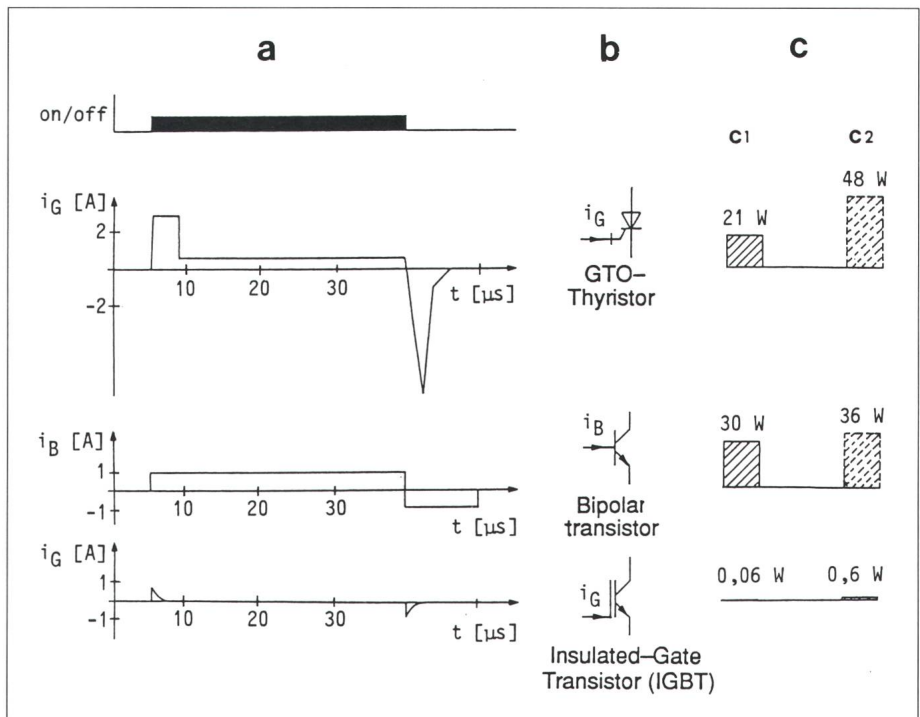


Bild 3 Steuerströme und Steuerleistungsbedarf von abschaltbaren Leistungshalbleitern

- a Steuerströme
- b Schema
- c Steuerleistungsbedarf für Drehstrom-Pulswechselrichter mit Nennleistung $P_{nenn} = 10 \text{ kVA}$
- c1 Pulsfrequenz $f_p = 1 \text{ kHz}$
- c2 Pulsfrequenz $f_p = 10 \text{ kHz}$

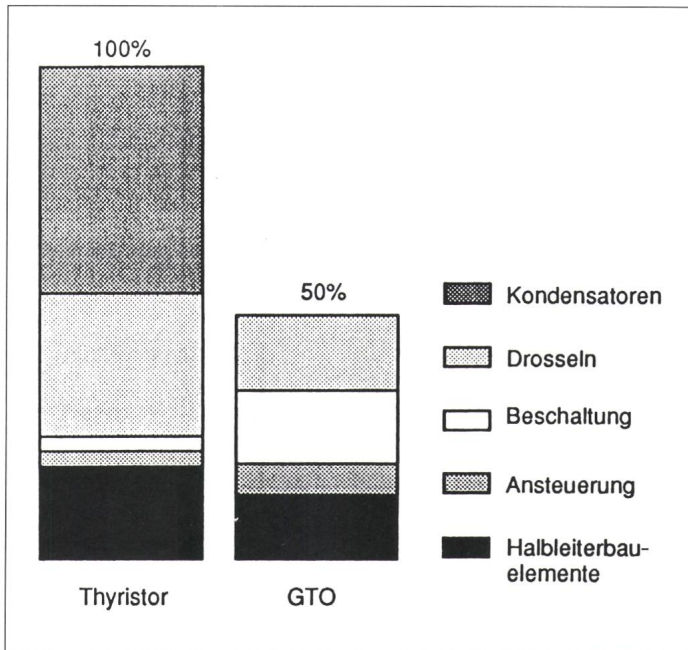


Bild 4 Bauelemente-Volumen für Pulswechselrichter
Vergleich des Volumens der Bauelemente eines Pulswechselrichters mit Thyristoren und GTOs nach [2].

Verwendung leistungsgleicher Thyristoren ist im Bild 4 dargestellt [2]. Die wesentliche Reduzierung des Volumens ist bei der GTO-Technik durch den Verzicht auf die Kommutierungskondensatoren und -Drosseln realisiert worden. Die relativ komplizierten Beschaltungs- und Ansteuerungskreise bei GTOs kompensieren einen Teil davon; trotz allem beträgt nun das gesamte Stromrichter-Volumen etwa die Hälfte desjenigen der Thyristor-Technik.

Die Bipolartransistoren und IGBTs werden in Pulswechselrichtern mittlerer Leistung (bis ungefähr 200 kVA) wegen des niedrigen Schaltungsaufwandes verwendet. Die IGBTs ermöglichen ausserdem die Erhöhung der Pulsfrequenz, was weitere Vorteile bietet. Zu nennen sind die Verbesserung der Antriebsdynamik sowie die Reduzierung der Stromoberschwingungen und der Motorgeräusche. Es wird darauf in den nächsten Abschnitten eingegangen.

Verluste in Drehstromantrieben

Abschaltbare Leistungshalbleiter sind heute auch oberhalb des Leistungsbereiches der Transistor-Ausführungen preisgünstig einsetzbar. Sie ermöglichen damit bis in den MW-Bereich hinein vor allem bei Einrichtungsantrieben eine willkommene Alternative zum Thyristor-I-Umrichter (Stromzwischenkreisumrichter).

Hauptsächlich werden bei Pulswechselrichter-Antrieben Käfigläufer-Asynchronmotoren verwendet. Im folgenden wird auf die auftretenden Verluste sowohl im Pulswechselrichter als auch im Asynchronmotor eingegangen.

Pulswechselrichterverluste

In Leistungshalbleitern entstehen Verluste, die sich aus Durchlass-, Sperr- und Schaltverlusten zusammensetzen. Die Durchlassverluste treten im Durchlasszustand auf, wenn

das Leistungshalbleiter-Element mit Durchlassstrom belastet wird, die Sperrverluste dagegen während der Zeit, in der das Leistungshalbleiter-Element im Sperrzustand ist. Da aber die Sperrströme und somit die Sperrverluste sehr niedrig sind, werden diese Verluste meistens vernachlässigt. Beim Übergang vom Sperrzustand in den Schaltzustand und umgekehrt treten Ein- und Ausschaltverluste auf. Die Summe der Ein- und Ausschaltverluste werden unter dem Begriff Schaltverluste zusammengefasst. Die Schaltverluste sind zur Pulsfrequenz proportional. Da die erlaubten Gesamtverluste auf eine bestimmte Grösse begrenzt sind, ergibt sich zu einem bestimmten Durchlassstrom eine maximal zulässige Pulsfrequenz.

Ein weiterer Teil der Verluste entsteht in den meist notwendigen Beschaltungen (Beschaltungsverluste). Diese Verluste können bei günstiger konstruktiver Gestaltung unabhängig von den Verlusten in den Leistungshalbleitern abgeführt werden. Sie vermindern aber den Gesamtwirkungsgrad eines Umrichters.

Bei selbstgeführten Stromrichtern mit Thyristoren und Löscheinrichtungen treten zusätzliche Verluste in den Kommutierungskreisen auf. Bei der Verwendung abschaltbarer Leistungshalbleiter entfallen die Löscheinrichtungen und somit auch die entsprechenden Verluste.

Bild 5 zeigt beispielhaft eine Aufteilung der Gesamtverluste eines Puls-

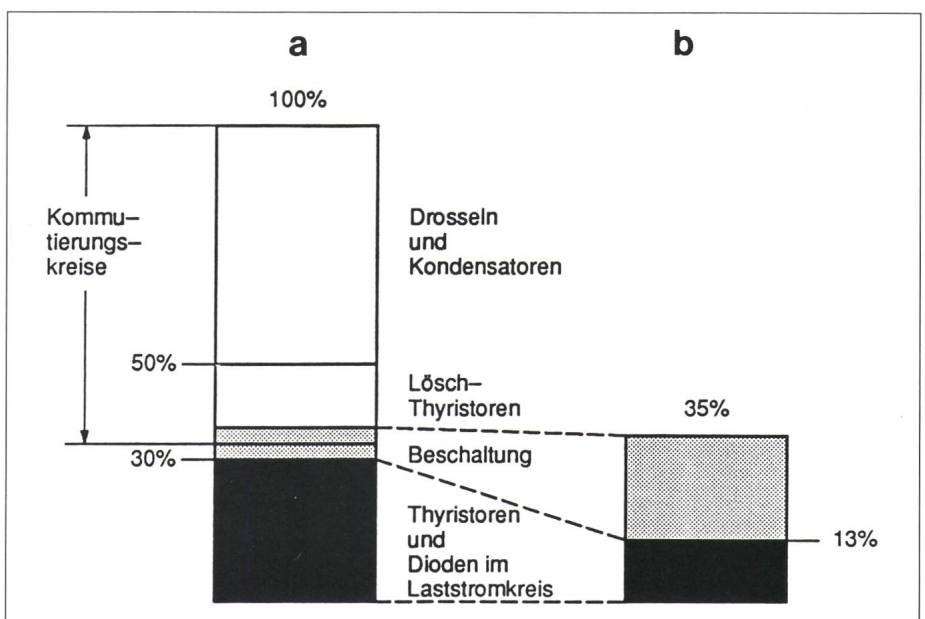


Bild 5 Vergleich der Stromrichterverluste im ICE-Antrieb nach [3]

- a Thyristor-Schaltung
- b GTO-Schaltung

wechselrichters des ICE-Antriebs (ICE: Intercity-Express) bei einem bestimmten Betriebspunkt, zum einen in Thyristor-Ausführung und zum anderen in GTO-Ausführung [3]. Da die Sperrspannungen der neu entwickelten GTOs höher als die der Thyristoren bei vergleichbarem dynamischen Verhalten sind, müssen für die gleiche Zwischenkreisspannung mehr Thyristoren in Reihe geschaltet werden. Dadurch sind die Durchlassverluste im Laststromkreis mit Thyristoren höher als die mit GTOs. Die Verluste in den Kommutierungskreisen stellen den grössten Anteil der Gesamtverluste im Thyristor-Stromrichter dar; sie erreichen zwei Drittel der Gesamtverluste. Die Verluste im GTO-Stromrichter betragen nur etwa ein Drittel derjenigen des Thyristor-Stromrichters. Die Beschaltungsverluste stellen hier einen grossen Anteil der Gesamtverluste dar. Man erkennt anhand dieses Beispiels einen Vorteil, den die GTO-Technik mit sich bringt.

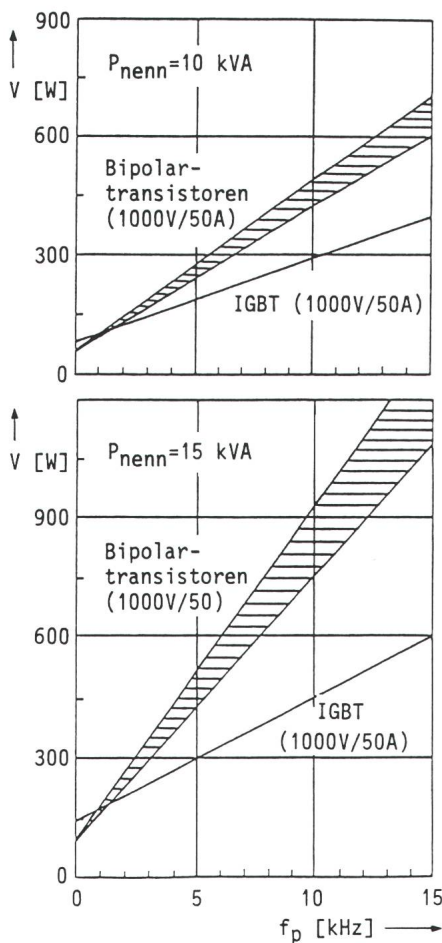


Bild 6 Verluste der Leistungshalbleiter im Drehstrom-Pulswechselrichter
Gesamtverluste V der Leistungshalbleiter im Drehstrom-Pulswechselrichter bei Nennleistung P_{nenn} in Abhängigkeit der Pulsfrequenz f_p

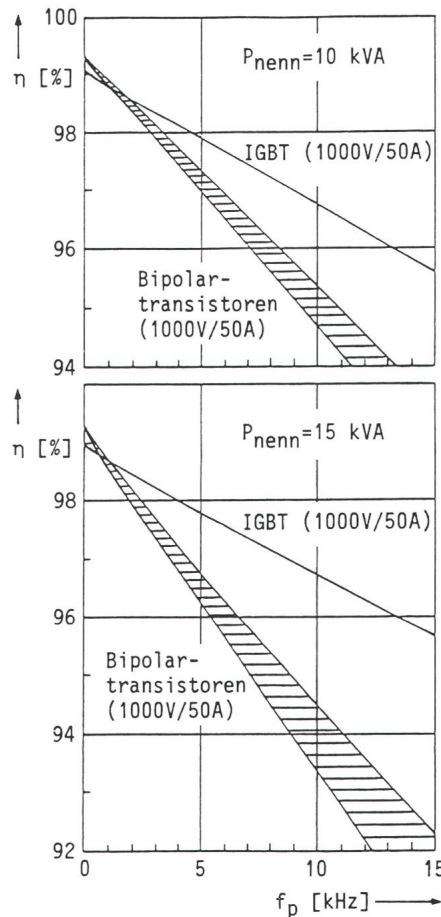


Bild 7 Wirkungsgrad eines Drehstrom-Pulswechselrichters
Wirkungsgrad η des Drehstrom-Pulswechselrichters bei Nennleistung P_{nenn} in Abhängigkeit der Pulsfrequenz f_p

Als zweites Beispiel werden die Gesamtverluste in Drehstrom-Pulswechselrichtern mit Nennleistung 10 und 15 kVA in Abhängigkeit von der Pulsfrequenz im Bild 6 dargestellt. Zwei Techniken werden hier betrachtet, eine mit IGBT und die andere mit Bipolartransistoren. Bei einer Pulsfrequenz von 1 kHz sind die Verluste im IGBT- und im Bipolartransistor-Pulswechselrichter etwa gleich. Bei 10 kHz liegen die Verluste des Bipolartransistor-Wechselrichters allerdings um den Faktor 1,5...2 höher als die des IGBT-Pulswechselrichters. Die entsprechenden Wirkungsgrad-Kurven der betrachteten Pulswechselrichter sind im Bild 7 angegeben.

Asynchronmotorverluste

Es wird in diesem Abschnitt auf die unterschiedlichen Arten der Verluste, die bei Sinus-(Netz-) und Umrichter-Speisung auftreten, eingegangen.

Verluste bei Sinus-Speisung: Die Gesamtverluste im Käfigläufer-Asynchronmotor bei Sinus-Speisung können nach VDE 0530, Teil 2 [4] als Summe folgender Einzelverluste behandelt werden:

- konstante Verluste
- a) Verluste im aktiven Eisen und Leerlauf-Zusatzverluste in anderen metallenen Teilen
- b) Reibungsverluste durch Lager
- c) gesamte Lüftungsverluste in der Maschine

Die Verluste b) und c) werden als mechanische Verluste bezeichnet

- lastabhängige Verluste
- a) Stromwärme-Verluste der Ständerwicklungen
- b) Stromwärme-Verluste der Läuferwicklungen

- lastabhängige Zusatzverluste

Als Zusatzverluste bezeichnet man bei Asynchronmotoren global alle Verluste, die durch

- die Nutung von Ständer und Läufer
- die Wicklungsverteilung
- Wickelkopfstreufelder
- Nutschrägung bei nicht isolierten Käfigwicklungen

verursacht werden und die exakt nur schwer berechnet und gemessen werden können [5 und 6]. Die Zusatzverluste entstehen an der Oberfläche und in den Zähnen vom Ständer- und Läuferisen, in den Motorwicklungen und in inaktiven Maschinenteilen wie Pressplatten und Gehäuse. Die Zusatzverluste sind nicht nur last-, sondern auch frequenzabhängig.

Verluste bei Umrichter-Speisung: Da bei Umrichter-Speisung der Asynchronmotor mit einer nicht-sinusförmigen

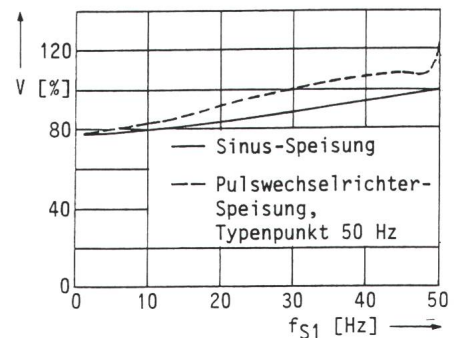


Bild 8 Asynchronmotorverluste bei Umrichterspeisung

Vergleich zwischen den Motor-Verlusten V bei Nennlast in Abhängigkeit der Grundschwingungsfrequenz f_{s1} bei unterschiedlicher Speisung; die Verluste sind bezogen auf die Nennlast-Verluste bei 50-Hz-Sinus-Speisung (= 100%).

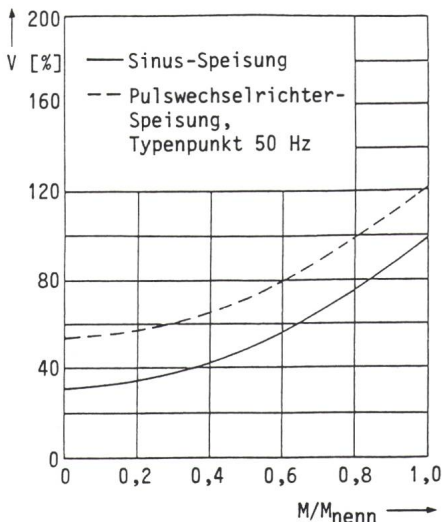


Bild 9 Asynchronmotorverluste bei Umrichterspeisung

Motor-Verluste in Abhängigkeit der Last bei unterschiedlicher Speisung bei einer Grundschwingungsfrequenz von $f_{S1} = 50$ Hz M/M_{nenn} Drehmoment, bezogen auf das Nenndrehmoment M_{nenn}
 V Motor-Verluste, bezogen auf die Nennlast-Verluste bei 50-Hz-Sinus-Speisung (= 100%)

migen Spannung betrieben wird, entstehen durch die in der Spannungs- und Stromkurve enthaltenen Oberschwingungen zusätzliche Verluste neben den Verlusten durch die Grundschwingung [7–11]. Es ist notwendig zwischen den Zusatzverlusten bei Sinus-Speisung und den zusätzlichen Verlusten infolge der Oberschwingungen bei Umrichter-Speisung zu unterscheiden.

Die Stromverdrängung wird in den Läufern der Käfigläufer-Normmotoren, die am Netz konstanter Frequenz und Spannung betrieben werden, gezielt eingesetzt, um das Anfahrtdrehmoment zu erhöhen. Dadurch wird beim Stillstand (Netzfrequenz) der Läuferwiderstand erhöht und die Läuferstreuinduktivität vermindert. Werden aber die Normmotoren mit variabler Frequenz gespeist, kann man sie durch gezielte Veränderung der Frequenz auf den gewünschten Wert hochfahren. Als Anlaufhilfe wäre daher die Stromverdrängung bei Umrichter-Speisung nicht mehr notwendig; sie verursacht sogar erhöhte Oberschwingungsverluste. Es ist erforderlich, den Einfluss der Stromverdrängung auf die Läuferparameter bei der Berechnung der zusätzlichen Verluste infolge der Umrichter-Speisung zu berücksichtigen.

Untersuchungsergebnisse: Genaue Untersuchungen wurden an einem 4poligen, oberflächengekühlten 7,5-kW-Käfigläufer-Normmotor durchgeführt. Die Verluste dieses Motors bei Nennlast als Funktion der Frequenz bei Sinus- und Pulswechselrichter-Speisung sind im Bild 8 dargestellt. Sie sind auf die Nennlast-Verluste bei 50-Hz-Sinus-Speisung bezogen. Die Erhöhung der Verluste infolge der Umrichter-Speisung ist deutlich zu erkennen. Im allgemeinen hängen die Verluste bei Pulswechselrichter-Speisung unter anderem vom Pulsmuster-Generator ab, vor allem aber vom Verhältnis von Puls- zur Typenfrequenz. Um die Oberschwingungsströme und somit die Motorverluste bei U-Umrichter- (Spannungswinkelumrichter mit variabler oder konstanter Zwischenkreisspannung) und somit Pulswechselrichter-Speisung zu begrenzen, muss der Motor eine hohe Streuinduktivität aufweisen. Durch Vergrößerung der Streuinduktivität wird aber der Flussschwäcbereich verkleinert. Deshalb wird manchmal die geforderte Induktivität zum Teil in einer Vordrossel untergebracht, die bei hohen Drehzahlen überbrückt wird.

Die Verluste und der Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Last bei Sinus- und Pulswechselrichter-Speisung bei 50-Hz-Betrieb sind im Bild 9 und 10 angegeben. Bei U-Umrichter- und somit Pulswechselrichter-Speisung sind die Oberschwingungsverluste lastunabhängige Verluste. Dadurch verkleinert sich der Wirkungsgrad, und der Punkt des maximalen Wirkungsgrads verschiebt sich hin zur grösseren Last

im Vergleich zur Sinus-Speisung. An dieser Stelle soll erwähnt werden, dass im Gegensatz dazu die Oberschwingungsverluste bei I-Umrichter-Speisung lastabhängig sind.

Einige Typen abschaltbarer Leistungshalbleiter ermöglichen höhere Pulsfrequenzen, die zusätzliche Vorteile bieten. Dadurch werden die Stromüberschwingungen im Motor-

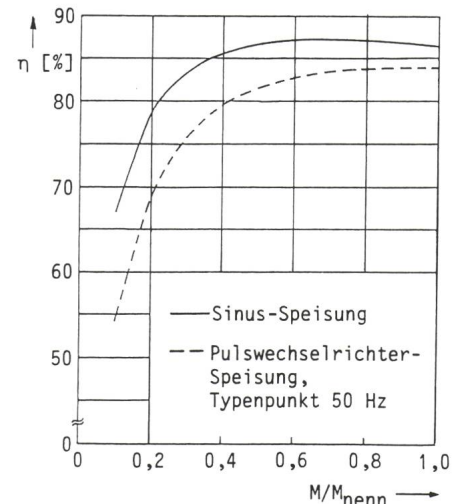


Bild 10 Wirkungsgrad eines Asynchronmotors bei Umrichterspeisung

Motor-Wirkungsgrad η in Abhängigkeit der Last bei unterschiedlicher Speisung bei einer Grundschwingungsfrequenz von $f_{S1} = 50$ Hz M/M_{nenn} Drehmoment, bezogen auf das Nenndrehmoment M_{nenn}

strom und somit die Motorüberschwingungsverluste und Drehmomentpulsationen reduziert. Die Wirkung der Pulsfrequenz auf die Oberschwingungsverluste des betrachteten

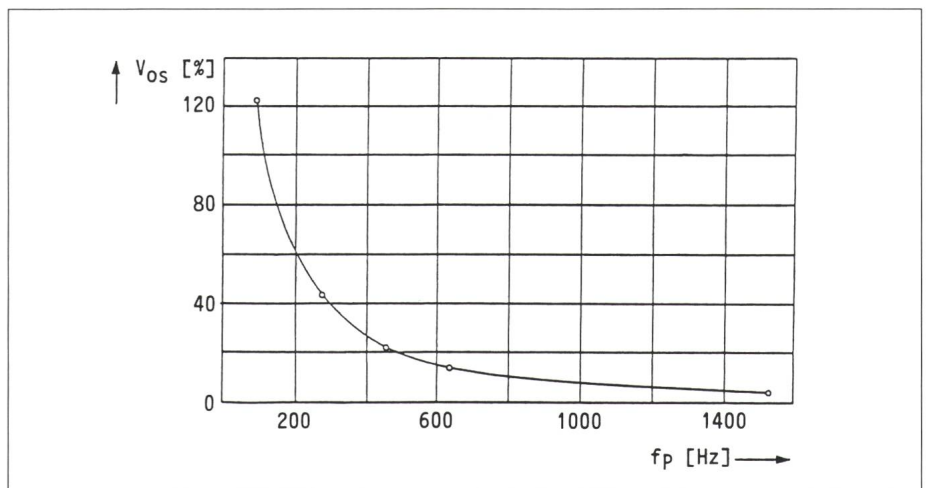


Bild 11 Oberschwingungsverluste im Asynchronmotor bei Umrichterspeisung

Auswirkung der Pulsfrequenz f_p auf die Oberschwingungsverluste V_{Os} bei einer Grundschwingungsfrequenz von $f_{S1} = 30$ Hz. Die Oberschwingungsverluste V_{Os} sind bezogen auf die Nennlast-Verluste bei 50-Hz-Sinus-Speisung (= 100%)

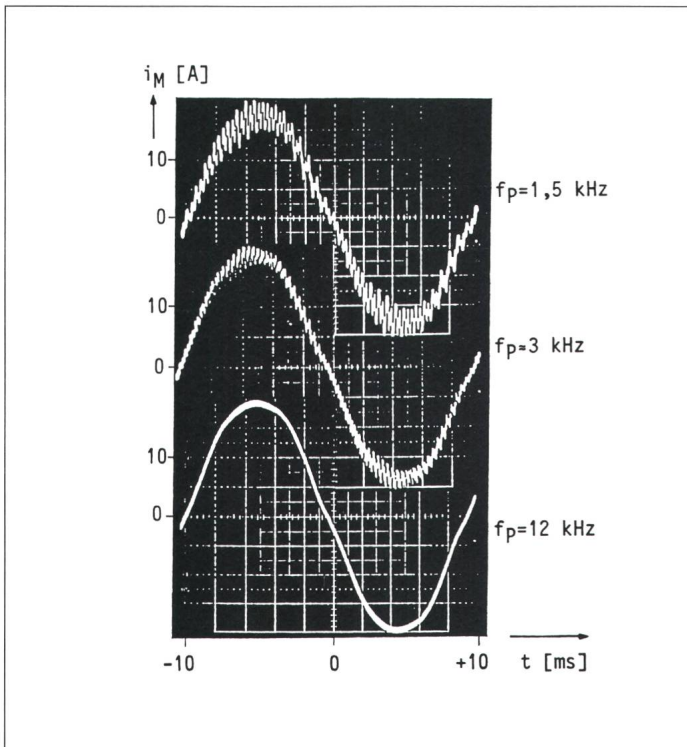


Bild 12
Motorstromströme bei verschiedenen Wechselrichter-Pulsfrequenzen

i_M Motorstromströme
 t Zeit
 f_p Wechselrichter-Pulsfrequenz
Die Motorgrundfrequenz f_{s1} beträgt in allen Fällen 50 Hz

gen Verluste hängen bei oberflächengekühlten, eigenbelüfteten Motoren von der Drehzahl ab, da der direkt betriebene Lüfter die Kühlung wesentlich bestimmt. Darüber hinaus spielt die Aufteilung der einzelnen Verluste eine wichtige Rolle auf den Wert der zulässigen Verluste. Bei Umrichter-Speisung tritt ein grosser Anteil der Oberschwingungsverluste im Läufer infolge der Stromverdrängung auf, so dass sich die relative Aufteilung der Verluste und somit die Temperaturen verschiedener Motorteile durch die umrichterbedingten Verluste ungleichmässig erhöhen. Es ist daher notwendig, die Verlustverteilung bei der Berechnung des zulässigen Drehmoments zu berücksichtigen. Zur relativ genauen Berechnung von thermischen Grenzdrehmomenten wird deshalb die Temperaturverteilung im Motor mit Hilfe des Wärmequellennetzes ermittelt [11]. Eine genaue Bestimmung des zulässigen Drehmoments ist jedoch nur durch Messungen möglich.

Motors bei einer Grundschwingungsfrequenz von 30 Hz ist im Bild 11 angegeben. Die Oberschwingungsverluste nehmen mit der Zunahme der Pulsfrequenz sehr stark ab. Sie erreichen bei 900 Hz ungefähr 10% und bei 1500 Hz ungefähr 5% (bezogen auf die Nennlast-Verluste bei 50-Hz-Sinus-Speisung).

Die gemessenen Ströme bei IGBT-Pulswechselrichter-Speisung mit einer Grundschwingungsfrequenz von 50 Hz und unterschiedlichen Pulsfrequenzen sind im Bild 12 gezeigt. Die Wirkung der Erhöhung der Pulsfrequenz auf den Stromverlauf und auf die Verminderung der Stromober-schwingungen ist deutlich erkennbar.

moment ist bei einer bestimmten Frequenz oder Drehzahl sowohl von der Summe aller Verluste (Grund- und Oberschwingungsverluste), als auch von den jeweils zulässigen, abführbaren Verlusten abhängig. Die zulässi-

Die gemessene Übertemperatur der Ständerwicklung – kurz Übertemperatur genannt – des betrachteten 7,5-kW-Asynchronmotors als Funktion des Lastdrehmoments bei unterschiedlichen Frequenzen ist in den Bildern 13 und 14 bei Sinus- und Puls-

Belastbarkeit von Asynchron-Normmotoren

Wie schon gezeigt wurde, verursachen die Oberschwingungen in der Motorspannung und im Motorstrom unter anderem zusätzliche Motorverluste (Oberschwingungsverluste). Deshalb ist es notwendig, Norm- und Transnormmotoren mit geringerem als ihrem für Netzbetrieb ausgelegten Nenndrehmoment zu betreiben, damit die Temperatur, der vor allem die Isolationsstoffe und die Lager ausgesetzt sind, einen zulässigen Wert nicht überschreitet. Dieses zulässige Dreh-

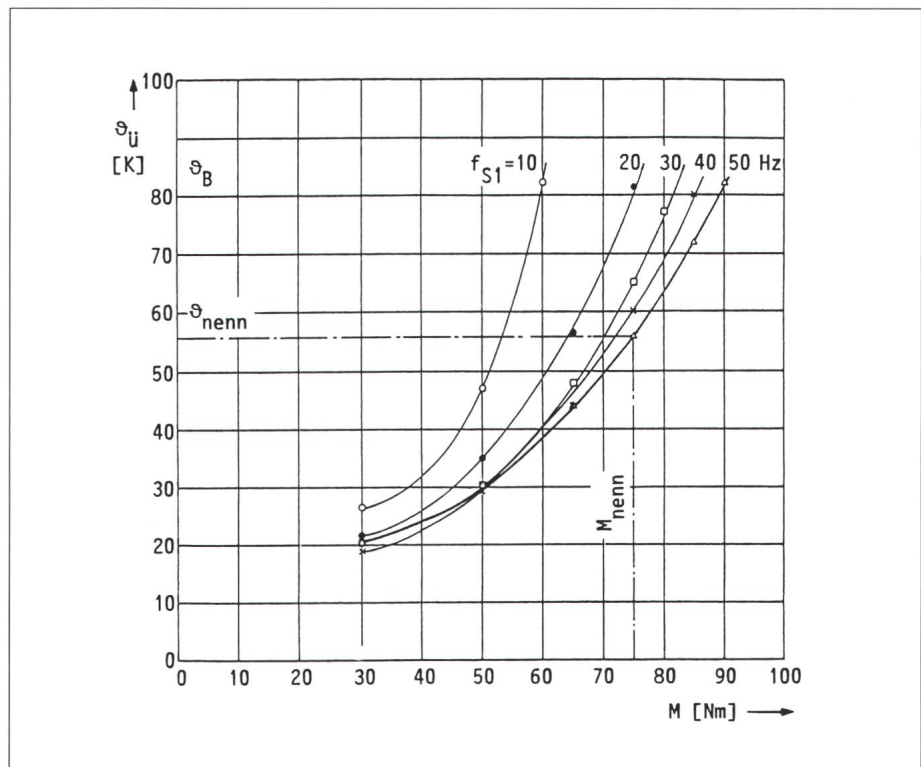


Bild 13 Belastbarkeit eines Asynchron-Normmotors bei Sinus-Speisung

Gemessene mittlere Übertemperatur ϑ_u der Ständerwicklung als Funktion des Drehmoments M für unterschiedliche Frequenzen f_{s1} bei Sinus-Speisung

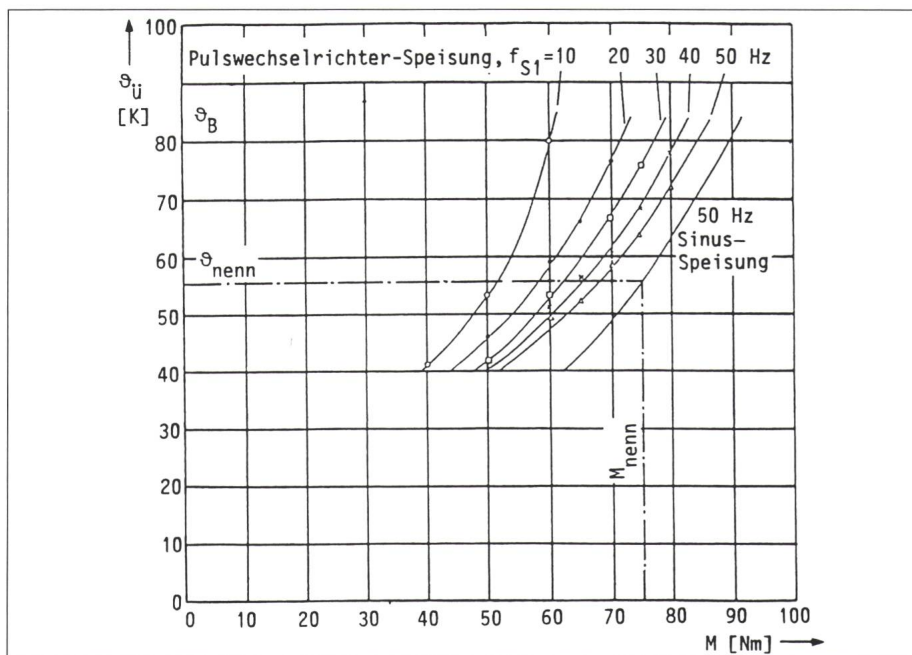


Bild 14 Belastbarkeit eines Asynchronmotors bei Pulswechselrichter-Speisung
 Gemessene mittlere Übertemperatur $\vartheta_{\text{ü}}$ der Ständerwicklung als Funktion des Drehmoments M bei Pulswechselrichter-Speisung mit unterschiedlichen Frequenzen f_{S1} (Typenpunkt bei 50 Hz) und bei 50-Hz-Sinus-Speisung

wechselrichter-Speisung dargestellt. Die maximale Pulsfrequenz bei dem verwendeten Pulswechselrichter beträgt 750 Hz. Die Motorverluste erhöhen sich infolge der umrichterbedingten Oberschwingungen im Vergleich zu denen bei Sinus-Speisung. Dadurch erhöht sich auch die Übertemperatur. Dies ist sehr deutlich den Bildern zu entnehmen. Die Frequenz- oder Drehzahlabhängigkeit der Kühlung, die die zulässigen Verluste bestimmt, kommt ebenfalls im Verlauf der Übertemperatur zum Ausdruck. Da Normmotoren eigenbelüftet sind, verschlechtert sich die Kühlung bei niedrigen Frequenzen oder Drehzahlen. Dadurch ist die Übertemperatur bei gleicher Belastung höher, obwohl die entstehenden Verluste bei niedrigen Frequenzen geringer sind. Eine Erhöhung der Frequenz oder Drehzahl verbessert die Kühlung. Mit steigender Frequenz nehmen aber auch die entstehenden Verluste zu. Mit Hilfe der Bilder 13 und 14 kann man das zulässige Drehmoment ableiten. Es wurden zwei unterschiedliche Beanspruchungen mit zwei verschiedenen Übertemperaturen als zulässig angenommen. Im ersten Fall beträgt die Übertemperatur gerade den Wert bei Nennlast und 50-Hz-Sinus-Speisung, im zweiten Fall hat die Übertemperatur einen Wert von 80 K gemäss Isolationsklasse B.

Bild 15 zeigt die zulässigen Drehmomente bezogen auf das Nenndrehmoment bei 50-Hz-Sinus-Speisung.

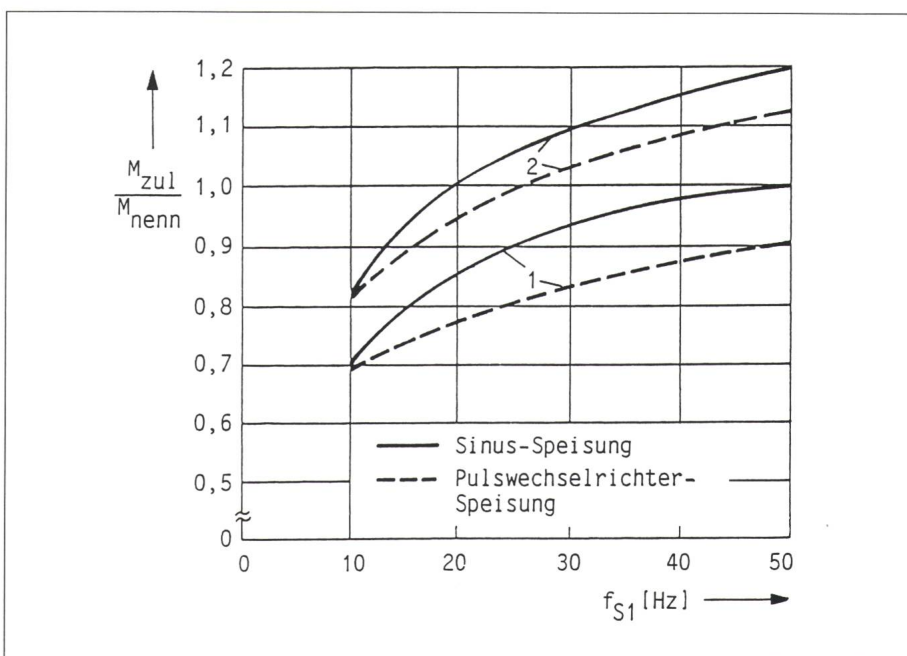


Bild 15 Belastbarkeit eines Asynchronmotors
 Aus Messungen ermitteltes, zulässiges Drehmoment M_{zul} in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlichen Speisungen
 M_{nenn} Nenndrehmoment bei 50-Hz-Sinus-Speisung
 f_{S1} Motorgrundfrequenz
 1 Die mittlere Übertemperatur der Ständerwicklung überschreitet nicht ihren Wert bei Nennlast, 50-Hz-Sinus-Speisung
 2 Die mittlere Übertemperatur der Ständerwicklung überschreitet nicht 80 K (Isolationsklasse B)

Man erkennt die thermische Reserve des untersuchten Normmotors. Überdimensionierte und daher überlastbare Normmotoren sind im allgemeinen für Umrichter-Speisung gut geeignet. Dies gilt auch für Normmotoren, deren Ständerwicklungen entsprechend Isolationsklasse F isoliert sind, aber nur als Isolationsklasse B deklariert werden. Würde die Pulsfrequenz im Pulswechselrichter auf einige kHz, zum Beispiel mit der Anwendung von IGBT-Bauelementen, erhöht, so würden kaum Oberschwingungsverluste im Motor auftreten. Die Kurven der zulässigen Drehmomente sind dann mit der bei Sinus-Speisung fast identisch.

Asynchronmotor-Geräusche

Die von einem Asynchronmotor erzeugten Geräusche können nach der Entstehungsursache unterschieden werden. Es sind:

- aerodynamische Geräusche,
- Lagergeräusche und
- elektromagnetische Geräusche.

Aerodynamische Geräusche entstehen vorwiegend durch den Lüfter des Motors. Lüftergeräusche sind dreh-

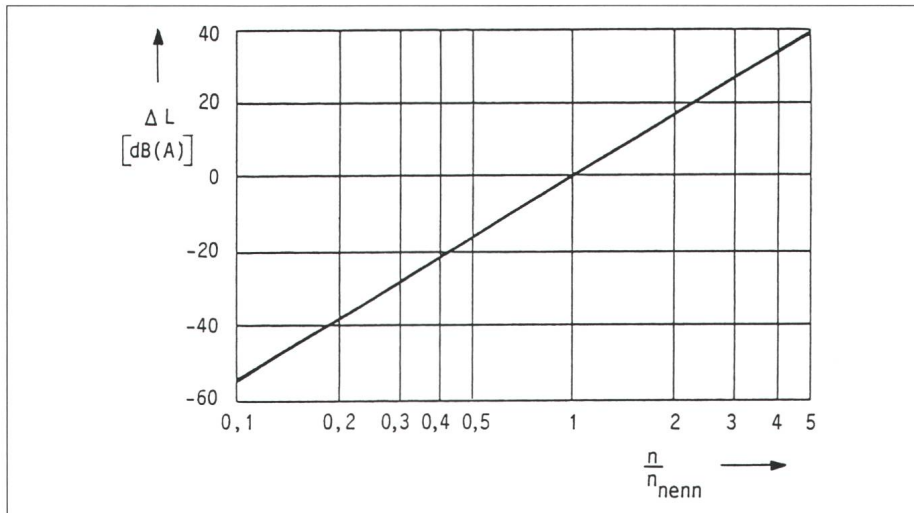


Bild 16 Asynchronmotor-Geräusche in Abhängigkeit der Drehzahl

ΔL Lüftergeräusche
 n/n_{nenn} auf Nenndrehzahl bezogene Motordrehzahl

zahlabhängig, so dass sich je nach Betriebsdrehzahl (bei Umrichter-Speisung) die Geräusche im Vergleich zu denen beim Nennpunkt erhöhen oder verringern, wie im Bild 16 dargestellt ist [13].

Die *Geräusche von Wälzlagern* werden durch den Abrollvorgang der Wälzkörper sowie durch Schwingungen der Wälzkörper und des Käfigs hervorgerufen. Diese Schwingungen haben zunächst Körperschall zur Folge, der an die übrigen Motorteile übertragen und dort schliesslich in hörbare Lagergeräusche umgesetzt wird [14].

Die *elektromagnetisch erzeugten Geräusche* von Asynchronmotoren entstehen durch die Schwankungen des Luftspaltfeldes. Diese Schwankungen werden durch:

- Wicklungsverteilung,
- Nutung von Ständer und Läufer,
- Sättigung und
- exzentrische Lagerung des Läufers in der Ständerbohrung

hervorgerufen [15]. Aufgrund der Induktionsoberwellen entstehen umlaufende Radialkraftwellen, die das Ständerblechpaket verformen und dadurch die umgebende Luft zu Schall-schwingungen anregen. Die allgemeine Form der Radialkraftwellen $F(\alpha, t)$ lautet:

$$F(\alpha, t) = F_r \cdot \cos(r \alpha - 2\pi \cdot f_A \cdot t).$$

Dabei bedeuten: α Winkel am Ständerumfang, t Zeit, F_r Amplitude, Ordnungszahl, die die halbe Anzahl von Nulldurchgängen der Kraftverteilung am Umfang angibt, und f_A akustische Frequenz. Dabei muss darauf

Frequenz der Kraftwellen, sondern auch von den Eigenfrequenzen des Ständerblechpaketes abhängig ist. Falls die Frequenz einer Kraftwelle mit einer der Eigenfrequenzen des Ständerblechpaketes übereinstimmt, kann auch bei geringer Anregung infolge der Resonanz eine grosse Lautstärke entstehen. Bei Umrichter-Speisung der Asynchronmotoren treten durch die Oberschwingungen in der Spannung zusätzliche Radialkraftwellen auf. Dadurch wird der Geräuschpegel erhöht. Darüber hinaus ist bei Umrichter-Speisung die Gefahr einer Resonanz grösser als bei Sinus-Speisung, da einerseits mehrere Kraftwellen-Frequenzen zur Anregung vorhanden sind und sich andererseits auch bei der Verstellung der Motorfrequenz die Frequenzen aller Kraftwellen ändern.

Das *Geräuschspektrum* bei Pulswechselrichter-Speisung setzt sich bei niedrigen Grundfrequenzen aus Ein-

hingewiesen werden, dass der elektromagnetisch erzeugte Schall nicht nur von der Grösse und der akustischen

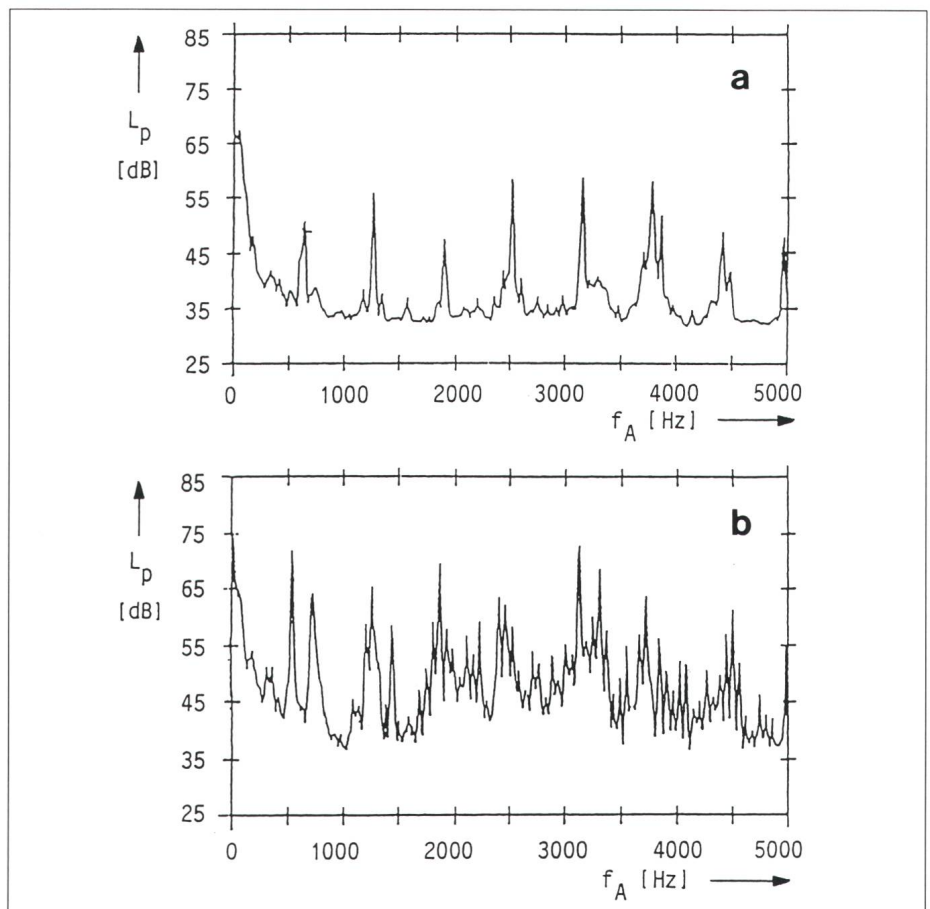


Bild 17 Geräuschspektrum eines Asynchronmotors bei Pulswechselrichter-Speisung, Leerlauf

a $f_{SI} = 3,75 \text{ Hz}, f_p = 630 \text{ Hz}$
 b $f_{SI} = 30 \text{ Hz}, f_p = 630 \text{ Hz}$
 L_p totale Geräusche
 f_A akustische Frequenzen
 f_{SI} Motorgrundfrequenz
 f_p Umrichter-Pulsfrequenz

zeltönen zusammen und geht mit steigender Grundfrequenz in ein Frequenzgemisch über (Bild 17 [16]). Die akustischen Frequenzen dieser Einzeltöne sind Vielfache der Pulsfrequenz oder liegen in deren Nähe. Beispielsweise zeigt das Spektrum der Spannung bei 30 Hz Grundfrequenz und 630 Hz Pulsfrequenz (d.h. Taktzahl $Z_T = 21$) eine stark ausgeprägte 19.

f_{S1} [Hz]	A-bewerteter Schallpegel L_p [dB(A)]	
	$f_p = 450$ Hz	$f_p = 630$ Hz
3,75	76,8	71,0
7,5	78,1	75,0
15,0	81,3	80,7
30,0	82,9	81,5

Bild 18 Schallpegel von pulswechselrichter- gespeistem Asynchron-Normmotor

A-bewerteter Schallpegel bei Speisung eines Asynchron-Normmotors aus einem Pulswechselrichter nach [16]

und 23. Oberschwingung infolge der 21fach-Taktung ($Z_T \pm 2$). Die Modulation beider Oberschwingungen mit der Grundschwingung ergibt Radialkraftwellen folgender akustischer Frequenzen f_A und Ordnungszahlen r :

– Grundschwingung $\times 19$. Oberschwingung

$r = 0 : f_A = 18; f_{SI} = 540$ Hz

$r = 4 : f_A = 20; f_{SI} = 600$ Hz

– Grundschwingung $\times 23$. Oberschwingung

$r = 0 : f_A = 24; f_{SI} = 720$ Hz

$r = 4 : f_A = 22; f_{SI} = 660$ Hz.

Aufgrund der niedrigen Ordnungszahl $r = 0$ treten die Frequenzen $f_A = 540$ Hz und 720 Hz besonders stark in Erscheinung, wie aus Bild 17, *b* zu erkennen ist.

Bild 18 zeigt die gemessenen A-bewerteten Schallpegel an einem pulswechselrichtergespeisten Asynchron-Normmotor [16]. Es werden zwei Pulsfrequenzen bei unterschiedlichen Grundfrequenzen betrachtet. Der Einfluss der Pulsfrequenz ist deutlich dieser Tabelle zu entnehmen. Die Erhöhung der Pulsfrequenz durch die Anwendung von schnellen, abschaltbaren Leistungshalbleitern, ist nicht nur zur Reduzierung der Oberschwingungsverluste von grosser Bedeutung, sondern auch zur Verminderung der Geräusche. Hierbei sollte die Wahl der Pulsfrequenz, die die Hälfte einer

Resonanzfrequenz beträgt, unbedingt vermieden werden [16, 17]. Es soll darauf hingewiesen werden, dass die Pulsfrequenz nicht unbedingt ausserhalb des Hörbereiches liegen muss, wie in der Literatur [18, 19] angesprochen. Wichtig ist nur, dass die Pulsfrequenz bei Einhaltung eines Sicherheitsabstandes grösser als die Resonanzfrequenzen ist. Die umrichterbedingten magnetischen Geräusche verlieren allerdings ihre Bedeutung, wenn die Pulsfrequenz ausserhalb des Hörbereiches liegt. Also dürften die Geräusche in der gleichen Grössenordnung wie bei Sinus-Speisung liegen. Ist die notwendige Erhöhung der Pulsfrequenz, die durch die auftretenden Verluste in den Leistungshalbleitern begrenzt ist, nicht möglich, so bietet der Einsatz von Vordrosseln eine andere Möglichkeit zur Verminderung der Geräusche.

Zusammenfassung

Die Auswirkungen und insbesondere die Vorteile beim Einsatz abschaltbarer Leistungshalbleiter in selbstgeführten Stromrichtern (beispielsweise in Gleichstromstellern und Wechselrichtern) wurden diskutiert. Im Vergleich zu selbstgeführten Stromrichtern mit Löschkondensatoren und Hilfsthristoren ergeben sich bei der Verwendung von abschaltbaren Leistungshalbleitern folgende Vorteile:

- Verringerungen treten beim Umrichter-Schaltungsaufwand, -Volumen und -Gewicht auf.
- Die Umrichter-Verluste nehmen ab, und somit erhöht sich der Umrichter-Wirkungsgrad.

Der Einsatz neuartiger Leistungshalbleiter, zum Beispiel von IGBTs, ermöglicht ausserdem die Erhöhung der Pulsfrequenz mit weiteren Vorteilen, die in der Auswirkung auf pulswechselrichtergespeiste Asynchronmotoren erläutert wurden. Zu nennen sind:

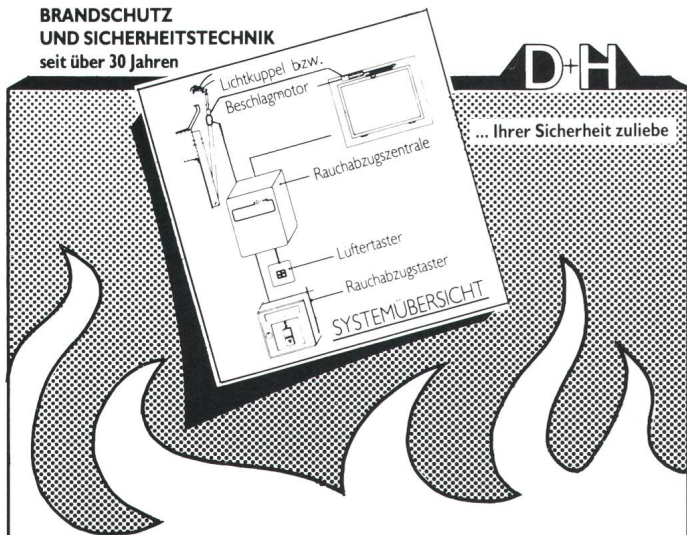
- Die Stromoberschwingungen werden reduziert und somit auch die umrichterbedingten Oberschwingungsverluste. Dadurch ist die Motorbelastbarkeit mit der bei Sinus-Speisung mit variabler Frequenz vergleichbar.
- Die Motor-Geräusche vermindern sich. Der Geräuschpegel ist stark von der Wahl der Pulsfrequenz abhängig. Die Pulsfrequenz sollte oberhalb der wichtigsten Resonanzfrequenz des Ständerblechpaketes liegen. Dadurch verlieren die um-

richterbedingten magnetischen Geräusche ihre Bedeutung.

Literatur

- [1] H.-P. Beck: Die elektrische Ausrüstung der neuen S-Bahn Triebzüge 480 in Berlin (West). ZEV-Glas Ann. 111 (1987) 11/12, S. 429–441.
- [2] M. Roffler: GTO-The «Turbo» in Electric Traction? Proceedings of the International Conference on Main Line Railway Electrification, York (England) 1989, S. 270–274.
- [3] G. Wiegner: GTO-Stromrichter für Bahnen. ZEV-Glas. Ann. 113 (1989) 6/7, S. 259–272.
- [4] DIN VDE 0530 Teil 2. 11.82: Bestimmung für umlaufende elektrische Maschinen; Ermittlung der Verluste und des Wirkungsgrades. Berlin. VDE-Verlag.
- [5] K.K. Schwarz: Survey of Basic Stray Losses in Squirrel-Cage Induction Motor. Proc. IEE 111 (1964) 9, S. 1565–1574.
- [6] F. Taegen: Zusatzverluste von Asynchronmaschinen. ACTA Technica ČSAV (1968) 1, S. 1–31.
- [7] V.B. Hosinger: Induction Motors Operating from Inverters. Conference Record of the IEEE Industry Application Society Annual Meeting, 1980, S. 1276–1285.
- [8] F. Hentschel and M.A. Shehata: Contribution to the Calculation of the Necessary Torque Reduction of Standard Induction Motors Operating from Static Converters. Proceedings of the International Conference on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines. Turin (Italien) 1986, S. 666–673.
- [9] F. Hentschel and M.A. Shehata: Comparative Study on the Losses in Inverter-Fed Standard Squirrel-Cage Induction Motors. International Conference on Electrical Machines, München 1986, Konf.-Bd. 1, S. 320–323.
- [10] M.A. Shehata and F. Hentschel: Effect of Current Displacement Consideration on the Behaviour of Inverter-Fed Squirrel-Cage Induction Motors. International Conference on Electrical Machines, MIT, Cambridge (USA) 1990, Konf.-Bd. 1, S. 202–207.
- [11] N. Beständig: Ermittlung der Ströme, Verluste und Erwärmung eines Asynchron-Normmotors bei stationärem Betrieb an einem selbstgeführten Stromrichter mit konstanter Eingangsgleichspannung. Universität Fridericiana Karlsruhe, Dissertation 1986.
- [12] F. Hentschel and M.A. Shehata: Computer-Aided Testing (CAT) for the determination of the allowable torques of variable speed standard squirrel-cage induction motors. etz Archiv 10 (1988) 10, S. 319–324.
- [13] J. Schörner and D. Seifert: Elektrische und mechanische Besonderheiten umrichtergespeicher Asynchronmotoren. VDI Berichte 618 (1986), S. 99–118.
- [14] H. Niebler, P.-G. Sperling and M. Tikvicki: Grundsätze beim Entwickeln geräuscharmer elektrischer Maschinen im mittleren Leistungsbereich. Siemens-Zeitschrift 52 (1978) 3, S. 117–121.
- [15] H. Jordan: Geräuscharme Elektromotoren. Verlag Girardet Essen 1950.
- [16] F. Giessler: Asynchronmaschinen mit konventioneller und Wärmerohrkühlung am U- und I-Umrichter. Vergleich hinsichtlich der Ausnutzung, der Verluste und der Geräusche. RWTH Aachen, Dissertation 1988.
- [17] F. Giessler and Ph.K. Sattler: Magnetic Noise of Induction Machines by Inverter Supply. International Conference on Electrical Machines, Pisa (Italien) 1988, Konf.-Bd. 1, S. 611–616.
- [18] T. Nishimura, T. Murakami, T. Inoue, M. Nakaoka and T. Maruhashi: Evaluation of Magnetic Force in Induction Motor Driven by 20 kHz Carrier Frequency Sinusoidal PWM Inverter. Second European Conference on Power Electronics and Applications, Grenoble (Frankreich) 1987, Konf.-Bd. 2, S. 841–845.
- [19] T. Inoue, T. Nishimura, M. Nakaoka and T. Maruhashi: Reduction of Acoustic Noise in Induction Motor Driven by Three Phase PWM Chopper Using IGBT. Second European Conference on Power Electronics and Applications, Grenoble (Frankreich) 1987, Konf.-Bd. 2, S. 841–846.

**BRANDSCHUTZ
UND SICHERHEITSTECHNIK**
seit über 30 Jahren



... Ihrer Sicherheit zuliebe

- **Entrauchen von Treppenhäusern
und Hallen im Brandfall**
- **Belüften von Wintergärten**



Projektiert, Montage und Wartung von erprobten, hochtechnisierten und ausbaubaren Anlagen mit zugehöriger Steuerung in vielen Kombinationsmöglichkeiten direkt beim Schweizer Generalvertreter:

FOPPA AG CHUR Ringstrasse 35, Telefon 081 241146
Filiale Brail/Zernez, Tel. 082 72338

Wir fertigen

anspruchsvolle, massgeschneiderte Steuerungen
mit Kompetenz -seit 1965- warum nicht auch

für Sie Steuerungen

konventionell • speicherprogrammiert

detron ag 4332 Stein

4332 Stein

Tel. 064 - 63 16 73

Zögern Sie nicht!

Näher am Zielpublikum als im
Bulletin SEV/VSE können Sie mit
Ihrer Anzeige nicht sein.

Wir beraten Sie kompetent.
Tel. 01/207 86 32

Schweizerischer Elektrotechnischer Verein
Association Suisse des Electriciens
Associazione Svizzera degli Elettrotecnici
Swiss Electrotechnical Association



Die SEV-Prüfstelle Zürich

kalibriert
die Genauigkeit von elektri-
schen Messinstrumenten
(Kalibrierdienst)

führt
Abnahmen, Expertisen
und Beratungen durch

Unsere Fachspezialisten stehen zur Ihrer Verfügung. Rufen Sie uns an!

Schweizerischer Elektrotechnischer Verein, Prüfstelle Zürich
Seefeldstrasse 301, Postfach, 8034 Zürich
Telefon 01/384 91 11 – Telex 817 431 sev ch – Telefax 01/ 55 14 26

