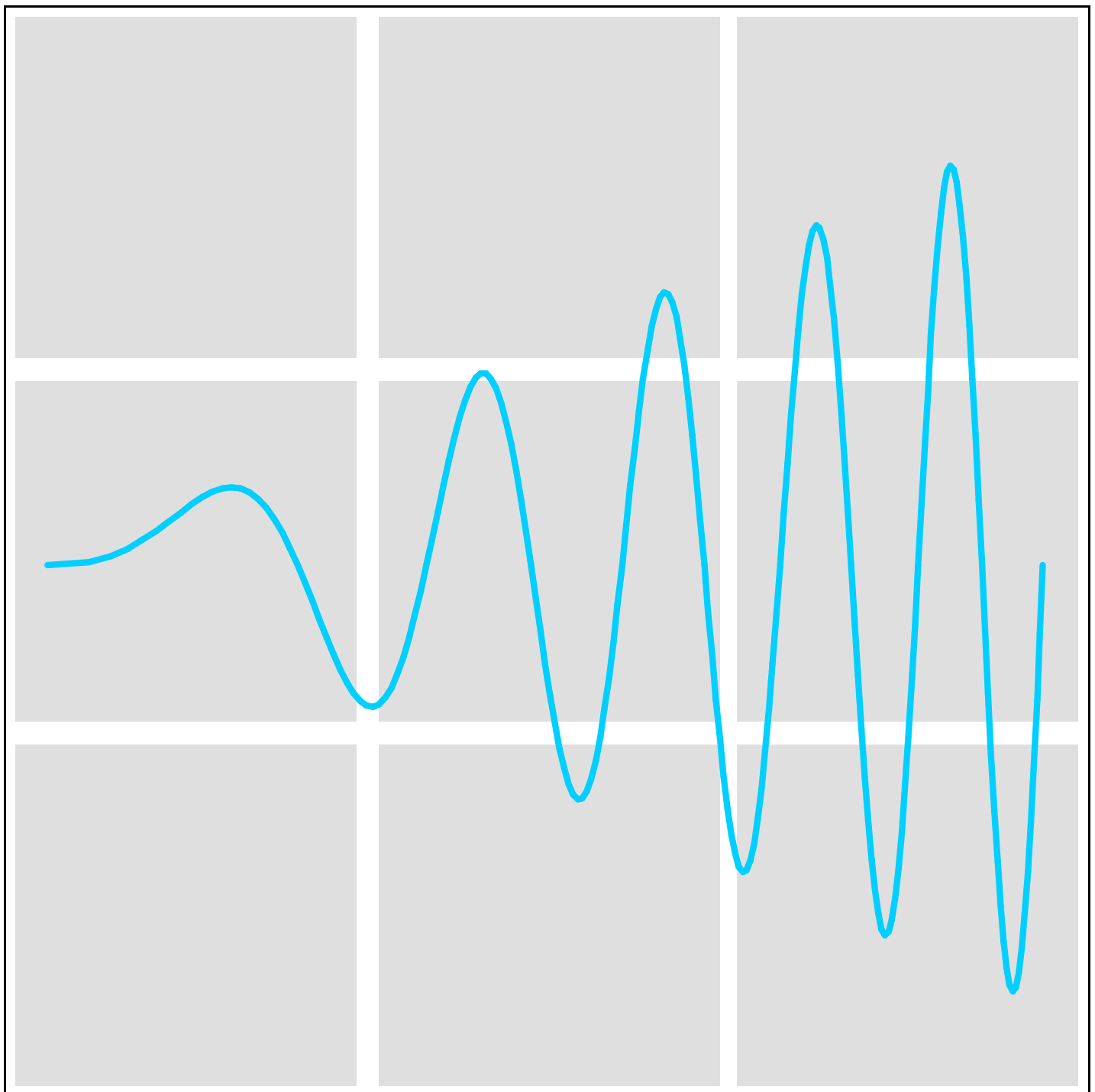


Umrichtergespeiste Drehstrommotoren

EP 2906



Diese "Elektronische Publikation" der Fa. Danfoss Bauer GmbH & Co darf ohne vorherige Genehmigung des Herausgebers weder auszugsweise noch vollständig nachgedruckt werden.

Alle Rechte vorbehalten.

Die Angaben wurden nach dem derzeitigen Stand der Normen und Vorschriften sorgfältig zusammengestellt und geprüft. Verbindlich ist der jeweilige Stand der technischen und gesetzlichen Regeln.

Für Schäden, die sich aus der Verwendung dieser Angaben ergeben könnten, wird keine Haftung übernommen.

Obering. H. Greiner  
Dipl.-Ing. H. Dorner

## Inhaltsverzeichnis

- 1 Allgemeine Vorteile
- 2 Drehzahlen
  - 2.1 Synchron-Drehzahl
  - 2.2 Schlupf-Drehzahl und Schlupf
  - 2.3 Untere Grenzfrequenz
  - 2.4 Obere Grenzfrequenz
- 3 Umrichterarten
  - 3.1 Umrichter mit Gleichstrom-Zwischenkreis (I-Umrichter)
  - 3.2 Umrichter mit variabler Gleichspannung im Zwischenkreis
  - 3.3 Umrichter mit fester, gepulster Zwischenkreisspannung
- 4 Spannung/Frequenz-Verhältnis ( $U/f$ -Kennlinie)
  - 4.1 Theoretischer, linearer Zusammenhang
  - 4.2 Spannungsanhebung wegen ohm'schem Spannungsabfall
  - 4.3 Dynamische Spannungsanhebung
  - 4.4 Abstufung der Spannungsanhebung nach unterer Grenzfrequenz, Bemessungsleistung und Bemessungsmoment
  - 4.5 Feldschwächung
  - 4.6 Beispiele für  $U/f$ -Kennlinien
  - 4.7 Automatische Energie Optimierung (AEO)
- 5 Thermische Auswirkungen der Oberschwingungen
- 6 Drehzahl und Kühlwirkung
  - 6.1 Erzeugte und abführbare Verluste in Abhängigkeit von der Lüfter-Drehzahl
  - 6.2 Kennlinien für reduziertes Drehmoment
  - 6.3 Einfluss des Verstellbereichs auf die Drehmoment-Reduzierung
  - 6.4 Wirkung und Wirtschaftlichkeit der Fremdbelüftung
- 7 Wirkungsgrad
- 8 Energieeinsparung durch Drehzahlverstellung
  - 8.1 Pumpen und Lüfter
  - 8.2 Anpassung der Fördergeschwindigkeit
  - 8.3 Geführter Hochlauf statt Direkteinschaltung
  - 8.4 Aufzugsantriebe
  - 8.5 Schweranlauf einer Zentrifuge
  - 8.6 Lüftungsanlage in der Haustechnik
- 9 Pendelmomente
- 10 Geräusch
  - 10.1 Umrichter
  - 10.2 Einfluss der Drehzahl
  - 10.3 Einfluss des Oberschwingungsgehaltes

- 11 Wellenspannung und Lagerströme
- 12 Entstehung und Auswirkungen der Spannungsspitzen bei PWM-Umrichtern
  - 12.1 Entstehung von Teilentladungen TE
  - 12.2 Grenzwerte für das Entstehen von TE
- 13 Normen für die Grenzwerte von Spannungsspitzen
  - 13.1 Definition der Spannungsanstiegszeit
  - 13.2 IEC 60034-17 Leitfaden für übliche Wicklungen
  - 13.3 IEC 60034-17 Diskussion einer Änderung
  - 13.4 REMA/GAMBICA Technical Guide
  - 13.5 IEC 60034-25 Leitfaden für spezielle Wicklungen
  - 13.6 Vergleich der Grenzwerte mit NEMA
  - 13.7 Abgrenzung der Zuständigkeiten bei der Planung
  - 13.8 Kennzeichnung der "Level" der Umrichtertauglichkeit
  - 13.9 Luft- und Kriechstrecken bei Zündschutzart Erhöhte Sicherheit "e"
- 14 Wickeltechnische Maßnahmen zur Unterdrückung der TE
  - 14.1 Übliche Technik hoher Qualität
    - 14.1.1 Maßnahmen bei Entwurf, Auslegung und Fertigung der Maschine
    - 14.1.2 Maßnahmen beim Isoliersystem
  - 14.2 Sonderfertigung für Umrichterspeisung ("Definite Purpose")
    - 14.2.1 spezieller Drahtlack
    - 14.2.2 Glimmerisolierte Runddrähte
    - 14.2.3 Maßnahmen bei Entwurf, Auslegung und Fertigung
    - 14.2.4 Maßnahmen bei der Installation
- 15 Unterdrückung der Spannungsspitzen am Umrichterausgang
- 16 Stoßspannungsprüfung auf Umrichtertauglichkeit
- 17 Konsequenzen für Hersteller, Anwender und Instandsetzer
- 18 Kompaktantriebe – konstruktive Einheit von Motor und Umrichter
  - 18.1 Marktstudie
  - 18.2 Vorteile des Kompaktantriebs
  - 18.3 Preisvergleich VF / PU
  - 18.4 Explosionsschutz
- 19 Wahl der Messinstrumente
- 20 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)

Literaturverzeichnis

Stichwortverzeichnis

In vielen Bereichen der Antriebstechnik wird in zunehmendem Maß die Forderung nach stufenlos verstellbarer Drehzahl gestellt.

Die Gründe sind vielfältig und mit der nachfolgenden Auflistung nur unvollständig dargestellt, vgl. [3.14] :

- Anpassung der Verarbeitung an wechselnde Produkte
- Verbesserung des Verfahrens
- Einsparung von Energie
- Betriebssicherheit
- Umweltschutz
- Wartungsarmut

Etwa seit 1970 werden mit steigender Tendenz Drehstrommotoren mit variabler, über statische Umrichter verstellten Drehzahl – also "Umrichtergespeiste Drehstrommotoren" – für diesen Zweck eingesetzt.

Diese Druckschrift befasst sich mit den Vorteilen und einigen Problemen dieser Antriebstechnik.

## 1 Allgemeine Vorteile

Jede Art der stufenlosen Drehzahlverstellung ist mit erhöhtem Aufwand an Technik und Kosten verbunden. Meist ist die "vor Ort" installierte Komponente des Antriebssystems modifiziert und dadurch mit "Schwachstellen" versehen (vgl. Bild 1.2).

Anders beim umrichtergespeisten Motor:

Abgesehen von geringen Abweichungen in der Wicklungsauslegung entsprechen frequenzgesteuerte Drehstrommotoren vollauf den listenmäßigen Motoren. Bei vollkommenem Schutz gegen Staub sowie Strahlwasser (Schutzart IP 65) erlauben sie ohne weiteres eine Aufstellung "in vorderster Front", also auch unter den schwierigsten Umweltbedingungen.

Die für eine stufenlose Drehzahl-Verstellung nun einmal erforderlichen komplizierten und empfindlichen Bauelemente sind ganz in den Frequenz-Umrichter verlegt und können unabhängig vom Aufstellungsort des Antriebes in einem ungefährdeten, leicht zugänglichen und zu beaufsichtigenden Maschinenraum oder im Schaltschrank installiert werden. Ein "Zwischennetz" verbindet Speisequelle und Motor.

**Nur wenige Lösungen für eine stufenlose Drehzahlverstellung bieten so wie der frequenzgesteuerte Drehstrom-Asynchronmotor diese räumliche Trennung der komplizierten Verstellelemente von den einfachen Antriebselementen.**

**Diese Antriebsart bietet sich deshalb auch für besonders schwierige oder unzugängliche Einsatzpunkte an.**

Es ist bezeichnend, dass bei der Einführung dieser neuen Technik in den 70er Jahren vor allem zwei Gruppen von Betreibern wichtige Schrittmacher waren: Walzwerke und Chemische Industrie. Bei der Stahlindustrie wurden die relativ hohen Kosten der Umrichter akzeptabel, weil Rollgangantriebe (Bild 1.3) in Gruppen (z.B. 20 ... 40 Stück) zusammengefasst werden konnten. Gegenüber Gleichstrom-Motoren ergab sich ein erheblich geringerer Wartungsaufwand. In explosionsgefährdeten Bereichen der Chemiewerke konnten die in Konstruktion und Wartung aufwändigen druckfest gekapselten Gleichstrom-Motoren abgelöst werden.



Bild 1.1 Drehzahlverstellung bei Arbeitsrollgängen zur Anpassung der Transportgeschwindigkeit  $v$  an die Walzgeschwindigkeit der Hauptantriebe am Gerüst

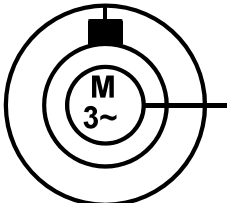
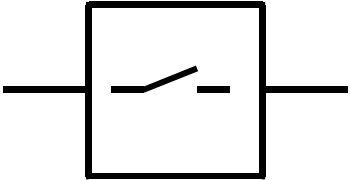
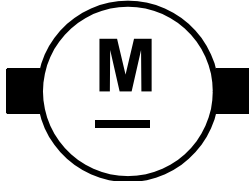
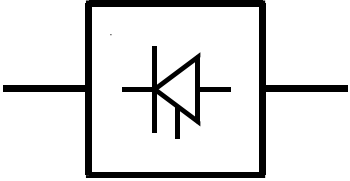
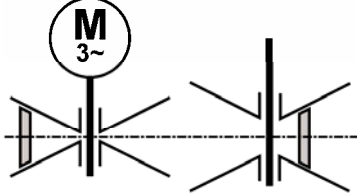
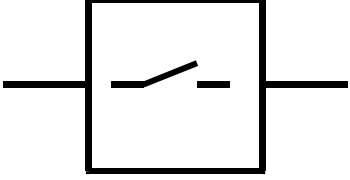
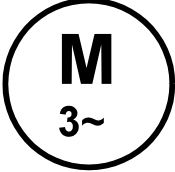
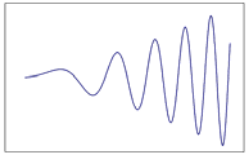
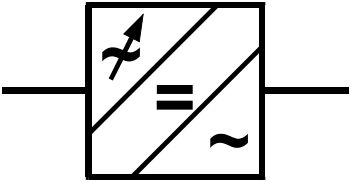
Gefährdeter Bereich		Ungefährdeter Bereich	
z.B. durch	Wasser Staub Korrosion Explosionsgefahr	besondere Merkmale	Elektrische Betriebsmittel
DNM		Schleifringe Kommutator Bürsten	
GM		Kommutator Bürsten	
VGM		Riemen Schlupf Elektrostatik Verschleiß	
UM		variable Frequenz 	

Bild 1.2 Vergleich von Antriebsarten mit variabler Drehzahl

- DNM - Drehstrom-Nebenschluss-Motor
- GM - Gleichstrom-Motor
- VGM - Verstell-Getriebemotor mit Breitkeilriemen-Getriebe
- UM - umrichtergespeister Drehstrommotor



Bild 1.3      Frequenzgesteuerte Rollgangantriebe in den Stahlwerken Peine;  
Inbetriebnahme 1977

## 2 Drehzahlen

Im folgenden Abschnitt werden einige Aspekte zur Festlegung der Drehzahl und ihrer Grenzwerte behandelt. Einige Hinweise beziehen sich auf Erfordernisse des Motors, die früher durch manuelle Anpassung erfüllt werden mussten. Modernen Umrichter-Regelverfahren erkennen und erfüllen diese Anforderungen automatisch.

### 2.1 Synchron-Drehzahl

Das Prinzip der Drehzahlverstellung ist einfach:

Für die Synchron-Drehzahl eines Drehstrom-Asynchronmotors gilt bekanntlich

$$n_{sy} = \frac{60 \cdot f}{p}$$

$n_{sy}$  - Synchron-Drehzahl (r/min)  
 $f$  - Frequenz (Hz)  
 $p$  - Polpaarzahl des Motors

Die Synchron-Drehzahl ändert sich also direkt mit der Speisefrequenz.

### 2.2 Schlupf-Drehzahl und Schlupf

Um Drehmoment zu bilden, muss der Rotor eines Asynchron-Motors um die Schlupf-Drehzahl gegenüber dem synchron rotierenden Drehfeld zurückbleiben (Feldbilder 2.2.1+2 nach Quelle [3.21]):

$$n_N = n_{sy} - n_{Sl}$$

$n_{Sl}$  - Schlupf-Drehzahl (r/min)  
 $n_{sy}$  - Synchron-Drehzahl (r/min)  
 $n_N$  - Asynchron-Drehzahl bei Bemessungsmoment (r/min)

Hieraus ergibt sich der Schlupf (in %)

$$s = \frac{(n_{sy} - n_N) \cdot 100}{n_{sy}} = \frac{n_{Sl} \cdot 100}{n_{sy}}$$

die Schlupf-Frequenz (Frequenz im Rotor in Hz)

$$f_{Sl} = \frac{n_{Sl} \cdot p}{60}$$

### 2.3 Untere Grenzfrequenz

Ein 4poliger Motor, der bei Netzfrequenz 50 Hz eine Nenndrehzahl von zum Beispiel 1425 r/min hat, benötigt also zur Bildung seines Nenndrehmomentes eine Schlupfdrehzahl von  $n_{SL} = 75$  r/min und einen Schlupf (bezogen auf Synchron-Drehzahl 1500 r/min) von 5 %.

Die Schlupf-Frequenz im Läufer beträgt hierbei 2,5 Hz (vgl. Bild 2.3.1).

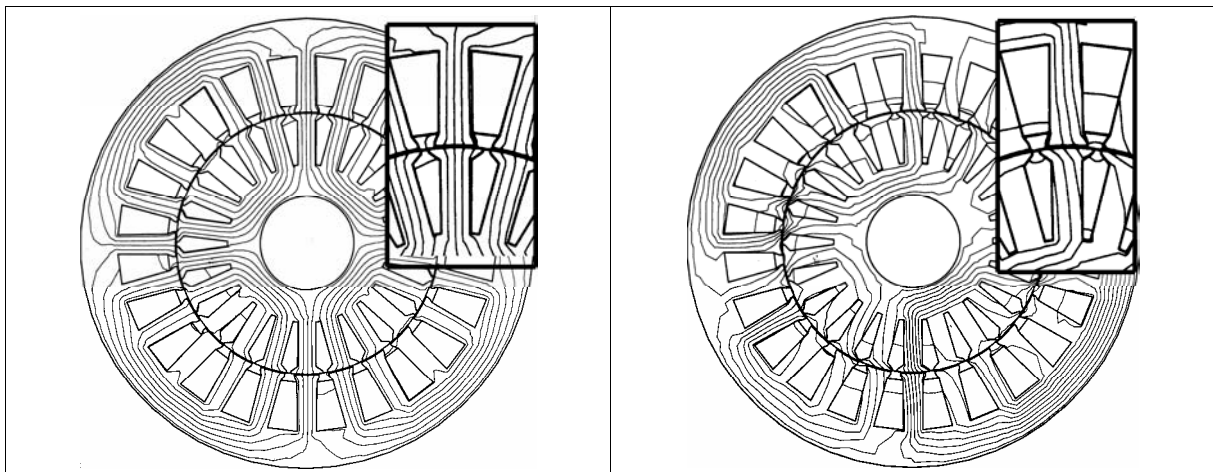


Bild 2.2.1  
Feldbild im Leerlauf – Linien nicht "gespannt"

Bild 2.2.2  
Feldbild bei hohem Schlupf – Linien "gespannt"



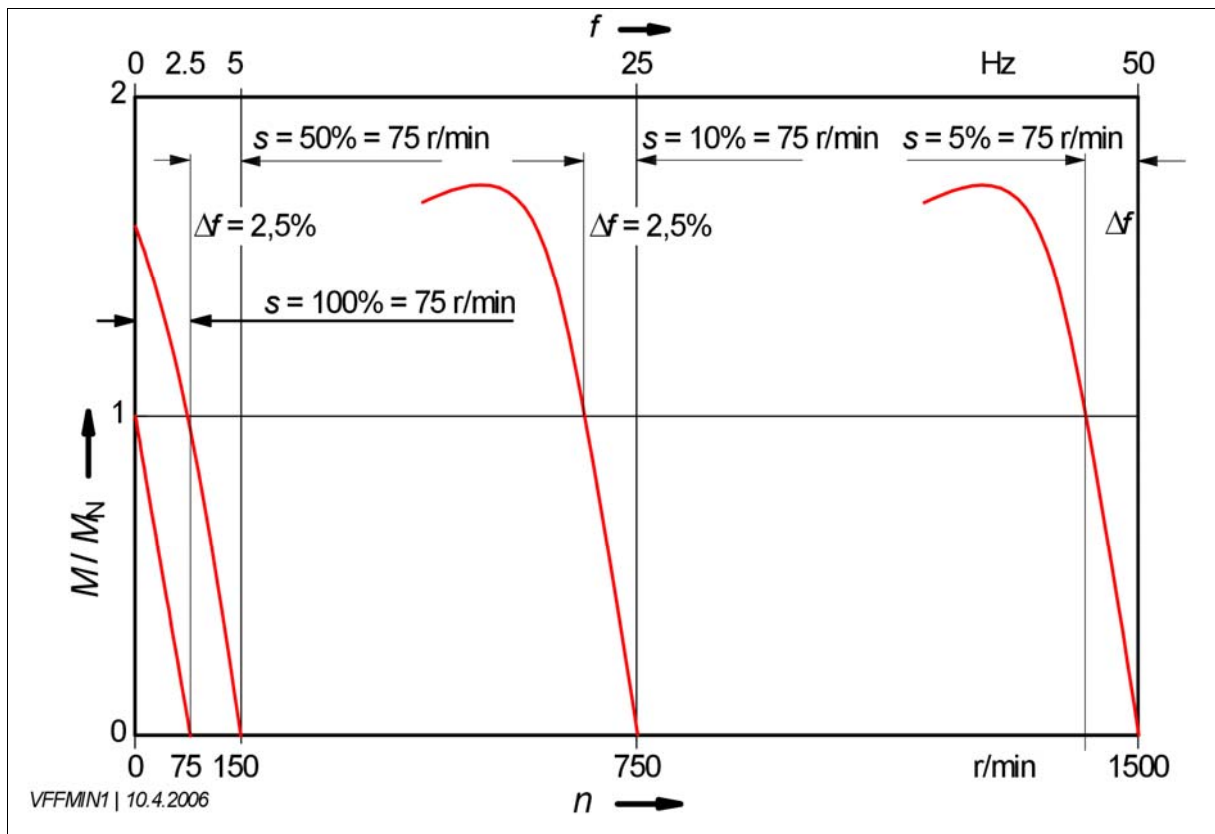


Bild 2.3.1 Drehmoment-Kennlinien eines Asynchron-Motors bei 50/25/5/2,5 Hz  
 Schlupfdrehzahl jeweils 75 r/min  
 Schlupffrequenz jeweils 2,5 Hz

Bei Speisung mit 2,5 Hz ergeben sich folgende theoretischen Werte :

$$\text{Synchron-Drehzahl } n_{\text{sy}} = \frac{60 \cdot f}{p} = \frac{60 \cdot 2,5}{2} = 75 \text{ r/min}$$

$$\text{Asynchron-Drehzahl } n_{\text{N}} = n_{\text{sy}} - n_{\text{SL}} = 75 - 75 = 0 \text{ r/min}$$

$$\text{Schlupf } s = \frac{n_{\text{sy}} - n_{\text{N}}}{n_{\text{sy}}} \cdot 100 = \frac{75 - 0}{75} \cdot 100 = 100\%$$

Im Klartext heißt dies: Der Motor entwickelt bei Speisung mit 2,5 Hz sein Nennmoment bei blockiertem Läufer; ein Betrieb (Lauf) mit 2,5 Hz ist nicht möglich. Die Frequenz muss über 2,5 Hz erhöht werden.

**Dieser Motor ist mindestens mit etwa 5 Hz (also 2facher Schlupf-Frequenz) zu speisen, um die Drehzahlschwankungen auch bei unterschiedlicher Erwärmung und Belastung in Grenzen zu halten. Eine "aktive Schlupfkompensation" erledigt diese Aufgabe automatisch [2.3].**

Ohne besondere Maßnahmen zur Schlupfkompensation und für einen stabilen Betriebspunkt darf also die untere Grenzfrequenz nicht kleiner sein als die 2fache Schlupffrequenz bei 50 Hz.

$$f_{\min} \geq 2 \cdot f_{Sl} = \frac{2 \cdot s_{50} \cdot f_N}{100} = \frac{2 \cdot s_{50} \cdot 50}{100} = s_{50}$$

- $f_{\min}$  - Untere Grenzfrequenz für stabilen Betrieb
- $s_{50}$  - Nennschlupf bei 50 Hz

**Untere Grenzfrequenz als Voraussetzung für einen Betriebspunkt  
mit akzeptabler Drehzahlschwankung (ohne Regelung) :**

$$f_{\min} \geq s_{50}$$

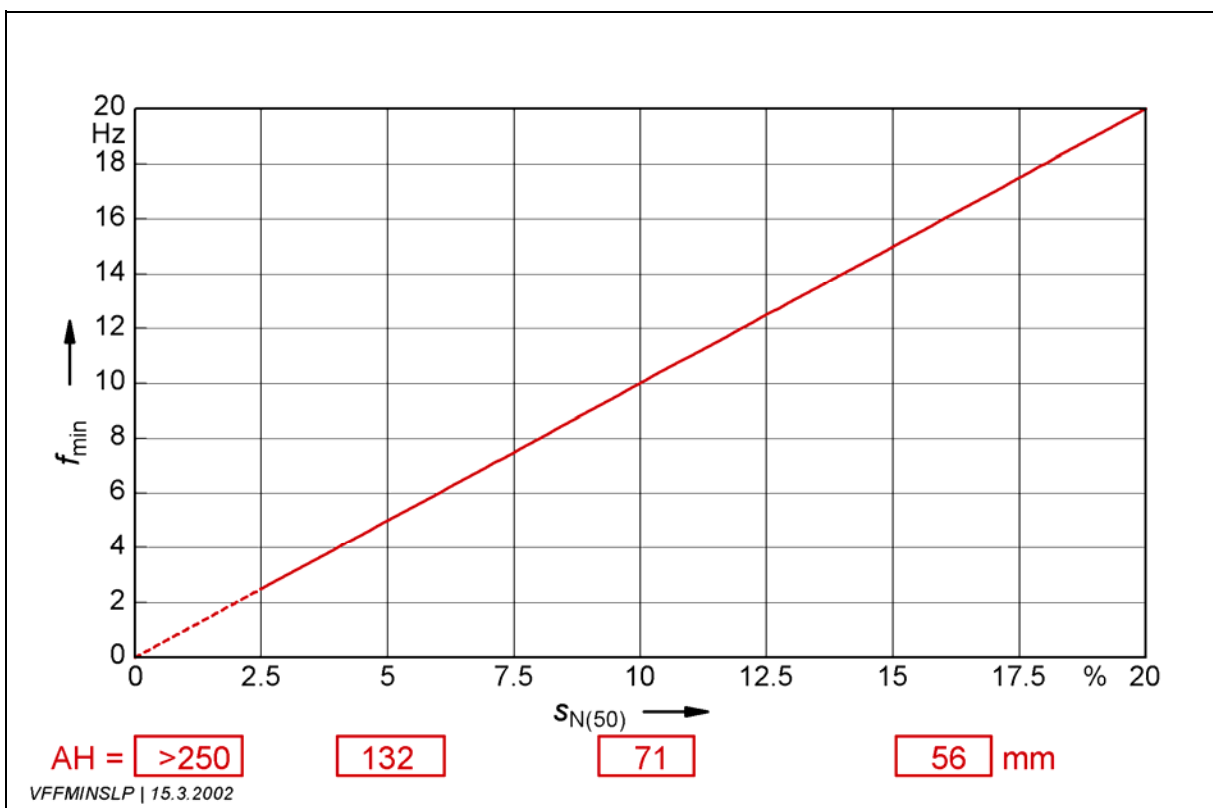


Bild 2.3.2 Richtwerte für die untere Grenzfrequenz ( $f_{\min}$ ) als Voraussetzung für einen Betriebspunkt mit akzeptabler Drehzahlschwankung (ohne Regelung) in Abhängigkeit vom Nennschlupf bei 50 Hz ( $s_{N(50)}$ ) und von der Achshöhe (AH)

Der Nennschlupf von 4poligen Normmotoren ist von der Baugröße (Nennleistung) abhängig; Bild 2.3.3 zeigt übliche Werte und die hieraus resultierende untere Grenzfrequenz.

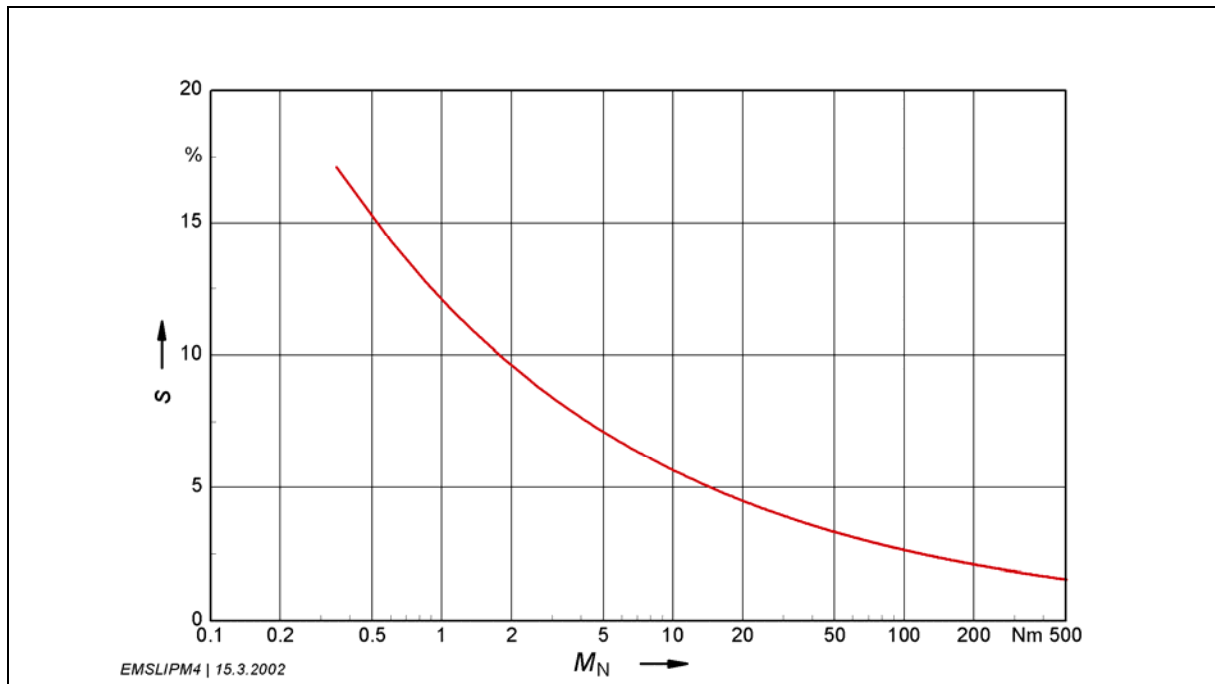


Bild 2.3.3 Richtwerte für den Nennschlupf  $s$  und die resultierende untere Grenzfrequenz  $f_{\min}$  bei üblichen 4-poligen Normmotoren, Bemessungsmomente  $M_N$  0,1 ... 500 Nm (ohne Regelung)

## 2.4 Obere Grenzfrequenz

Für die obere Grenzfrequenz gelten vor allem drei Gesichtspunkte:

### 2.4.1 Günstige Spannungszuordnung $U/f$

Im Abschnitt 4 wird gezeigt, dass für die Relation  $U/f$  bestimmte Gesetze gelten. Aus dem Verhältnis  $400/230$  ( $380/220$ ) = 1,73 resultiert die gebräuchliche obere Grenzfrequenz

$$f_{\max} = 1,73 \cdot 50 = 87 \text{ Hz}$$

und die entsprechende maximale Synchron-Drehzahl von 2610 r/min für einen 4poligen Motor.

### 2.4.2 Mechanische Drehzahlgrenzen

Mit Rücksicht auf Geräusch, Lagerbeanspruchung und Schwingstärke wird man Dauer-Drehzahlen über etwa 3000 ... 3600 r/min möglichst vermeiden. Für den 4poligen Motor ergibt sich hieraus eine obere Grenzfrequenz

$$f_{\max} = 100 \dots 120 \text{ Hz}$$

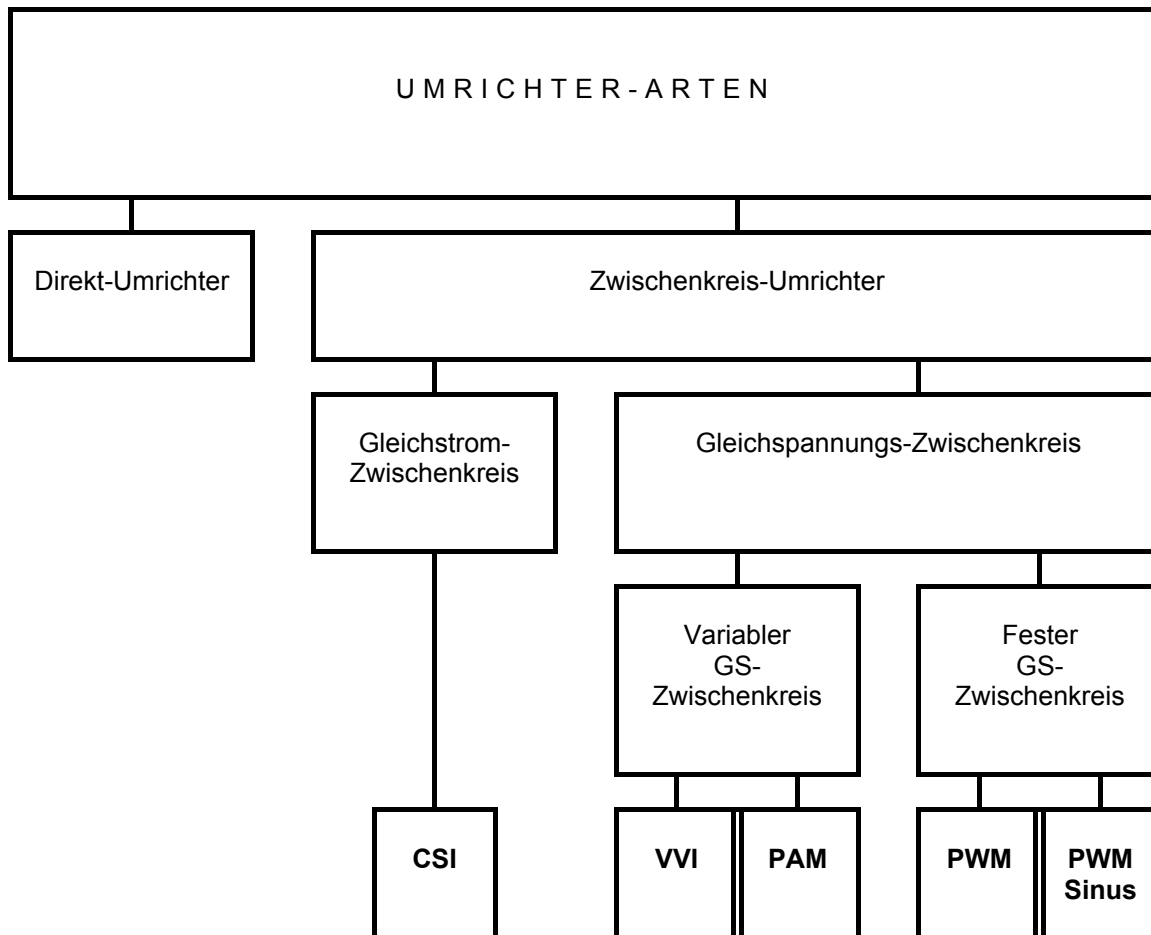
### 2.4.3 Elektrisch bedingte Grenzfrequenz

Mit Rücksicht auf Eisenverluste, Kupferverluste und Drahtisolation sollten bei serienmäßigen Motoren (Normmotoren) etwa 150 Hz nicht überschritten werden.

$$f_{\max} \leq 150 \text{ Hz}$$

### 3 Umrichterarten

Es gab und gibt zahlreiche verschiedene Arten von Umrichtern; eine grundsätzliche Einteilung ist aus dem Schema ersichtlich :



Nachfolgend werden die bei kleinen und mittleren Motoren üblichen wichtigsten Varianten kurz charakterisiert ( Bilder 3.0.1 und 3.0.2).

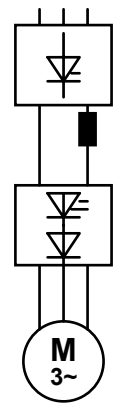
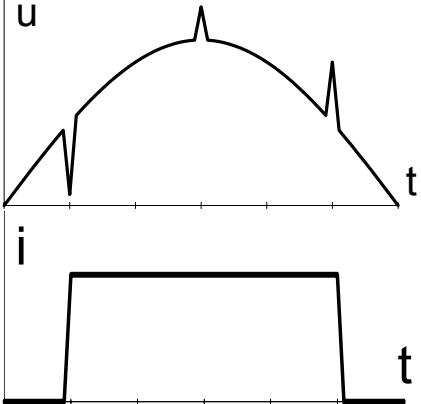
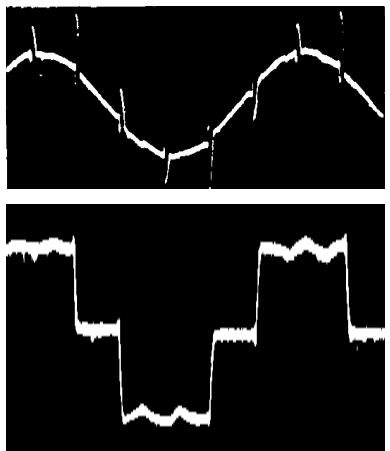
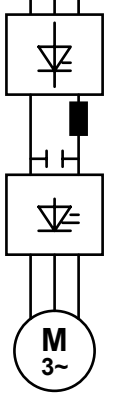
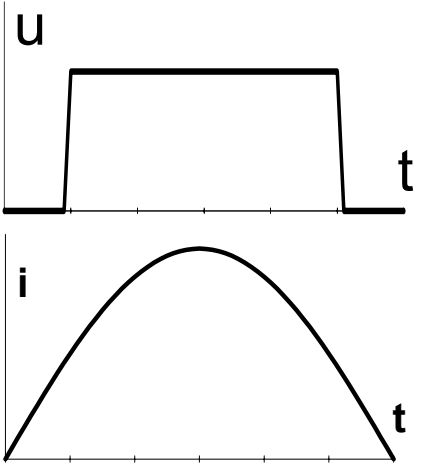
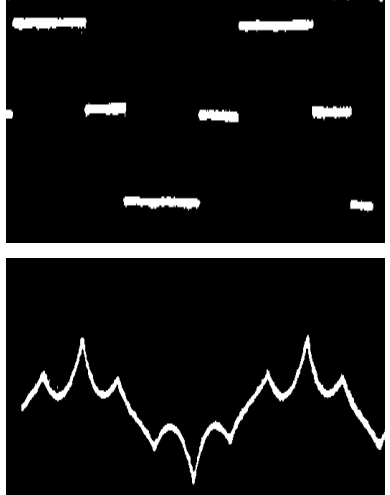
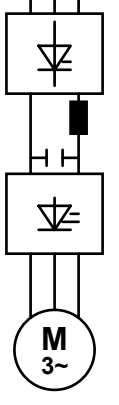
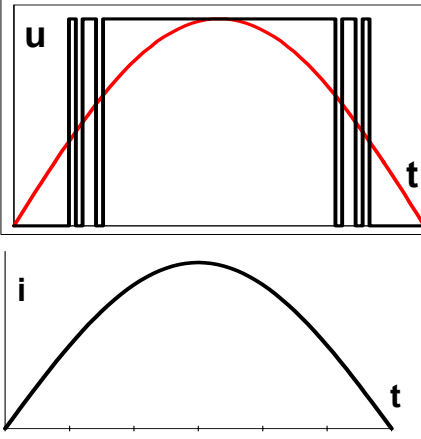
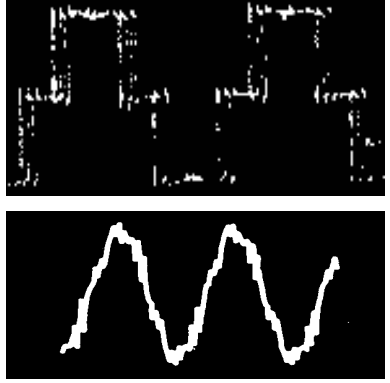
Typ	Prinzip Schaltung	Ausgangsform Spannung Strom	Typisches Oszillogramm
CSI (I)			
VVI			
PAM			

Bild 3.0.1 Spannung und Strom am Umrichter-Ausgang

**CSI** - **Gleichstrom-Zwischenkreis** (I-Umrichter) Current Source Inverter

**VVI** - **Variabler Gleichspannungs-Zwischenkreis** (Block-Umrichter) Variable Voltage Inverter

**PAM** - **Variabler Gleichspannungs-Zwischenkreis** (Puls-Amplituden-Modulation)

Typ	Prinzip Schaltung	Ausgangsform Spannung Strom	Typisches Oszillogramm
<b>PWM</b>			
<b>PWM-Sinus ≈2kHz</b>			
<b>PWM-Sinus ≈20kHz</b>			

Bild 3.0.2 Spannung und Strom am Umrichter-Ausgang

- PWM** - **Fester Gleichspannungs-Zwischenkreis** mit Puls-Weiten-Modulation  
Konstantes Pulsmuster pro Periode
- PWM-Sinus 2 kHz** - **Fester Gleichspannungs-Zwischenkreis** mit Puls-Weiten-Modulation  
Sinusbewertetes Pulsmuster pro Periode Puls-Frequenz ca. 2 kHz
- PWM-Sinus 20 kHz** - **Fester Gleichspannungs-Zwischenkreis** mit Puls-Weiten-Modulation  
Sinusbewertetes Pulsmuster pro Periode Puls-Frequenz ca. 20 kHz

### 3.1 Umrichter mit Gleichstrom-Zwischenkreis (I-Umrichter)

Der nahezu rechteckförmige Strom und seine Oberschwingungen sind unabhängig von Auslegung und Charakteristik des Motors eingepreßt. Die Motorspannung verläuft fast sinusförmig, enthält jedoch während der Kommutierung ausgeprägte Spannungsspitzen, die etwa den 1,5-fachen Spitzenwert (2,1-fachen Effektivwert) der angelegten Nennspannung erreichen.

Vorteile:

- Generatorische Rückspeisung ins Netz ohne zusätzliche Komponenten (4-Quadrantenbetrieb)
- Kurzschlußsicher
- Günstiger Wirkungsgrad
- Geräuscharmer Lauf des Motors
- Vorzugsweise für große Leistungen

Nachteile:

- Nur für Einzelantrieb
- Netzurückwirkungen
- Ungünstiger Gesamt-Leistungsfaktor ( $\cos \varphi$ ) im Teillastbereich
- Motor und Umrichter müssen abgestimmt sein.

### 3.2 Umrichter mit variabler Gleichspannung im Zwischenkreis

(VVI - Variable Voltage Inverter und

PAM - Puls Amplituden Modulation )

Die nahezu rechteckförmige Spannung des Zwischenkreises wird in Amplitude und Frequenz moduliert.

Beim "6-Puls-Signal" der Spannung ergibt sich ein Strom, der erhebliche Oberschwingungsanteile enthält, die durch das "18-Puls-Signal" vermindert werden können.

Vorteile:

- Parallelbetrieb von Motoren möglich
- Günstiger Wirkungsgrad

Nachteile:

- Pendelmomente und unrunder Lauf des Motors im unteren Frequenzbereich
- Generatorische Bremsung über Brems-Chopper und Widerstände
- Zusätzliche thermische Belastung des Motors durch Oberschwingungen

### 3.3 Umrichter mit fester, gepulster Zwischenkreisspannung

(PWM - Puls Weiten Modulation)

Der ungesteuerte Eingangsgleichrichter erzeugt eine konstante Zwischenkreisspannung. Der nachgeschaltete Wechselrichter bildet sowohl die Frequenz als auch - durch Modulation der relativen Pulsbreite - die Amplitude der Spannungs-Grundschiwingung.

Beim "Sinus-PWM" wird die Breite der Pulse nach der Sinusform bewertet.

Vor allem bei Verwendung von modernen Leistungshalbleitern mit Pulsfrequenzen im Überschallbereich (18 ... 20 kHz) läßt sich mit dieser Technik eine weitgehende Annäherung des Motorstromes an die Sinusform erreichen.

Vorteile:

- Parallelbetrieb von Motoren möglich
- Fast keine thermischen Zusatzverluste durch Oberschwingungen
- Geräuscharmer und ruckfreier Lauf auch bei niedrigsten Frequenzen
- Umrichter geräuschlos

Nachteile:

- Generatorische Bremsung über Brems-Chopper und Widerstände
- Periodisch mit der Pulsfrequenz wiederkehrende, extrem rasch ansteigende Spannung mit hohen Spitzen, die ohne Ausgangsfilter zu einer zusätzlichen Beanspruchung der Motor-Isolation führen.

### 3.4 Entwicklungsstufen der Umrichterverfahren

Ein statischer Frequenzumrichter ist ein leistungselektronisches Gerät, das die Drehzahl von Drehstrommotoren durch die Umformung der festen Netzspannung und Frequenz in variable Größen stufenlos steuert. Es war ein langer Weg zurückzulegen, von den ersten mit Thyristoren bestückten Frequenzumrichtern, zu den mikroprozessorgesteuerten Geräten der heutigen Zeit.

Der Frequenzumrichter hat seit Ende der sechziger Jahre eine stürmische Entwicklung durchlaufen. Besonders die Entwicklung in der Mikroprozessor- und Halbleitertechnik, sowie die Preise dieser Bauelemente hat große Fortschritte der Frequenzumrichter ausgelöst. Die grundlegenden Prinzipien sind aber gleich geblieben. (Quelle des Abschnitts 3.4 : H. Dörner und [2.3])

Der Frequenzumrichter kann in vier Hauptbestandteile unterteilt werden:

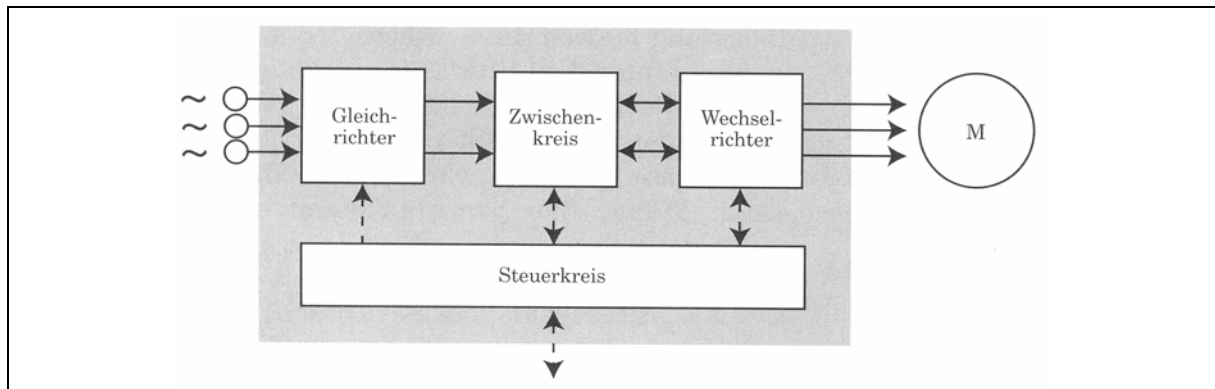


Bild 3.4.1 Prinzipdiagramm eines Umrichters

**Der Gleichrichter** wird an das Wechsel- bzw. Drehstromnetz angeschlossen und erzeugt eine pulsierende Gleichspannung.

Es gibt zwei Grundtypen von Gleichrichtern: gesteuerte und ungesteuerte

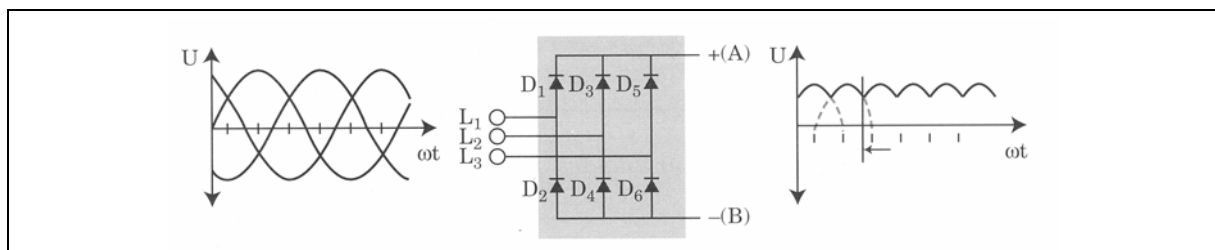


Bild 3.4.2 Ungesteuerter Gleichrichter

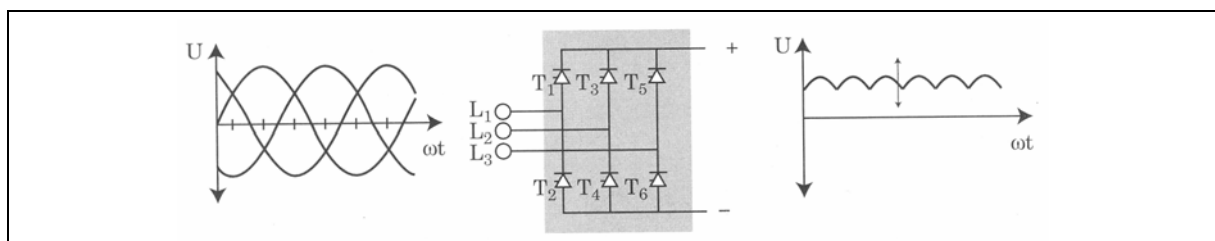


Bild 3.4.3 Gesteuerter Gleichrichter

**Der Zwischenkreis** kann verschiedene Funktionen haben

- die Spannung des Gleichrichters mittels Induktivität in einen Gleichstrom umformen
- die pulsierende Gleichspannung zu stabilisieren und geglättet dem Wechselrichter zuführen
- die konstante Gleichspannung des Gleichrichters variabel machen



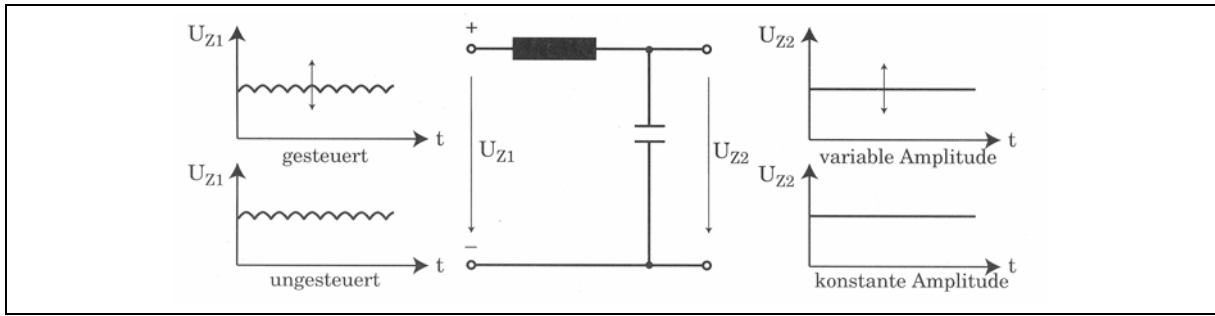


Bild 3.4.4 Zwischenkreis eines Frequenzumrichters (U-Umrichter)

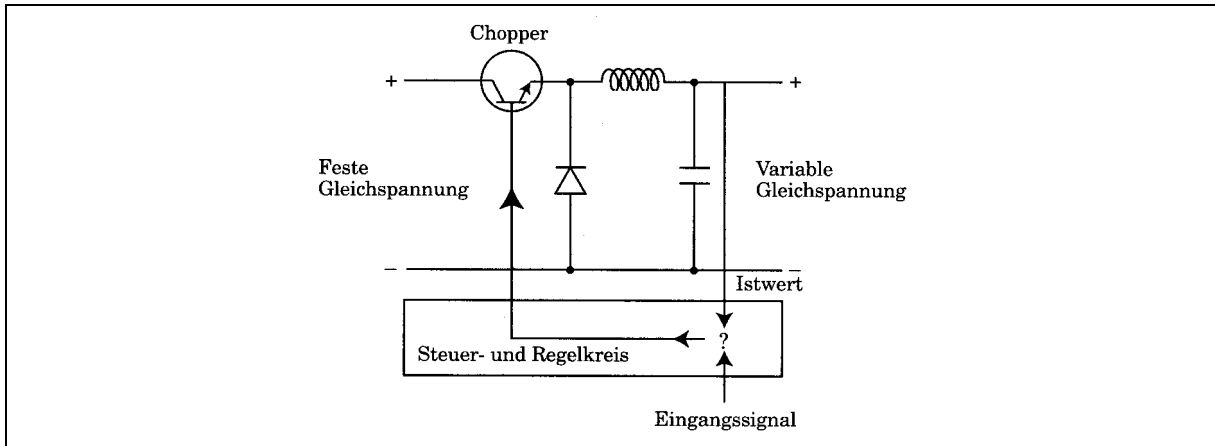


Bild 3.4.5 Zwischenkreis mit Spannungsregler (Chopper)

**Der Wechselrichter** erzeugt die Frequenz der Motorspannung. Alternativ dazu kann ein weiterentwickelter Wechselrichter außerdem die konstante Gleichspannung in eine variable Wechselspannung umformen.

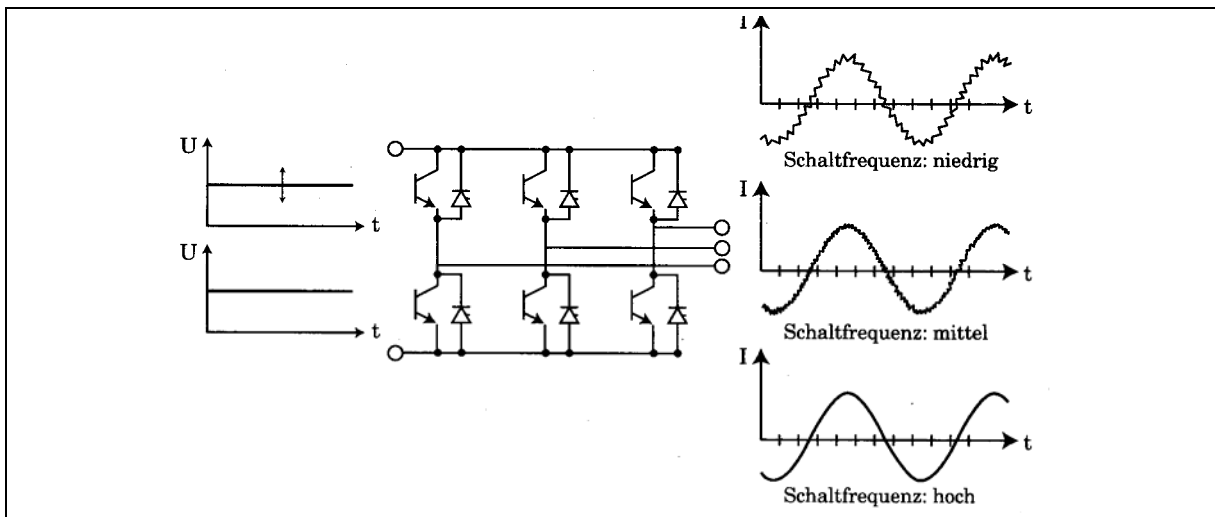


Bild 3.4.6 Wechselrichter für variable oder konstante Zwischenkreisspannung

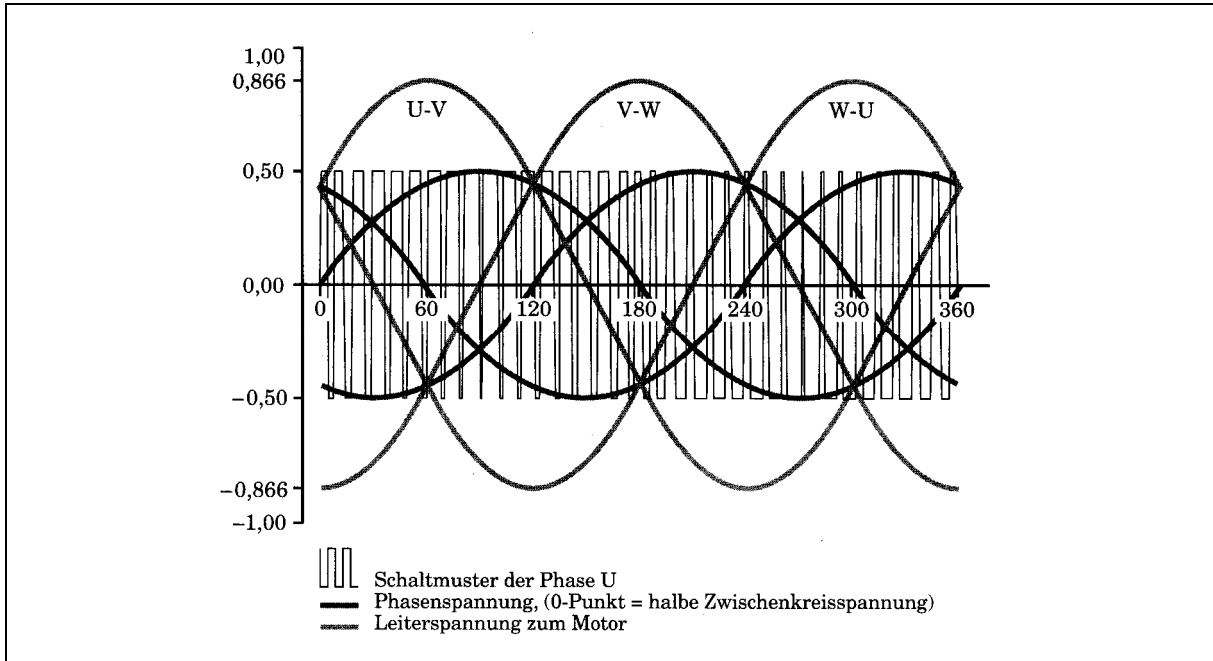


Bild 3.4.7 Ausgangsspannung bei sinusgesteuertem PWM-Verfahren

**Die Elektronik** im Steuerkreis kann Signale sowohl an den Gleichrichter, den Zwischenkreis als auch an den Wechselrichter übertragen und empfangen. Welche Teile im einzelnen angesteuert werden, ist vom Aufbau des Frequenzumrichters abhängig.

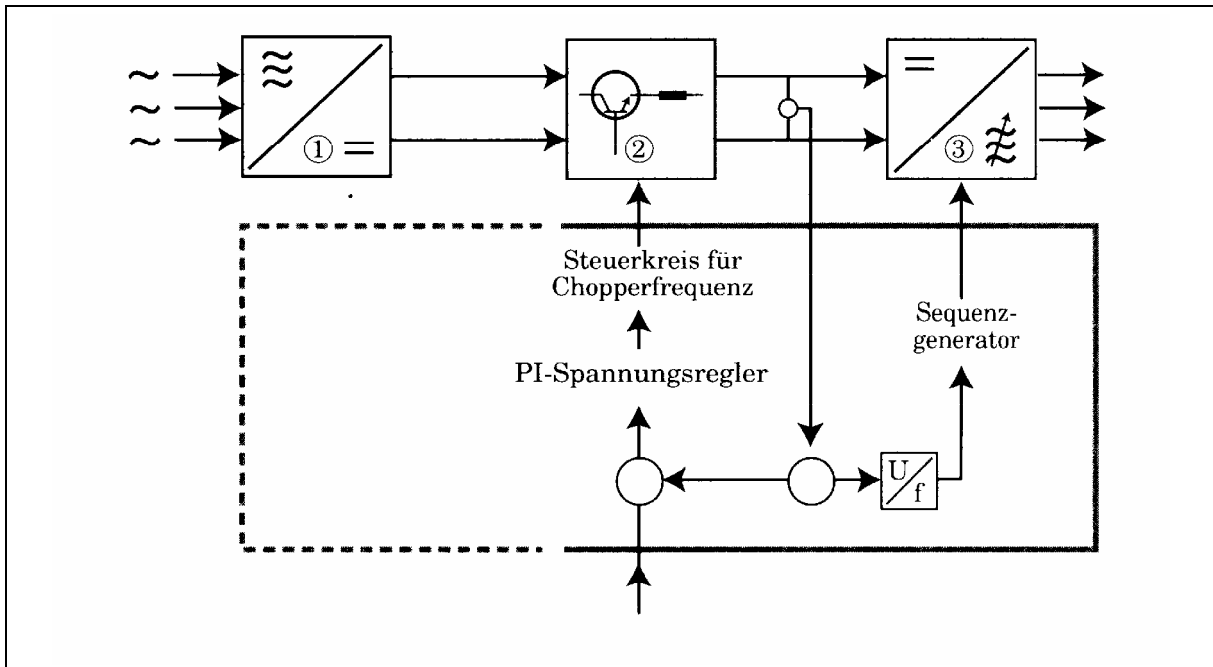


Bild 3.4.8 Steuerkreis für einen choppergesteuerten Zwischenkreis (PAM)

Durch den Einsatz der Mikroprozessortechnik konnte die Verarbeitungsgeschwindigkeit im Steuerkreis erheblich verbessert werden, indem fertige und in den Speichern bereitstehende Pulsmuster verwendet werden. Dadurch wird die Zahl der notwendigen Rechenoperationen erheblich reduziert und das für jeden Betriebszustand optimale Pulsmuster für den Motor ermittelt.

## 4 Spannung/Frequenz-Verhältnis (U/f-Kennlinie)

In diesem Abschnitt werden Grundlagen und praktische Richtwerte für die Änderung der Spannung mit der Frequenz gegeben. Ähnlich wie im Abschnitt 2 sind die Erfordernisse des Motors Ausgangspunkt der Überlegungen; moderne Umrichter-Regelungen machen eine manuelle Anpassung der U/f-Kennlinie weitgehend überflüssig.

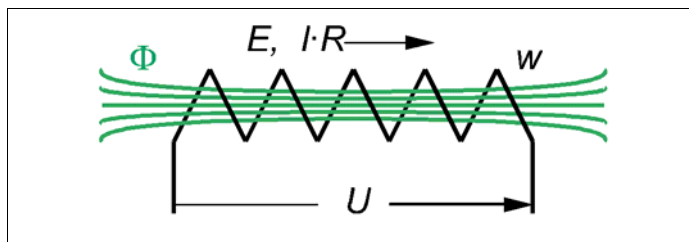
### 4.1 Theoretischer, linearer Zusammenhang

Beim Induktionsmotor hängt das Drehmoment quadratisch vom Magnetfluss ab:

$$M \cong \Phi^2$$

$M$  - Drehmoment  
 $\Phi$  - Magnetfluss

Spannung und Frequenz müssen daher so verändert werden, dass der Magnetfluss konstant bleibt.



$$U = E + R \cdot I$$

$$E = 4,44 \cdot f \cdot w \cdot \Phi \cdot \xi_w$$

$$\Phi \cong \frac{E}{f} = \frac{U - R \cdot I}{f}$$

$$\Phi \cong \frac{U}{f}$$

Bild 4.1.1 Induktionsgesetz und Zusammenhang zwischen Spannung, Frequenz und Fluss

$U$	-	Spannung	$f$	-	Frequenz
$E$	-	Induzierte Spannung	$R$	-	Wirkwiderstand
$I$	-	Strom	$\Phi$	-	Magnetfluss
$w$	-	Windungszahl	$\xi_w$	-	Wickelfaktor

**Die (induzierte) Spannung muss theoretisch linear mit der Frequenz verändert werden.**

Es ist zulässig, im Bereich der Bemessungsspannung den ohm'schen Spannungsabfall zu vernachlässigen, also  $U \approx E$  zu setzen. Da der Wert  $\Delta U = I \cdot R$  bei allen Frequenzen gleich hoch ist, wirkt sich der ohm'sche Spannungsabfall bei niedrigen Frequenzen prozentual sehr stark aus – muss also kompensiert werden. Hieraus resultiert die grundsätzliche Spannungs/Frequenz-Kennlinie nach Bild 4.1.2:

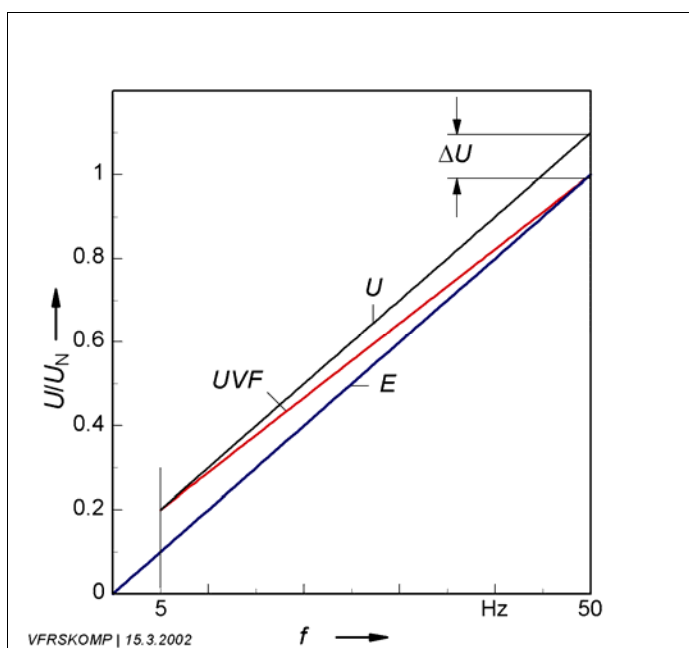


Bild 4.1.2 Grundsätzliche Spannungs-Frequenz-Kennlinie  
Der Spannungsabfall  $\Delta U$  wird nur im unteren Frequenzbereich voll kompensiert

## 4.2 Spannungsanhebung wegen ohm'schem Spannungsabfall

Setzt man etwa gleichen Bemessungsstrom (für konstantes Bemessungsmoment) im ganzen Frequenzbereich voraus, so bleibt der Absolutwert des ohm'schen Spannungsabfalls gleich groß, sein relativer Anteil steigt also mit kleiner werdender Frequenz stark an.

Hierzu ein Zahlenbeispiel:

4pol. Drehstrom-Asynchronmotor 0,37 kW; 220 V $\Delta$ ; 2,05 A

$$\begin{aligned} \text{Strangwiderstand} \quad R_{\text{ph}} &= 24 \, \Omega \\ \text{Ohmscher Spannungsabfall} \quad \Delta U &= R_{\text{ph}} \cdot I_{\text{ph}} \\ &= 24 \cdot 2,05/\sqrt{3} = 28 \, \text{V} \end{aligned}$$

Wird die Spannung linear mit der Frequenz verstellt, so stehen bei Frequenz 5 Hz an den Klemmen an:  $U_5 = 220 \, \text{V} \cdot 50/5 = 22 \, \text{V} !$

Dies ist viel zu wenig, um magnetischen Fluss (Induktion) zu bilden und den ohm'schen Widerstand zu überwinden.

Die Spannung muss daher im unteren Frequenzbereich deutlich (zum Beispiel um den "Boostfaktor" 2) über das lineare Verhältnis  $U/f$  angehoben werden ( $R_S$ -Kompensation = Ausgleich des Spannungsabfalls am Ständer-Widerstand).

Richtwerte für Boostfaktor nach Bild 4.2

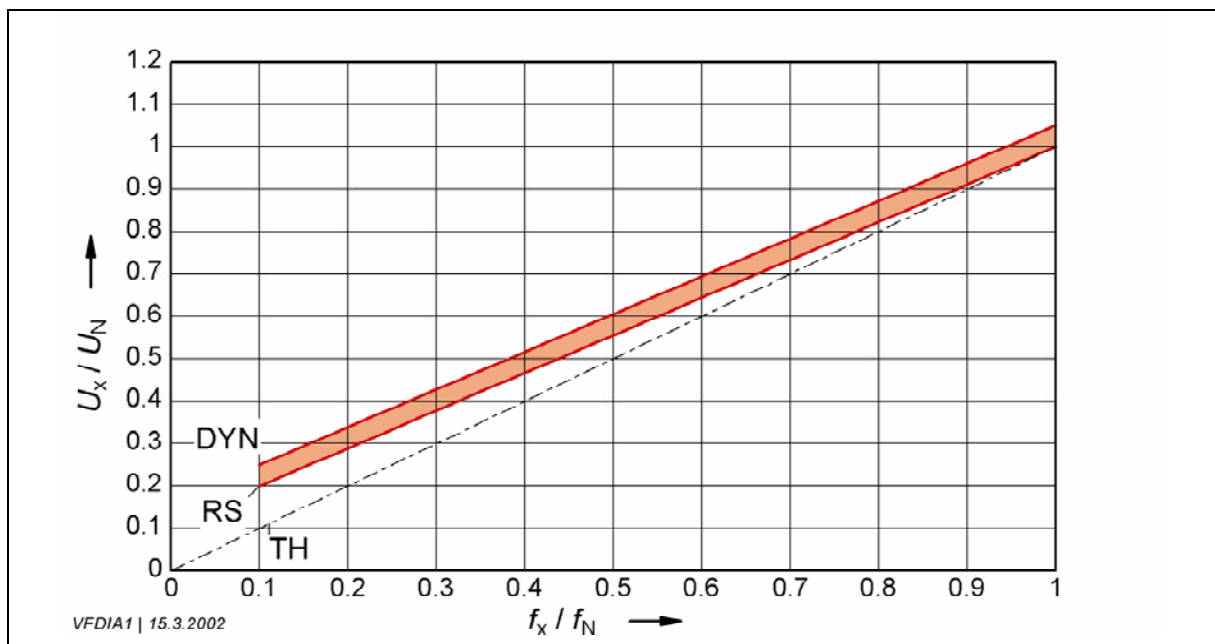


Bild 4.2 Spannungs-Frequenz ( $U/f$ ) - Kennlinie am Ausgang eines Umrichters.

TH : Theoretische Kennlinie  $U/f = \text{constant}$

RS : Kennlinie mit fester Spannungsanhebung im unteren Frequenzbereich

Faktor der Anhebung ist vom Motortyp abhängig

DYN : Kennlinie mit zusätzlicher "dynamischer" Spannungsanhebung während des Hochlaufs, bei der die zusätzlichen Magnetisierungsverluste im Motor nur kurzzeitig auftreten

### 4.3 Dynamische Spannungsanhebung

Eine zu hohe feste (statische) Spannungsanhebung kann nachteilig sein, wenn der Motor dadurch in die Sättigung kommt und durch einen überhöhten Magnetisierungsstrom zusätzlich thermisch belastet wird.

Vor allem bei hoher Schalthäufigkeit (z.B. bei Beschleunigungsantrieben wie Rollgangmotoren, Kranfahrmotoren o.ä.) kann es daher günstig sein, eine mäßige "statische" Anhebung der Spannung mit einer "dynamischen" Aufschaltung zu kombinieren. Die "dynamische" Spannungsanhebung wird dabei nur während der Beschleunigungsphase wirksam und bringt keine zusätzliche thermische Belastung im anschließenden Leerlauf oder bei Bemessungslast (vgl. Bild 4.2).

Das Ergebnis einer solchen Spannungsanhebung ist in Bild 4.3 gezeigt: Selbst bei sehr niedrigen Frequenzen ist das Drehmoment relativ wenig reduziert. Als mittleres Beschleunigungsmoment  $M_{acc}$  steht etwa 80 % des für 50 Hz ausgewiesenen Anzugsmoments  $M_A$  zu Verfügung.

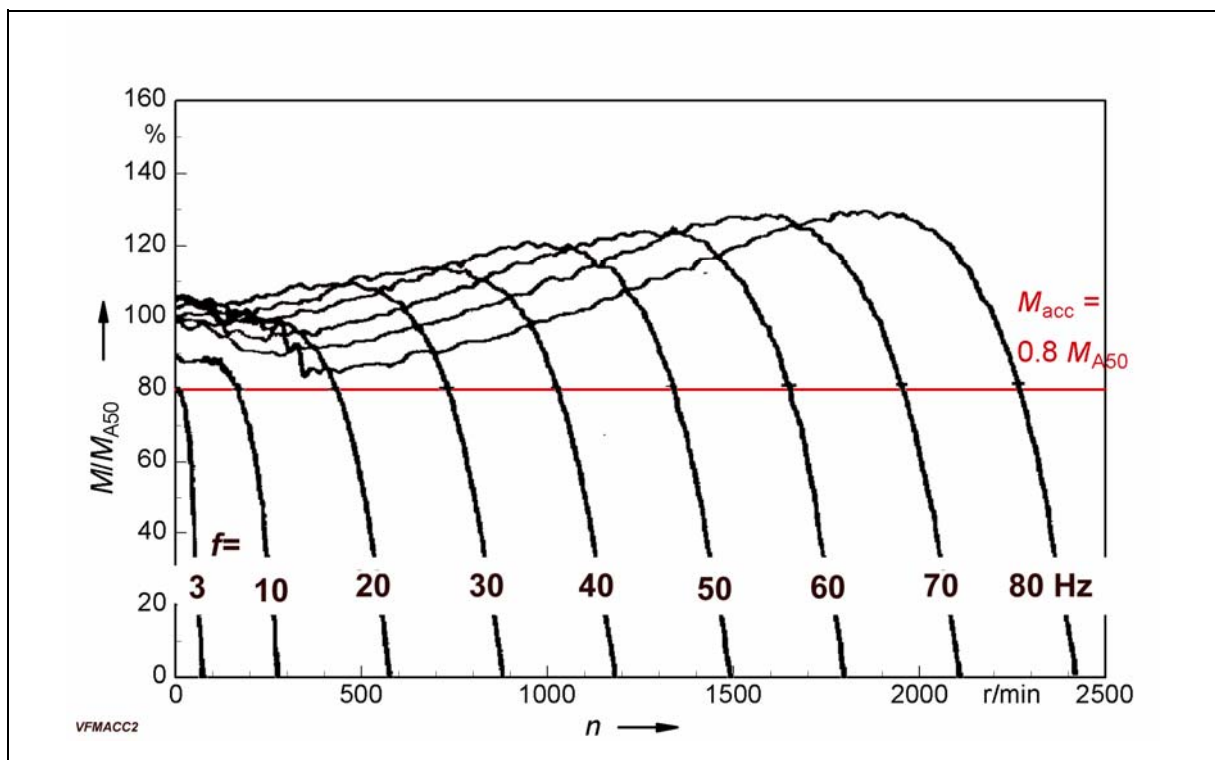


Bild 4.3 Anlauf-Kennlinien eines umrichtergespeisten Rollgangmotors bei Frequenzen von etwa 3 ... 80 Hz  
Mittleres Beschleunigungsmoment  $M_{acc}$  etwa 80 % des für die Frequenz 50 Hz genannten Anzugsmoments  $M_{A50}$

#### 4.4 Abstufung der Spannungsanhebung nach unterer Grenzfrequenz, Bemessungsleistung und Bemessungsmoment

Während für den kleinen Motor nach Beispiel 4.2 (0,37 kW, 220 V $\Delta$ ) ein ohm'scher Spannungsabfall bei Nennlast von etwa 28 V errechnet wurde, wäre der Spannungsabfall bei sonst gleichen Bedingungen

□ bei einem Motor mit Bemessungsleistung 7,5 kW : ca. 8 V

□ bei einem Motor mit Bemessungsleistung 30 kW : ca. 5,6 V

Größere Motoren benötigen also einen geringeren "Boost-Faktor" als kleine Motoren.

Außerdem wird aus 4.1 deutlich, dass sich der ohm'sche Spannungsabfall umso stärker bemerkbar macht, je niedriger die untere Grenzfrequenz liegt.

Unter Berücksichtigung beider Einflüsse wurden die Diagramme 4.4.1 (abhängig von der Leistung) und 4.4.2 (abhängig vom Moment) erstellt. Die genannten Richtwerte haben sich in der Praxis bewährt.

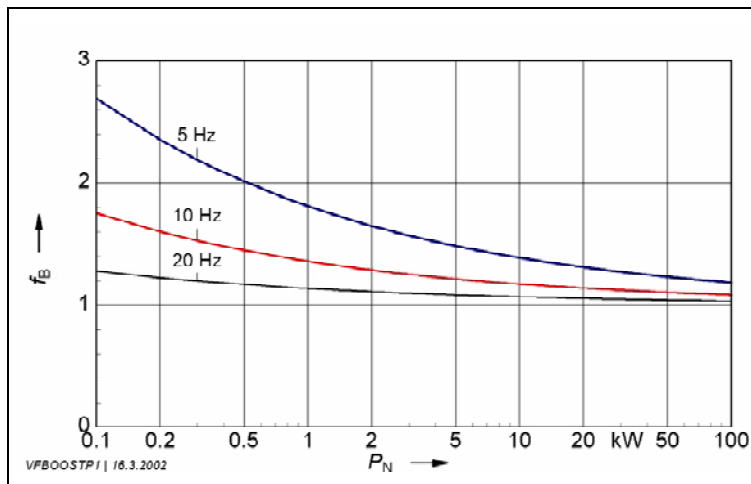


Bild 4.4.1

Richtwerte für den Boost-Faktor  $f_B$  (relative Spannungsanhebung) für untere Grenzfrequenzen 5/10/20 Hz in Abhängigkeit von der Motor-Bemessungsleistung  $P_N$ , bezogen auf 50 Hz

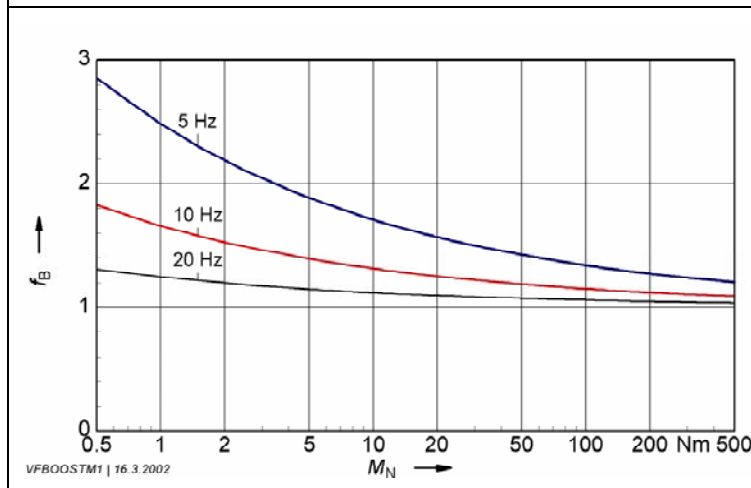


Bild 4.4.2

Richtwerte für den Boost-Faktor  $f_B$  (relative Spannungsanhebung) für untere Grenzfrequenzen 5/10/20 Hz in Abhängigkeit vom Motor-Bemessungsmoment  $M_N$ , bezogen auf 50 Hz

## 4.5 Feldschwächung

Die Kosten der Leistungshalbleiter werden wesentlich bestimmt von

- Grenzspannung
- Dauerstrom.

Für kleine Motorleistungen sind daher Umrichter mit Bemessungsspannung 220 (230) V besonders preisgünstig. Bei mittleren und größeren Leistungen wird man Halbleiter mit möglichst hoher Bemessungsspannung (z.B. 400 V) wählen, damit der Nennstrom möglichst niedrig ist.

Im allgemeinen wird diese Bemessungsspannung der oberen Grenzfrequenz (z.B. 400 V / 87 Hz) zugeordnet – die  $U/f$ -Kennlinie verläuft zum Beispiel nach c) in Diagramm 4.6.

Ordnet man die Bemessungsspannung des Umrichters der Netzfrequenz zu (also z.B. 400 V / 50 Hz), so ergeben sich kleinere Nennströme und gegebenenfalls eine günstige Umrichter (Strom)-Größe.

Der Motor arbeitet jedoch im Bereich 50 ... 87 ähnlich Kennlinie b) im Diagramm 4.6 mit der sogenannten "Feldschwächung"; d.h. der magnetische Fluss nimmt gemäß Abschnitt 4.1 im Bereich 50 ... 87 linear mit der Frequenz ab – das Drehmoment sogar quadratisch !

Bei der oberen Grenzfrequenz 87 Hz ist das Drehmoment auf etwa 1/3 gesunken (vgl. Bild 4.5.1.).

Diese  $U/f$ -Kennlinie mit einem Feldschwächbereich von  $87/50 = 1,73$  kann nur für Antriebe mit entsprechend sinkendem Drehmomentbedarf empfohlen werden.

Bei den in der Fördertechnik dominierenden Antriebsfällen mit etwa konstantem Drehmomentbedarf im ganzen Verstellbereich gilt die Regel:

<b>Feldschwächbereich</b>	<b>möglichst nicht höher als etwa</b>	<b>1 : 1,2</b>
	<b>also z. B.</b>	<b>50 ... 60 Hz</b>
	<b>oder z. B.</b>	<b>87 ... 100 Hz</b>

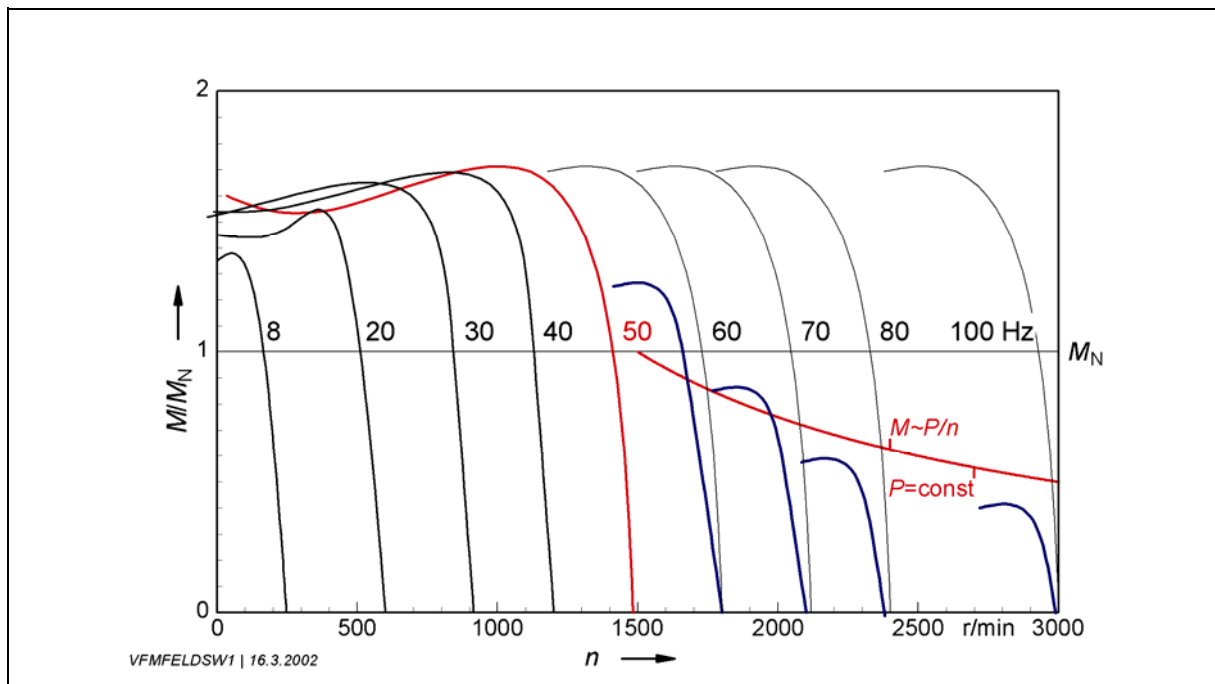


Bild 4.5.1 Drehmoment-Kennlinien bei  $U/f = \text{konstant}$  (Verlauf a) in 4.6) und bei Feldschwächung (Verlauf b) in 4.6)

Die Grenzen für den Feldschwächbereich ergeben sich aus der grundsätzlichen Darstellung nach Bild 4.5.2 :

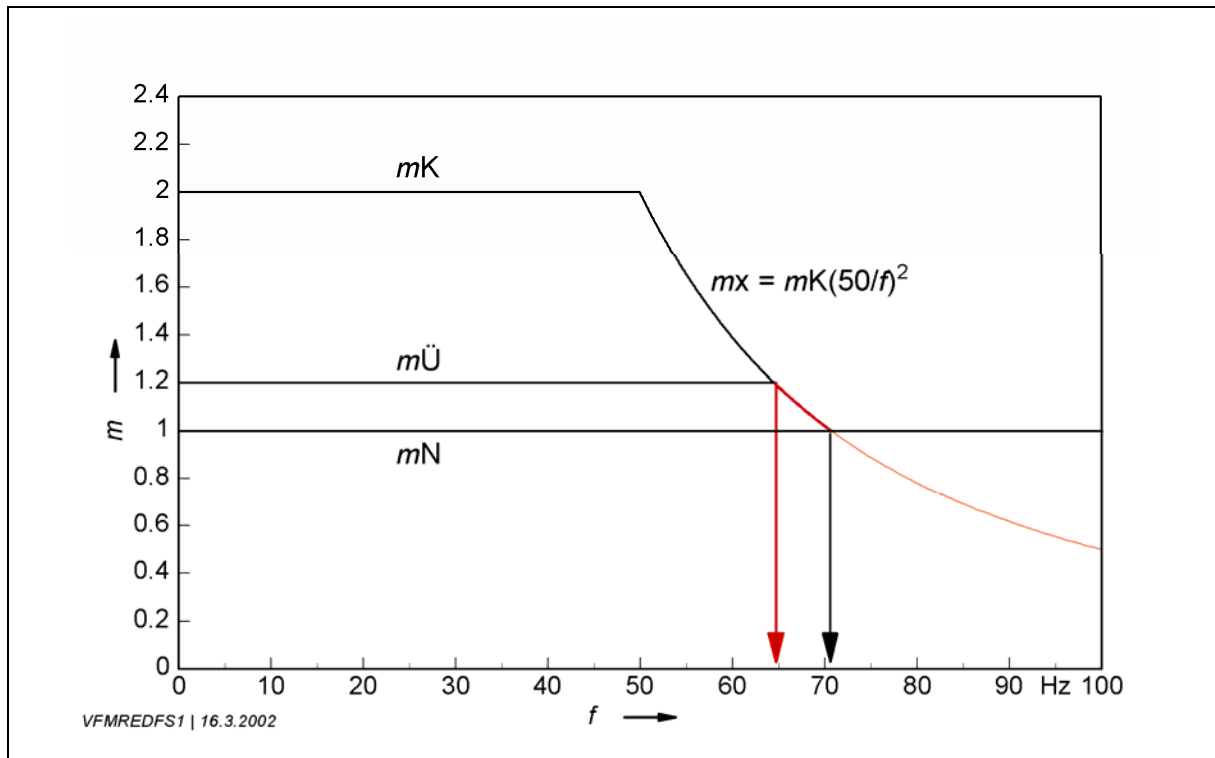


Bild 4.5.2 Relative Drehmomente im Feldschwächbereich > 50 Hz

- $m$  - Relatives Drehmoment
- $mK$  - Relatives Kippmoment listenmäßig bei 50 Hz
- $mN$  - Relatives Drehmoment im Verstellbereich  
(in der Fördertechnik meist  $mN=1$ )
- $mÜ$  - Relative Mindest-Überlastbarkeit bei Feldchwächung (z. B.  $mÜ > 1,2$ )
- $mx$  - Relatives Kippmoment im Feldschwächbereich  
(bei Frequenzen > 50 Hz quadratisch mit der Frequenz abnehmend)

Bei einer Frequenz knapp über 70 Hz ist das "Feld schon soweit geschwächt", dass der Antrieb ein Kippmoment = Bemessungsmoment entwickelt : Er hat also keinerlei Überlastungsreserven. Setzt man als Untergrenze für die Überlastbarkeit den Faktor  $mÜ \geq 1,2$ , so darf die Frequenz nicht viel über etwa 60 Hz hinaus erhöht werden.

Aus diesen Bedingungen resultiert die oben genannte Grenze für den Feldschwächbereich.



Diese Darstellung macht deutlich, dass im Einzelfall der zulässige Feldschwächbereich abhängt von

- dem relativen Kippmoment  $m_K = M_K/M_N$ , das der listenmäßige Motor bei 50 Hz als Reserve "mitbringt"; der typenabhängige Wert ist den Hertsellerunterlagen oder Bild 4.5.2 zu entnehmen.
- der verlangten Mindest-Überlastbarkeit im Feldschwächbereich, die bei großer Überlastungsgefahr und bei Schweranlauf hoch sein sollte und bei leichteren Antriebsfällen entsprechend niedrig sein kann.

Im Bild 4.5.3 sind Richtwerte für den zulässigen Feldschwächbereich > 50 Hz in Abhängigkeit von diesen beiden Parametern gezeigt.

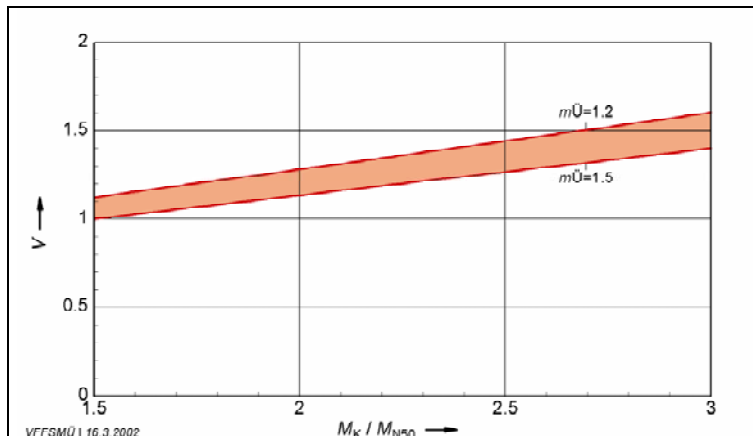


Bild 4.5.3  
Richtwerte für den zulässigen Feldschwächbereich ( $V$ ) bei  $f > 50$  Hz in Abhängigkeit vom relativen Kippmoment  $M_K/M_{N50}$ , bezogen auf Listenauslegung bei 50 Hz und von der verlangten Überlastbarkeit  $m\ddot{U}$  (mindestens 1,2)

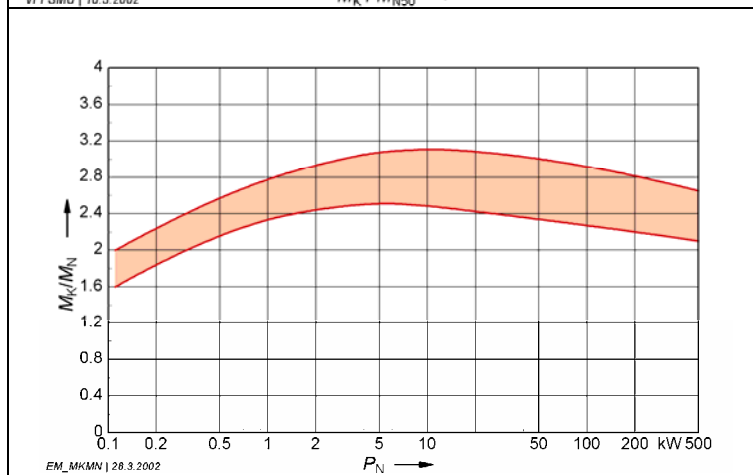
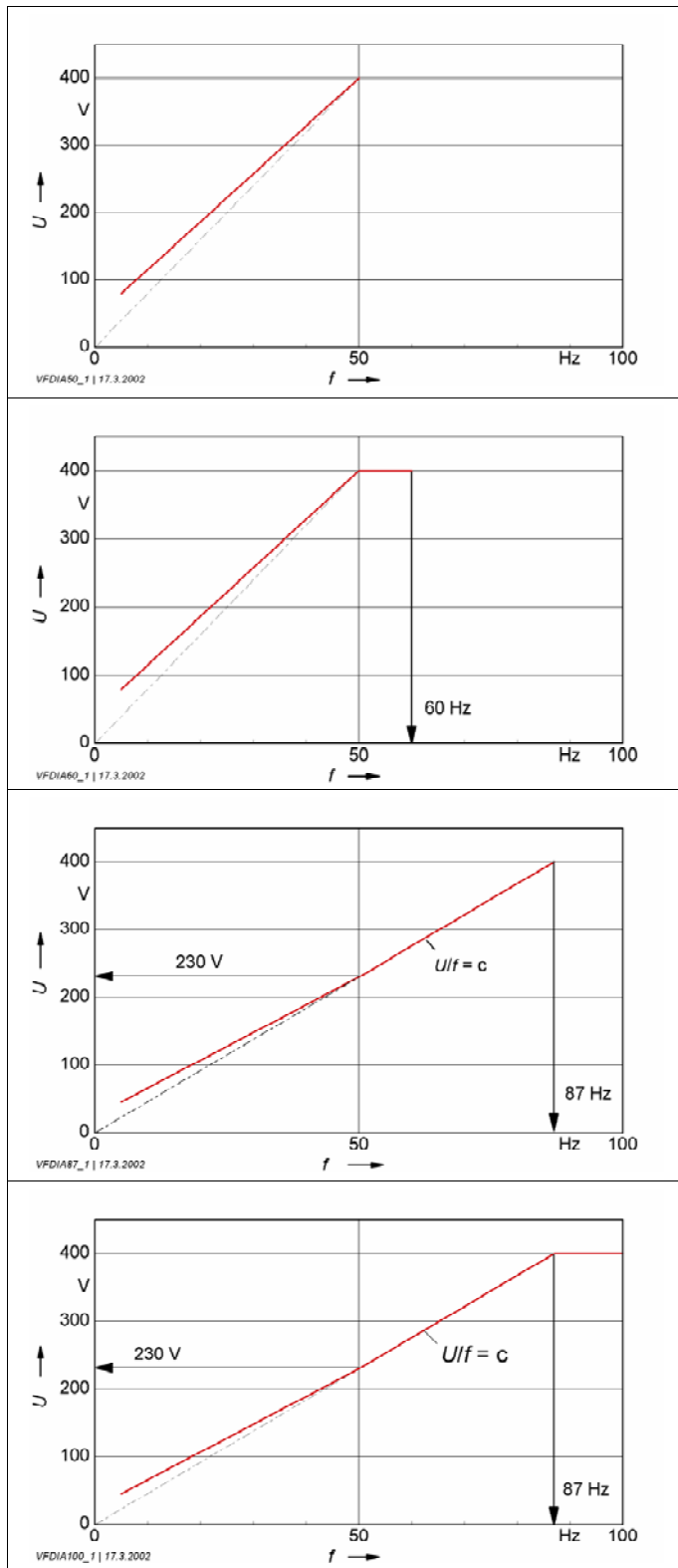


Bild 4.5.4  
Richtwerte für das relative Kippmoment  $M_K/M_N$  von 4poligen Normmotoren bei 50 Hz  
Sreuband aus Katalogangaben  
In Grenzfällen Rückfrage beim Hersteller

#### 4.6 Beispiele für $U/f$ -Kennlinien

Von den vielen Möglichkeiten der Zuordnung von Spannung und Frequenz sind in Bild 4.6 vier gebräuchliche und bewährte Kennlinien gezeigt.



a)

Maximale Spannung (z.B. 400 V) bei Netzfrequenz 50 Hz

Keine Feldschwächung

Verstellbereich z. B. 1:5, 1:10

Motorauslegung für 400 V, 50 Hz

b)

Maximale Spannung (z.B. 400 V) bei Netzfrequenz 50 Hz

Feldschwächung 1:1,2; 50 ... 60 Hz

Verstellbereich z. B. 1:6, 1:12

Motorauslegung für 400 V, 50 Hz

c)

Maximale Spannung (z.B. 400 V) bei Frequenz 87 Hz

Keine Feldschwächung

Verstellbereich z. B. 1:10, 1:20

Motorauslegung für 230 V  $\Delta$ , 50 Hz  
(= 400 V Y)

d)

Maximale Spannung (z.B. 400 V) bei Frequenz 87 Hz

Feldschwächung 1:1,15; 87 ... 100 Hz

Verstellbereich z. B. 1:10, 1:20

Motorauslegung für 230 V  $\Delta$ , 50 Hz  
(= 400 V Y)

Bild 4.6 Beispiele für gebräuchliche und bewährte  $U/f$ -Kennlinien

#### 4.7 Automatische Energie Optimierung (AEO)

Antriebe für Heizung, Lüftung und Klimaanlage (HVAC = heating, ventilating and air conditioning) benötigen im unteren Drehzahlbereich ein stark abfallendes Drehmoment. Wenn die Umrichtersteuerung ein möglichst gleich bleibendes Moment zur Verfügung stellen will, wird der Motor unnötig hoch magnetisiert und hat deshalb einen relativ schlechten Wirkungsgrad. Mit der in Danfoss-Umrichtern der Reihe VLT® 6000 integrierten Steuerung AEO wird dieser Nachteil lastabhängig und automatisch ausgeglichen. Neben den prozessbedingten Einsparungen von bis zu 30 % können auf diesem Weg zusätzlich etwa 5 % der motorbedingten Verluste vermieden werden.

Bei einfachen Umrichtersteuerungen ist das Maß der Spannungsanhebung ("boosting") bei der unteren Grenzfrequenz zwar einstellbar, bleibt dann aber unabhängig von der tatsächlichen Belastung voll erhalten. Da der Motor zur Erzeugung eines möglichst hohen Drehmoments an der Grenze der magnetischen Sättigung betrieben wird, hat er einen verhältnismäßig hohen Magnetisierungsstrom und entsprechend hohe Stromwärmeverluste.

Hier greift der AEO-Algorithmus ein: Er erfasst den augenblicklichen Anteil von Wirkstrom (Leistungsanteil) und Blindstrom (Magnetisierungsanteil) und regelt die Spannung so aus, dass nur der zur Bildung des verlangten Drehmoments notwendige Fluss erzeugt wird. Vor allem im unteren Drehzahlbereich ist bei einer "Lüfterkennlinie" der nach Bild 4.7 theoretisch erforderliche Drehmoment- und Spannungsbedarf (TH) außerordentlich gering; hier wird die Spannung in praktisch begrenztem Rahmen abgesenkt. Im übrigen Drehzahl- oder Frequenzbereich erlaubt die Spannungsanpassung Werte, die beim Minimum (MIN) bis zu etwa 50 % niedriger sind als beim Maximum (MAX).

Die Regelung arbeitet prinzipbedingt nur bei Einzelantrieben.

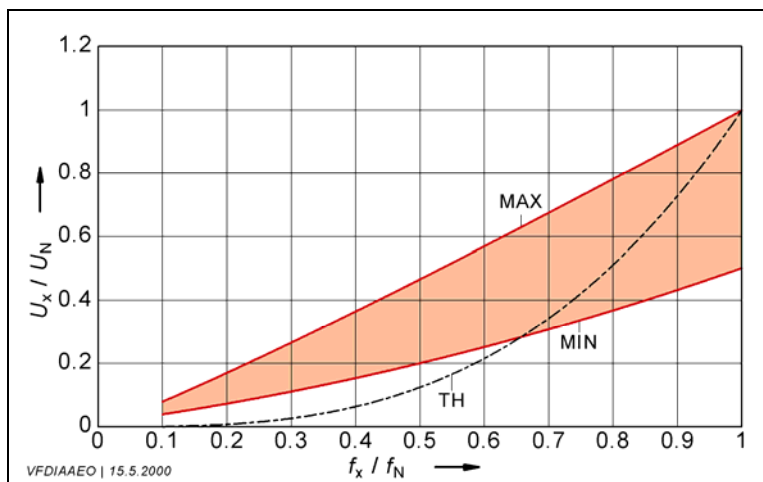


Bild 4.7  
Spezielle AEO-Spannungsfrequenz-Kennlinie  $U_x / U_N$  (vereinfachte Darstellung)  
**TH** - theoretisch erforderlich bei Lüfterkennlinie  
**MAX ... MIN** – Richtwert für die Regelgrenzen der AEO

**Die »Automatische Energie Optimierung« AEO stellt – im Gegensatz zu manchen angebotenen manuellen Einstellmöglichkeiten – bei Einzelantrieben völlig automatisch eine optimale, energiesparende Ausgangsspannung am Umrichter ein.**

## 5 Thermische Auswirkungen der Oberschwingungen

Oberschwingungsanteile in Spannung und Strom verursachen zusätzliche Verluste in den Wicklungen von Stator und Rotor sowie im Eisen.

Ein Vergleich der Oszillogramme im Abschnitt 3 macht die erheblichen Unterschiede zwischen den verschiedenen Umrichterarten deutlich und zeigt, dass pauschale Angaben nur mit Vorbehalt möglich sind.

Aus den zahlreichen Veröffentlichungen zu diesem Thema, aus dem "Anwendungsleitfaden für umrichtergespeiste Induktionsmotoren mit Käfigläufer" DIN IEC/TS 60034-17(VDE 0530-17):01.2004 und nicht zuletzt aus eigenen Versuchsreihen ergeben sich folgende Richtwerte:

Drehmoment-Reduzierung zur Berücksichtigung der thermischen Auswirkungen der Oberschwingungen

bei Umrichtern nach heutigem Entwicklungsstand	<b>ohne</b>	Sinusbewertung: 10 ... 20 %
bei Umrichtern nach heutigem Entwicklungsstand	<b>mit</b>	Sinusbewertung: 0 ... 10 %

Im allgemeinen tendieren die Reduktionswerte bei kleineren Motoren gegen die unteren, bei größeren Motoren gegen die oberen Grenzwerte. Diese Angaben berücksichtigen ausdrücklich nur den Einfluss der Oberschwingungen; die verminderte Kühlwirkung bei niedrigen Frequenzen ist in Abschnitt 6 behandelt. Aus der Norm [1.1] sind für einen Motor der Baugröße 315M folgende Zahlenwerte entnommen:

Bild 5.1 zeigt die Aufteilung der Verluste bei Speisung aus einem PWM-Umrichter mit Pulsfrequenz 3 kHz und Sinusbewertung, wobei die Verluste bei Netzfrequenz 50 Hz als 100 % gesetzt sind (Gesamtverluste am Umrichter 110 %).

Bild 5.2 zeigt die durch Oberschwingungen verursachten zusätzlichen Verluste bei Speisung aus aus drei verschiedenen Umrichterarten.

Die Beispiele sind nicht auf andere Leistungen oder Frequenzen übertragbar und sollen lediglich die unterschiedlichen Auswirkungen der Umrichterart auf die Verlustanteile zeigen.

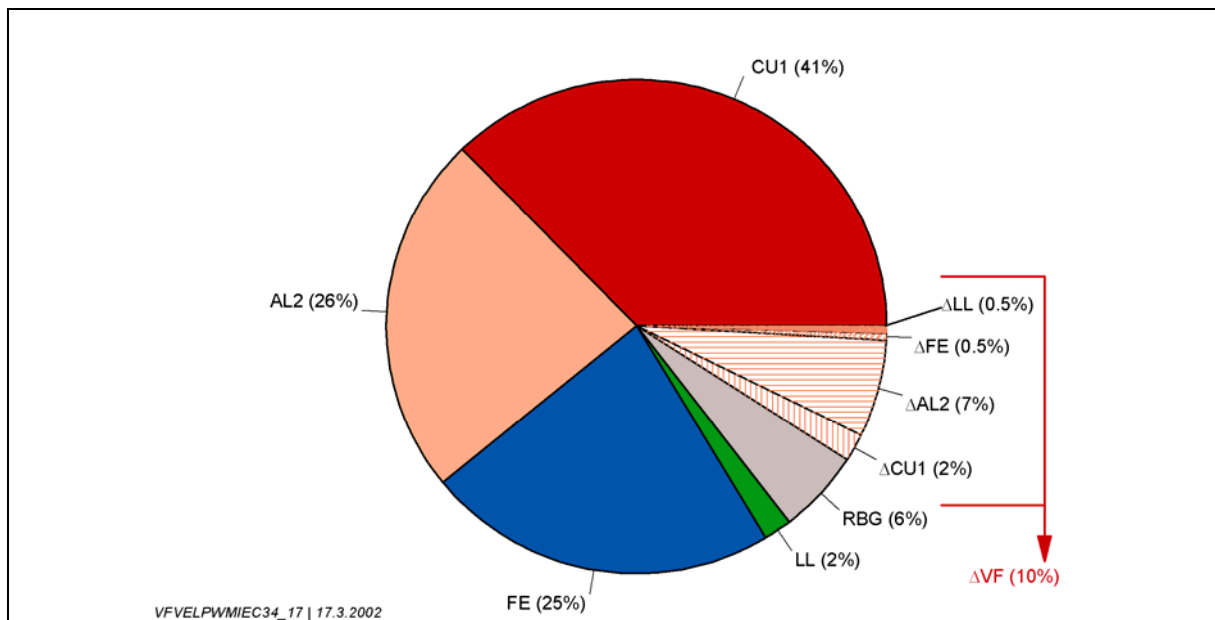


Bild 5.1 Verlustanteile bei einem Induktionsmotor mit Käfigläufer, Baugröße 315M, 4polig

### Verluste durch Grundschiwingung

CU1 Ständerstromwärme  
 AL2 Läuferstromwärme  
 FE Eisenverluste  
 LL lastabhängige Zusatzverluste  
 RBG Reibungsverluste  
**Summe : 100 %**

### Verluste durch Oberschwingungen

ΔCU1 Ständerstromwärme  
 ΔAL2 Läuferstromwärme  
 ΔFE Eisenverluste  
 ΔLL lastabhängige Zusatzverluste  
**Summe : 10 %**

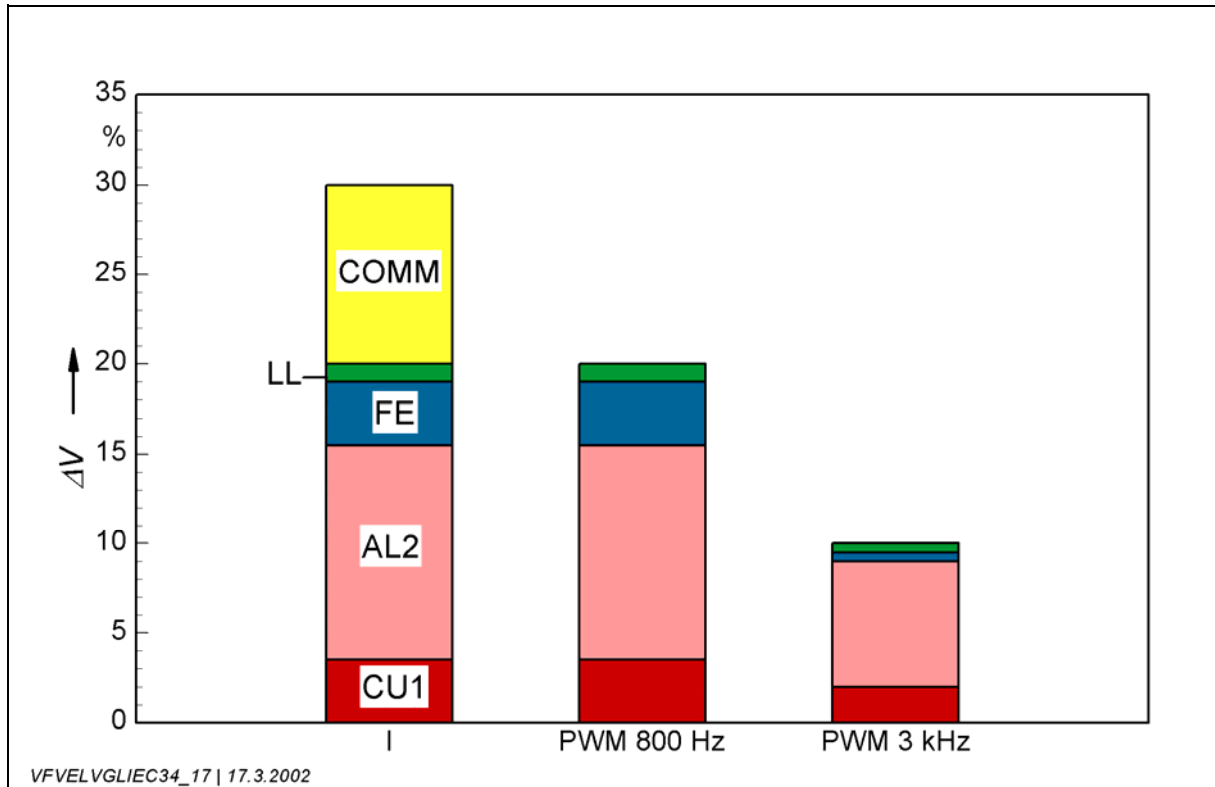


Bild 5.2 Einfluss der Umrichterspeisung auf die Verluste (V) eines 4poligen Käfigläufermotors der Baugröße 315M bei Betrieb mit Bemessungsmoment und Bemessungsfrequenz 50 Hz (nach IEC TS 60034-17:2002/03; PWM 800 Hz aus der Fassung 1998))

**Verlustanteile :**

- CU1 - Ständerwicklung (Kupfer)
- AL2 - Rotorwicklung (Aluminium)
- FE - Eisen
- LL - lastabhängige Zusatzverluste
- COMM - Kommutierungsverluste

**Umrichterarten :**

- I - Gleichstrom-Zwischenkreis (I-Umrichter)  
Current Source Inverter (CSI)
- PWM 800 Hz - Fester Gleichspannungs-Zwischenkreis mit Puls-Weiten-Modulation  
Sinusbewertetes Pulsmuster pro Periode Puls-Frequenz ca. 800 Hz
- PWM 3 kHz - Fester Gleichspannungs-Zwischenkreis mit Puls-Weiten-Modulation  
Sinusbewertetes Pulsmuster pro Periode Puls-Frequenz ca. 3 kHz

## 6 Drehzahl und Kühlwirkung

Bei eigenbelüfteten Motoren der Kühlart IC 411 – also bei den oberflächengekühlten Normmotoren – hat die Lüfterdrehzahl einen dominierenden Einfluss auf die Kühlwirkung.

Um die Grenz-Übertemperatur der Isolierstoffklasse nicht zu übersteigen, muss das Drehmoment je nach Betriebsart und Frequenzbereich reduziert werden, sofern nicht durch einen unabhängigen Fremdlüfter für gleichbleibende Kühlwirkung gesorgt wird.

### 6.1 Erzeugte und abführbare Verluste in Abhängigkeit von der Lüfter-Drehzahl

Bei Belastung mit konstantem Moment und gleichbleibendem Wirkungsgrad hätten die Verluste eine linear mit der Drehzahl abnehmende Tendenz (Verlauf "a" in Bild 6.1).

Da der Wirkungsgrad tatsächlich mit der Frequenz abnimmt, ändern sich die entstehenden Verluste mit der Frequenz etwa mit der Tendenz "c".

Wegen der abnehmenden Kühlwirkung sind Verluste etwa nach der Tendenz "b" abführbar:

Hieraus resultiert, dass erst bei Frequenzen unterhalb etwa 30 ... 35 Hz (d) eine Reduzierung des Drehmomentes zur Kompensation der nachlassenden Eigenbelüftung notwendig wäre.

Der "Knickpunkt" im Diagramm für das thermisch zulässige Drehmoment liegt bei den meisten Herstellerangaben im Bereich 30 ... 40 Hz (vgl. 6.2).

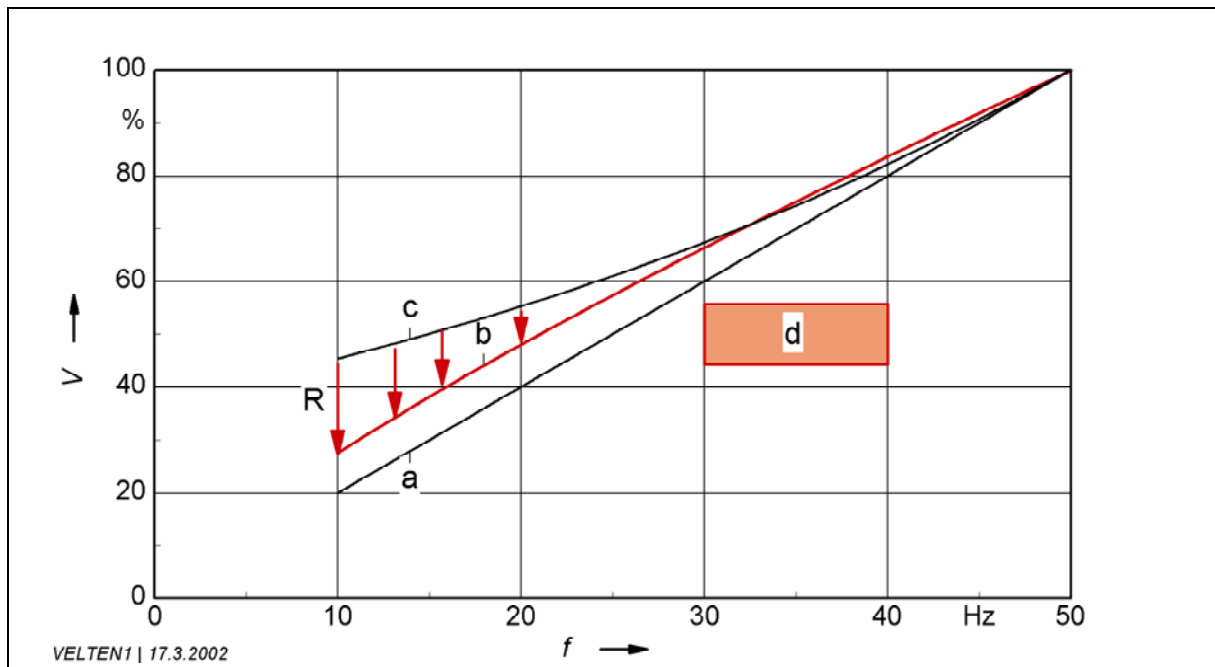


Bild 6.1 Grundsätzliche Tendenz der Verlustleistungen ( $V$ ) bei Frequenzen  $f = 10 \dots 50$  Hz

- a - theoretisch entstehend bei  $M = \text{constant}$  und  $\eta = \text{constant}$
- b - abführbar bei verminderter Eigenbelüftung
- c - tatsächlich entstehend, da  $\eta$  mit der Frequenz abnimmt
- d - Übergangsbereich von vollem auf reduziertes Moment
- R - notwendige Reduzierung der Verluste (des Momentes)

## 6.2 Kennlinien für reduziertes Drehmoment

Die aus den zusätzlichen Verlusten wegen Oberschwingungen (Abschnitt 5) und aus der drehzahlabhängigen Kühlung (Abschnitt 6.1) resultierende Reduzierung des thermisch zulässigen Dauer-Drehmoments wird bei den meisten Herstellern in praxisgerechten, vereinfachten Kennlinien dargestellt. Ein Vergleich (Bild 6.2) zeigt einen relativ breiten Streubereich, der sich aus den verschiedenen technischen Voraussetzungen und unterschiedlichen Sicherheitszuschlägen erklären lässt.

Diese Zusammenfassung kann und soll die Einzelauswertung der Hersteller-Kennlinien nicht ersetzen. Es soll lediglich deutlich gemacht werden, mit welchen Toleranzbreiten bei derartigen Pauschalangaben zu rechnen ist.

Eine bewährte Kennlinie ist in Bild 6.3 dargestellt.

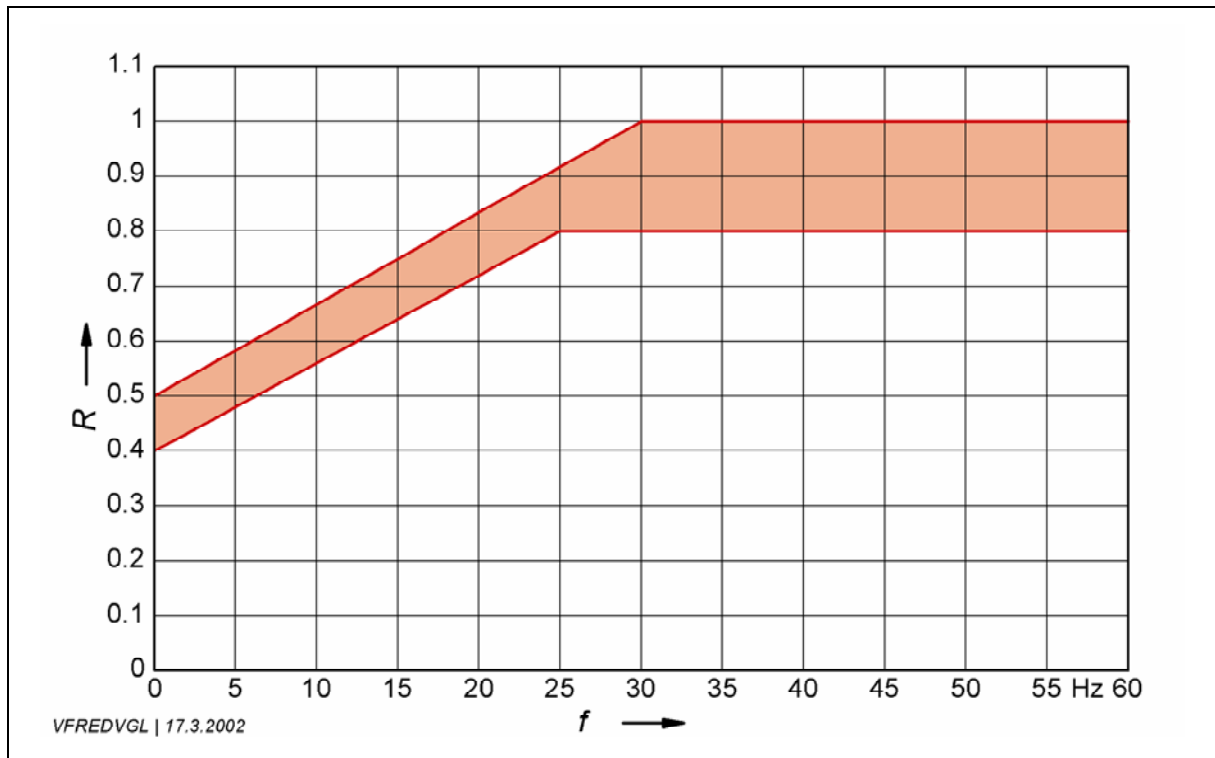


Bild 6.2 Reduktionsfaktor ( $R$ ) für das thermisch zulässige Bemessungsdrehmoment bei eigenbelüfteten Käfigläufer-Motoren (Kühlart IC 411) bei Dauerbetrieb S1 Umrichterspeisung  $f = 5 \dots 50$  Hz  
Streuband von zehn verschiedenen Herstellerangaben und Normen

Bewährte Praxisempfehlung siehe Bild 6.3

### 6.3 Einfluss des Verstellbereichs auf die Drehmoment-Reduzierung

Der Einfluss der Oberschwingungen ist mit bis zu 10 ... 15 % relativ gering (vgl. Abschnitt 5).

Entscheidend für das tatsächlich im ganzen Verstellbereich verfügbare "konstante Drehmoment" ist jedoch der verlangte Stellbereich: Die Linien "5" und "20" zeigen, dass bei Verstellbereich 1: 5 noch ca. 85 %, bei 1: 20 jedoch nur noch ca. 65 % des ursprünglichen Nennmomentes verfügbar sind, wenn - wie häufig üblich - 87 Hz als obere Grenze der Frequenz festgelegt werden.

Bei der Festlegung des Verstellbereiches sollten daher keine unnötig hohen Forderungen gestellt werden.

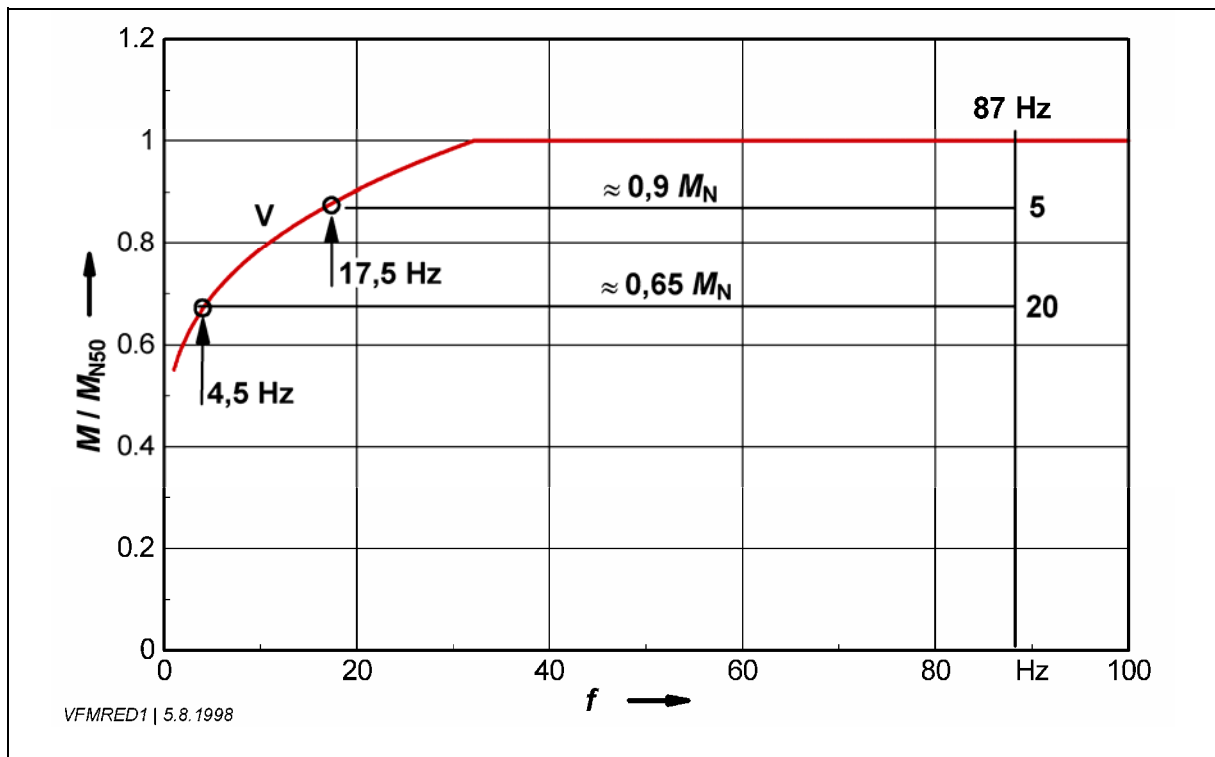


Bild 6.3 Erforderliche Drehmomentreduzierung bei Umrichter-Betrieb  $f = 3 \dots 87$  Hz

- V - wegen verminderter Kühlwirkung des Eigenlüfters
- 0 - wegen Oberschwingungsgehalt
- 5 - wegen der Forderung "konstantes Drehmoment" im Bereich 1: 5
- 20 - wegen der Forderung "konstantes Drehmoment" im Bereich 1: 20



## 6.4 Wirkung und Wirtschaftlichkeit der Fremdbelüftung

Bei Verwendung eines am Netz betriebenen Fremdlüfters, der unabhängig vom Umrichter mit gleichbleibender Drehzahl und Kühlwirkung arbeitet, ist das thermisch zulässige Bemessungsdrehmoment im unteren Frequenzbereich nicht zu reduzieren.

Bei der Planung ist also zu entscheiden zwischen

- einem eigenbelüfteten Motor, dessen Typenleistung zum Ausgleich der kühlungsbedingten Drehmomentreduzierung vergrößert ist,
- einem fremdgekühlten Motor mit günstiger Baugröße, aber zusätzlichem Aufwand für den getrennten Lüfter und dessen Netzanschluss.

Sind Haupt- und Lüftermotor 4polig, so ergeben sich bei Frequenzen über 50 Hz Geräuschvorteile gegenüber einem eigenbelüfteten Motor.

Für eine Entscheidung rein unter Kostengesichtspunkten muss der Einzelfall geprüft werden. Als Orientierungshilfe zeigt Bild 6.4, dass sich die Schere zwischen "eigenbelüftet" und "fremdbelüftet" im Bereich der Baugrößen 132 ... 160 (Bemessungsleistung bei 50 Hz etwa 7,5 ... 15 kW) schließt, dass also im allgemeinen bei den kleinen Baugrößen bis etwa 132 durch die Verwendung eines Fremdlüfters kaum ein Kostenvorteil zu erwarten ist.

Der unstetige Verlauf des Linienzuges im Diagramm 6.4 ergibt sich aus den Typensprüngen und einer eventuell unterschiedlichen Konstruktions- und Fertigungstechnik für den Haupt- und Lüftermotor.

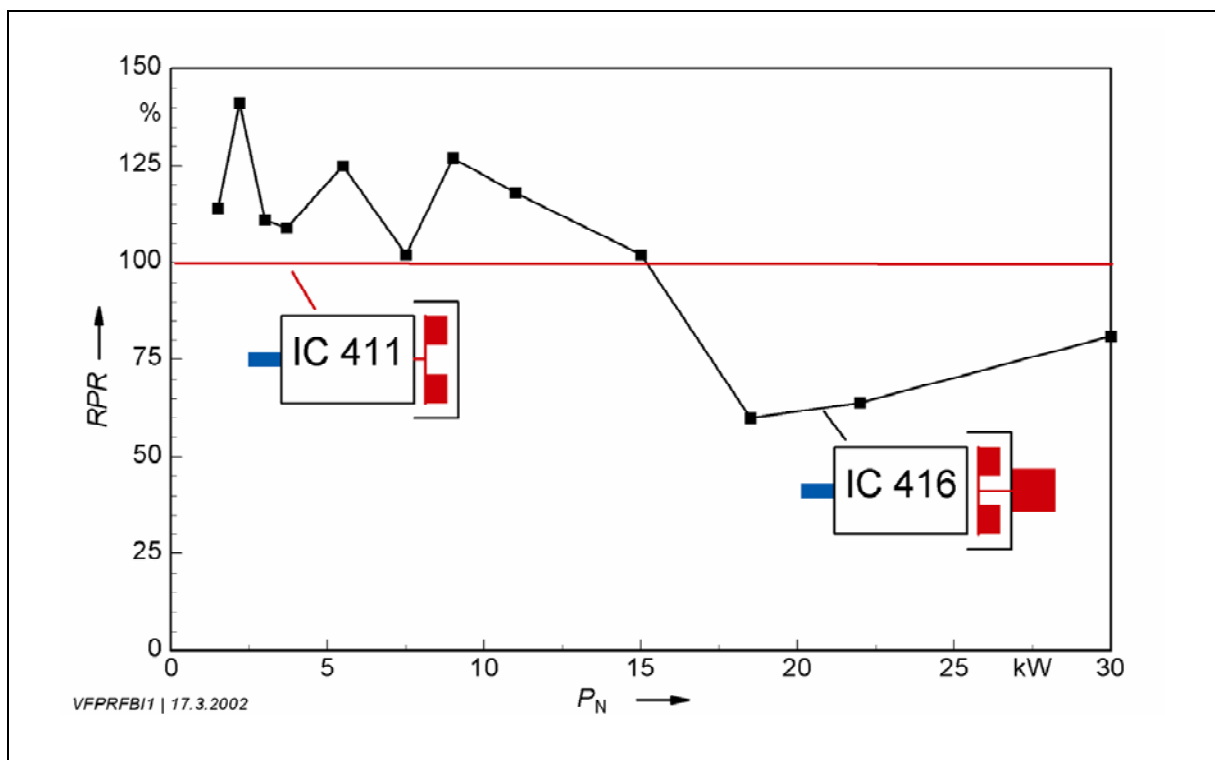


Bild 6.4 Relativer Preis (*RPR*) eines fremdbelüfteten Umrichter-Motors (IC 416) im Vergleich zum vergrößerten, eigenbelüfteten Typ (IC 411 = 100 %), bezogen auf gleiches Bemessungsmoment (*M*) oder gleiche Leistungsabgabe (*P*) bei 50 Hz; konstantes Moment 5 ... 50 Hz

Das breite Streuband in Bild 6.5 schließt verschiedene Herstellerangaben und Auslegungen ein. Es zeigt, dass im allgemeinen im Leistungsbereich bis etwa 7,5 kW eine klare Entscheidung für die Eigenbelüftung (Kühlart IC 411) und über etwa 15 kW für die Fremdbelüftung (Kühlart IC 416) gefällt werden kann. Im Leistungsbereich zwischen diesen Eckwerten ist der Einzelfall zu überprüfen.

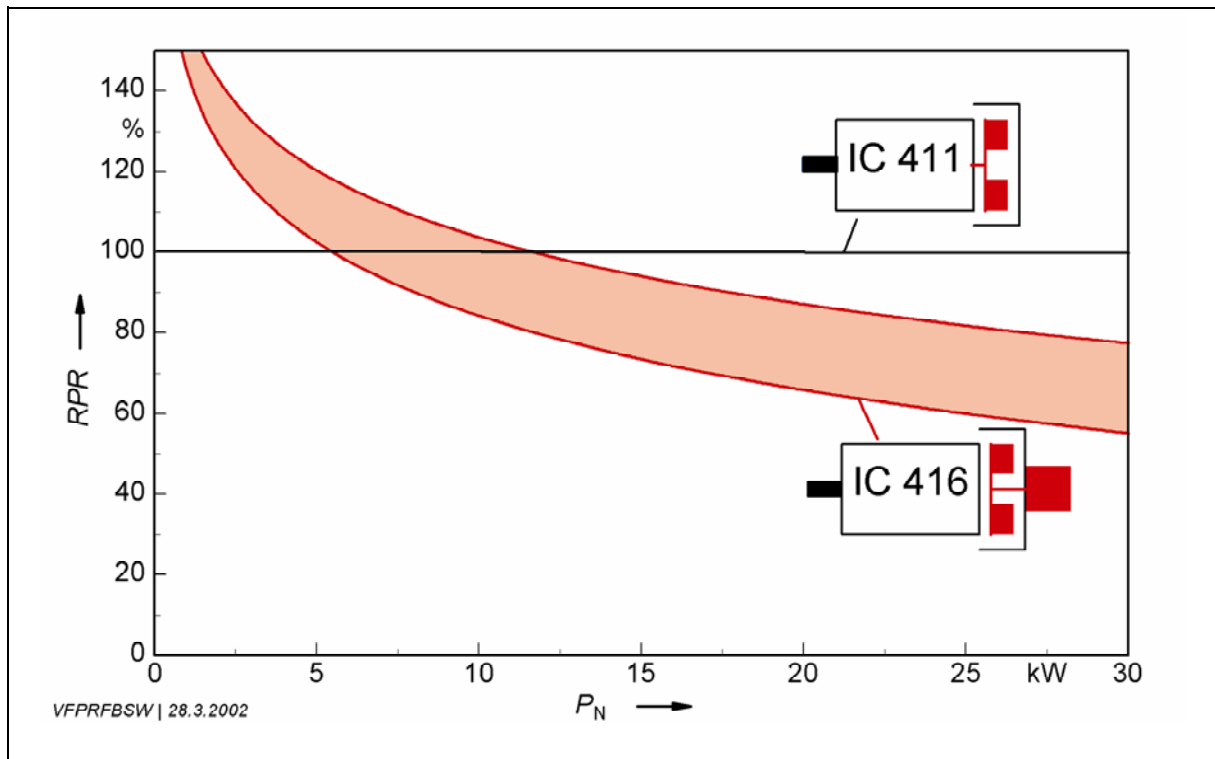


Bild 6.5 Streuband für den relativen Preis  $RPR$  eines fremdbelüfteten Umrichter-Motors (IC 416) im Vergleich zum vergrößerten eigenbelüfteten Modell (IC 411) bei verschiedenen Auslegungen und Herstellerangaben.  
Im Übergangsbereich (ca. 7,5 ... 15 kW 50 Hz-Typenleistung 4polig) empfiehlt sich Einzelprüfung der Preisrelation

## 7 Wirkungsgrad

Aussagen zum Wirkungsgrad der Komponenten (Motor, Umrichter) und des gesamten Antriebssystems sind außerordentlich komplex, da viele Einflussgrößen zu berücksichtigen sind:

- Relative Auslastung des Motors  
des Umrichters
- Relative Frequenz für Motor  
für Umrichter
- Arbeitsprinzip des Umrichters
- Größe und Auslegung des Motors

Entscheidend im Vergleich zu anderen Antriebssystemen (Gleichstrom-Motor, mechanische Verstellgetriebe) ist letztlich der Gesamtwirkungsgrad des Antriebssystems "Umrichter + Motor", zu dem in Bild 7.1 Richtwerte genannt sind.

Für die beiden Komponenten des Systems gelten etwa folgende Richtwerte im jeweiligen Bemessungspunkt:

Wirkungsgrad des Umrichters:	90 ... 95 %
Wirkungsgrad-Verminderung des Motors wegen Umrichterspeisung:	bis zu 10 Punkte

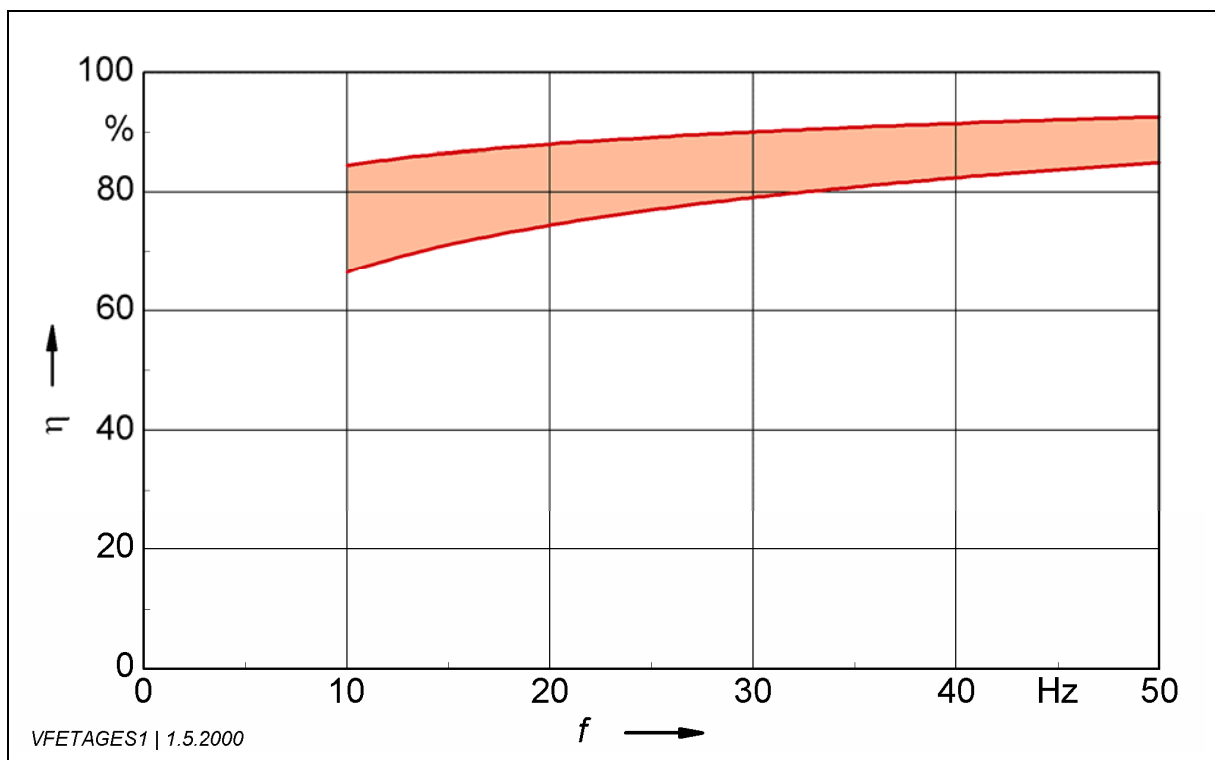


Bild 7.1 Richtwerte für den Gesamt-Wirkungsgrad ( $\eta$ ) des Antriebssystems "Umrichter + Motor" bei Auslastung im jeweiligen Bemessungspunkt bei Frequenzen  $f = 10 \dots 50$  Hz und Bemessungsleistungen  $20 \dots 200$  kW bezogen auf 50 Hz  
Quelle: Literatur [2.2 und 2.3]

Da es sich um die Hintereinanderschaltung von vielen Einzelmessungen (alle mit ihren Toleranzen !) handelt, ergibt sich eine relativ große Messunsicherheit für den Gesamt-Wirkungsgrad, wie aus der vergleichenden Tabelle 7.2 hervorgeht.

Verfahren	Aufwand	Unsicherheit	Anwendungshäufigkeit	Besonderheit
Kalorimetrische Messung	hoch	ca. 5 %	gering	hohe Genauigkeit auch bei hohem Wirkungsgrad
Einzelverlust-Verfahren	gering	ca. 10 %	hoch (vorwiegend für Motor, Trafo)	einfach anzuwenden
Indirekte Ermittlung (Rechnung)	gering	ca. 10 %	gering (vorwiegend für Umrichter)	Erstellung aufwendig
Direkte Messung	mittel	ca. 20 % (falls $\eta < 90 \dots 95 \%$ )	hoch (vorwiegend für Gesamtantrieb, Umrichter)	problematisch bei hohem Wirkungsgrad, hochgenaues Messsystem erforderlich

Tabelle 7.2 Vereinfachter Vergleich verschiedener Messverfahren zur Bestimmung des Gesamt-Wirkungsgrades von Umrichter-Antrieben  
Quelle : Literatur [2.7]

## 8 Energieeinsparung durch Drehzahlverstellung

So interessant ein Vergleich der Wirkungsgrade von Elektromotoren im Einzelfall auch sein mag: Das entscheidende Potential für eine Energieeinsparung liegt häufig in der Optimierung des Antriebssystems.

Energie sparen durch Drehzahlverstellung – dies scheint zunächst ein Widerspruch, weil keine Art von Drehzahlverstellung zum "Nulltarif" zu haben ist. Auch bei günstigen Voraussetzungen treten bei der Drehzahlverstellung grundsätzlich Verluste auf – bei mechanischen Systemen etwa 5 ... 25 %, bei elektrischen Lösungen für industrielle Anwendung etwa 5 ... 20 %.

Trotz dieser im Antriebssystem begründeten zusätzlichen Verluste kann in vielen Arbeitsmaschinen eine erhebliche Einsparung von Energie erreicht werden, wenn der Prozessablauf durch Änderung der Drehzahl oder Geschwindigkeit optimiert wird. Neben den diesem Beitrag gegebenen konkreten Beispielen sind im [2.8] einige Schätzungen zitiert, die im Rahmen von Studien zu einem EU-Projekt genannt wurden.

### 8.1 Pumpen und Lüfter

In einer Studie des Fraunhofer Institut Systemtechnik und Innovationsforschung (ISI) wird abgeschätzt, dass die Energieverluste beim Betrieb von Pumpen (PUMPEN), Ventilatoren (VENT), Kompressoren (KOMPR) und sonstigen Antriebssystemen (SONST) bei kombiniertem oder gezieltem Einsatz von energiesparenden Elektromotoren (EEM), Drehzahlverstellung (VSD) und entsprechender Systemsteuerung in der Arbeitsmaschine (SYST) um bis zu 50 % abgesenkt werden könnten (Bild 8.1.1).

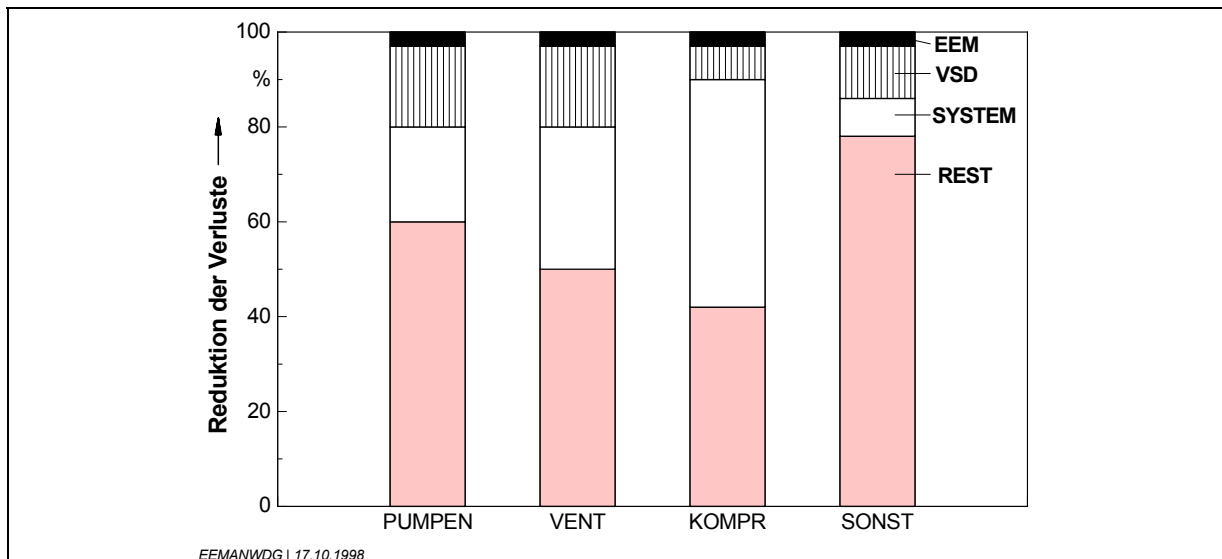


Bild 8.1.1 Potential der Verlustminderung (Erläuterungen siehe Text)

Bei vielen industriellen Prozessen werden je nach Produkt und Auslastung der Anlage von einem bestimmten Fördersystem (z.B. Pumpe, Lüfter) unterschiedliche Stoffmengen benötigt. Da der Antrieb für den höchsten Bedarf ausgelegt sein muss, ist die Stoffmenge bedarfsgerecht zu regeln – technisch optimal durch Anpassung der Drehzahl. Solange keine preisgünstigen und wartungsarmen Antriebssysteme für stufenlos verstellbare Drehzahlen zur Verfügung standen und solange Energiekosten und Energieverbrauch noch keine große Rolle spielten, wurde die Stoffmengenregelung auf einfache Weise erzwungen:

- Verstellung von Ventilen, die wie ein erhöhter Gegendruck wirken und den Förderstrom drosseln (**Drosselklappensteuerung**).
- Rückführung der überschüssigen Stoffmenge in den Kreislauf (**Bypass**).

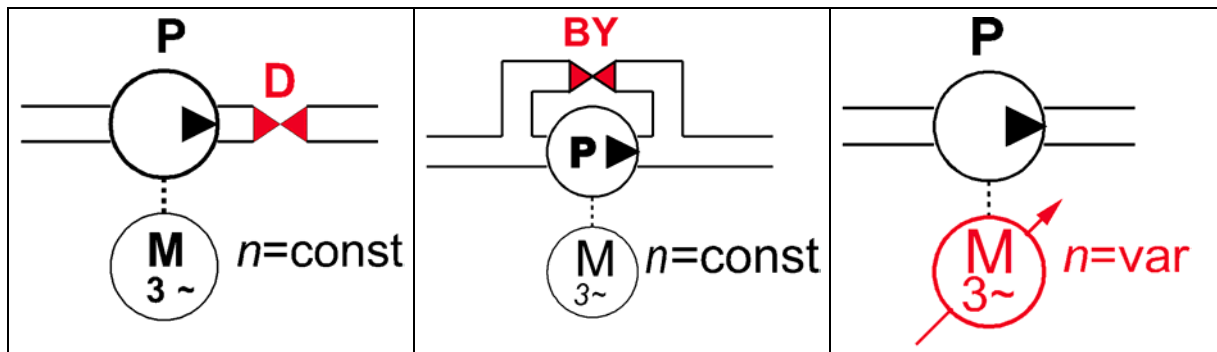


Bild 8.1.2  
Prinzip der  
Drosselklappensteuerung (D)  
zur Stoffmengenregelung einer  
Pumpe (P)

Bild 8.1.3  
Prinzip des Bypasses (BY) zur  
Stoffmengenregelung einer  
Pumpe (P)

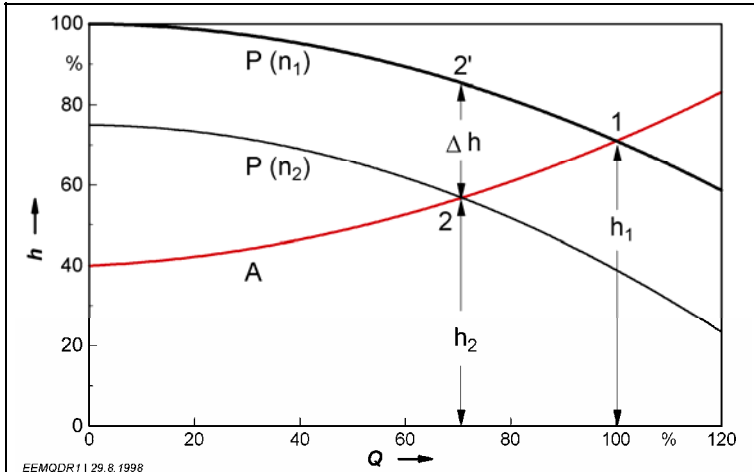
Bild 8.1.4  
Prinzip der variablen  
Motordrehzahl (M) zur  
Stoffmengenregelung einer  
Pumpe (P)

Im Diagramm 8.1.5 sind über dem Förderstrom  $Q$  die Kennlinien für den von der Pumpe P erzeugten und den von der Anlage A benötigten Druck (Förderhöhe)  $h$  dargestellt. Bei fester Drehzahl der Pumpe (z.B.  $n_1$ ) stellt sich der Arbeitspunkt »1« mit 100 % Förderstrom bei einem Druck  $h_1$  ein. Um einen kleineren Förderstrom – z.B. etwa 70 % – zu erhalten, wird die Drosselklappe verstellt. Die Pumpe arbeitet am Punkt »2'«; von dem hier erzeugten Druck wird der Teil  $h_2$  in der Anlage benötigt, der Teil  $\Delta h$  fällt im Drosselorgan ab. Die  $\Delta h$  entsprechende Leistung wird als Drosselverlustleistung in Wärme umgesetzt, geht also dem Prozess verloren.

Mit einer reduzierten Drehzahl  $n_2$  würde sich der Arbeitspunkt »2« ergeben: Der Druckverlust  $\Delta h$  und der entsprechende Leistungsverlust werden vermieden.

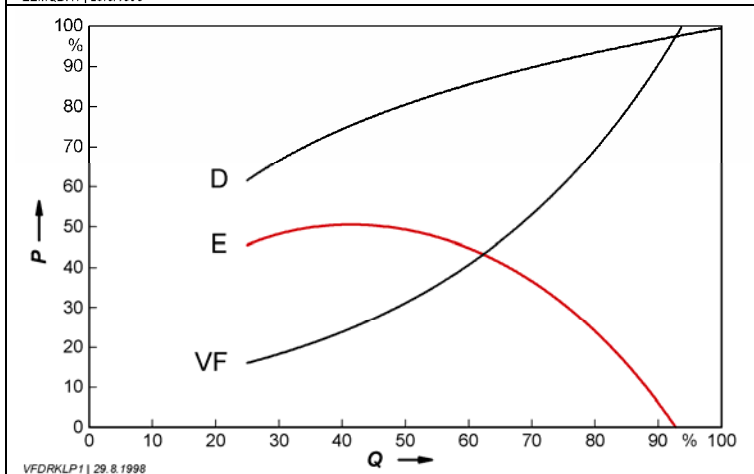
Das Potential der Energieeinsparung wird aus den Bildern 8.1.6 und 8.1.7 deutlich, zumal Antriebe dieser Art oft mehrschichtig im Einsatz sind.

Seit es möglich ist, die Drehzahl von Käfigläufermotoren einfach, betriebssicher und verschleißfrei über Frequenz-Umrichter stufenlos zu verstellen, werden die geschilderten Stoffmengenregelungen zunehmend durch umrichter gespeiste Motoren ersetzt.



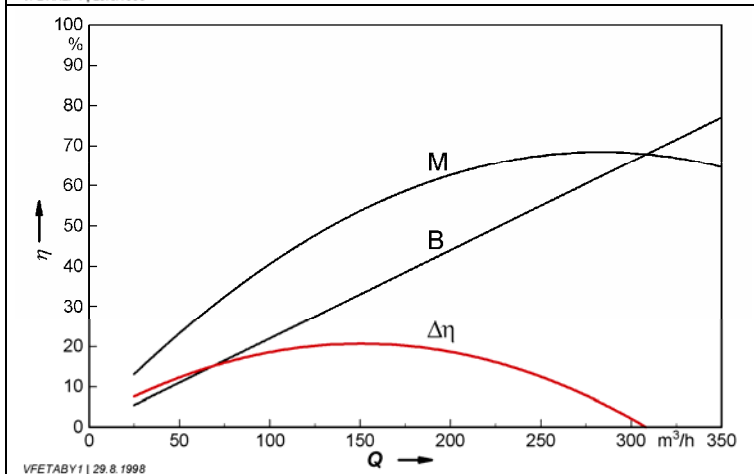
EEMQDR1 | 29.8.1998

Bild 8.1.5  
Kennlinien für Druck (Förderhöhe)  $h$  über dem Förderstrom  $Q$  für die Pumpe  $P$  bei Drehzahlen  $n_1$  oder  $n_2$  und für die Anlage  $A$ . Druckverlust  $\Delta h$  = Leistungsverlust bei Drosselklappenregelung zur Verminderung des Förderstromes auf etwa 70 %



VFDRKLP1 | 29.8.1998

Bild 8.1.6  
Relativer Leistungsbedarf ( $P$ ) und Energieeinsparung ( $E$ ) bei Stoffmengenregelung über Drosselklappensteuerung ( $D$ ) oder Umrichter-Motoren ( $VF$ )



VFETABY1 | 29.8.1998

Bild 8.1.7  
Wirkungsgrad ( $\eta$ ) und seine Verbesserung ( $\Delta\eta$ ) bei Stoffmengenregelung über Bypass ( $B$ ) oder variable Motordrehzahl ( $M$ )

## 8.2 Anpassung der Fördergeschwindigkeit

Ein Fördersystem, das sehr unterschiedliche Stückzahlen oder Massenströme bewegen soll, arbeitet mit hohen Energieverlusten, wenn es mit konstanter, auf die Maximalbeschickung ausgerichteter Geschwindigkeit betrieben wird. Hier kann der Einsatz eines drehzahlverstellbaren Antriebes zu erheblichen Einsparungen führen. Die Zielrichtung soll an einem Beispiel (Bild 8.2.1) unter vereinfachenden Annahmen deutlich gemacht werden:

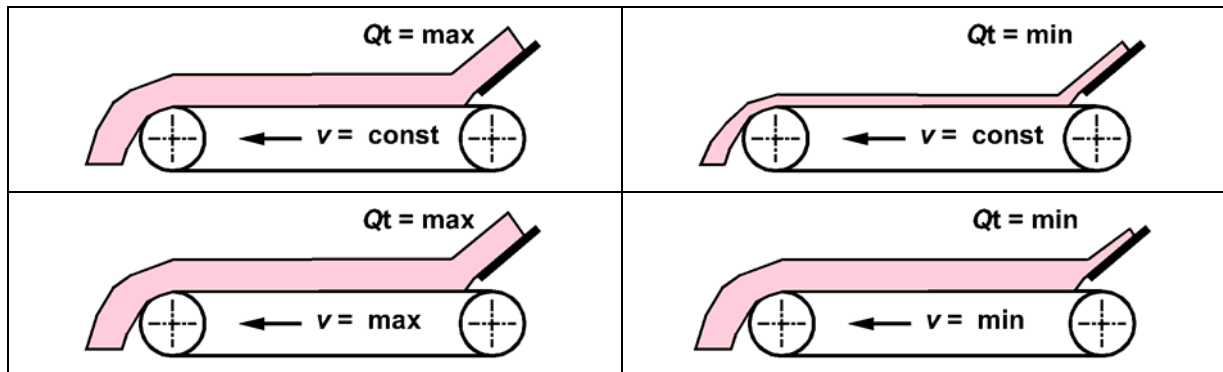


Bild 8.2.1 Förderung von Schüttgut mit variablem Massenstrom  $Q_t$   
oben:  $v = \text{constant}$  unten:  $v = \text{variabel}$

Bei einem mit konstanter Geschwindigkeit betriebenen Gurtförderer für Schüttgut kann die Leerlaufleistung zur Überwindung der Reib- und Walkwiderstände ( $P_{0C}$ ) bis zu 50 % der Bemessungsleistung betragen. Der zusätzliche Leistungsbedarf bei Belastung ( $P_L$ ) ist direkt vom variablen Fördergutstrom (Massenstrom)  $Q_t$  abhängig; die erforderliche Gesamtleistung ( $P_C$ ) bei konstanter Geschwindigkeit ergibt sich aus dem Linienzug  $P_C$  im Diagramm 8.2.2. Wird die Gurtgeschwindigkeit an den Massenstrom angepasst, also entsprechend geregelt, so ist die Leerlaufleistung  $P_{0V}$  im Bereich niedriger Geschwindigkeiten entsprechend geringer. Die Energieeinsparung ist aus dem schraffierten und mit  $\Delta P$  markierten Bereich ersichtlich; sie beträgt bei sehr kleinen Massenströmen bis zu 50 %. Der erhöhte Investitionsaufwand für die Regelung der Fördergeschwindigkeit – nach heutiger Technik vorzugsweise mit frequenzverstellbaren Käfigläufermotoren – kann also zu erheblich größeren Energieeinsparungen führen als die Verbesserung des Motor-Wirkungsgrades.

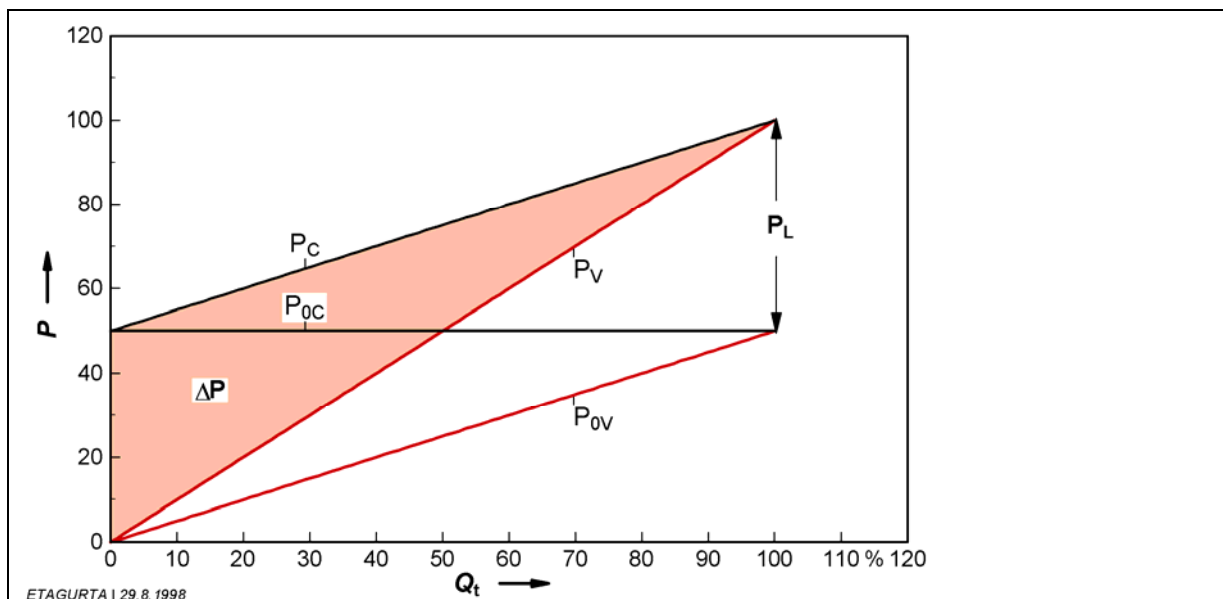


Bild 8.2.2 Energieeinsparung  $\Delta P$  bei Betrieb eines Gurtförderers für variablen Massenstrom  $Q_t$  mit variabler (Index V) statt konstanter (Index C) Geschwindigkeit



### 8.3 Geführter Hochlauf statt Direkteinschaltung

Die bisherigen Betrachtungen gelten für den stationären Betrieb mit Belastungen im Bereich der Bemessungsleistung. Bei Antrieben, die durch die häufige Beschleunigung großer Massenträgheitsmomente geprägt sind, kann ein frequenzgeführter Hochlauf zu einer erheblichen Verminderung der Anlaufverluste im Vergleich zur Direkteinschaltung führen.

Bei einem Anlauf am Netz springt die Drehfeldfrequenz DRF praktisch unverzüglich auf die Synchronfrequenz  $n_{sy}$ , während der Rotor erst nach einer von Last und Massenträgheitsmomenten abhängigen Anlaufzeit seine Asynchrondrehzahl erreicht. Die anfänglich hohe Schlupffrequenz zwischen »DRF« und »ROTOR« verursacht die relativ hohe Rotor-Verlustarbeit » $W_{rot}$ « (Bild 8.3.1). Bei einem frequenzgeführten Anlauf eilt die Drehzahl »DRF« dem »ROTOR« nur um die Schlupffrequenz vor, mit der ein ausreichendes Beschleunigungsmoment erzeugt werden kann. Die schattiert dargestellte Fläche entspricht der Verlustarbeit im Rotor – sie ist beim Frequenzanlauf wesentlich geringer als bei der Direkteinschaltung am Netz (Bild 8.3.2).

Für das typische Anwendungsbeispiel eines Arbeitsrollganges in einem Walzwerk lässt sich eine jährliche Einsparung von Energiekosten in Höhe von ca. € 2500.- errechnen.

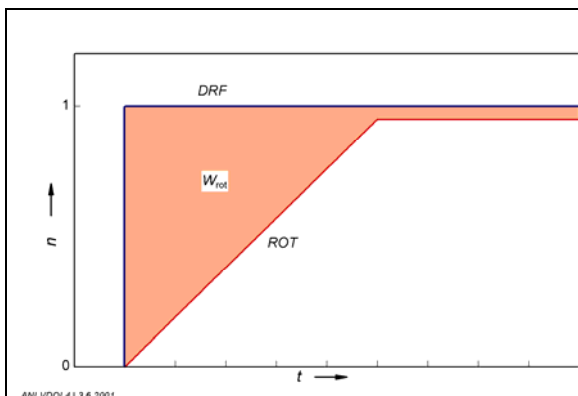


Bild 8.3.1  
Schematische Darstellung der Verlustarbeit im Rotor  $W_{rot}$  bei Direktanlauf am Netz

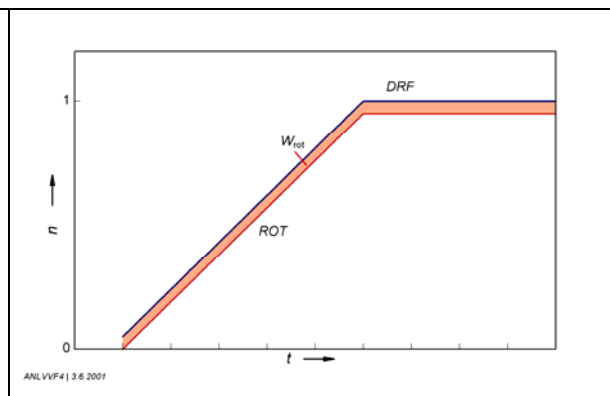


Bild 8.3.2  
Schematische Darstellung der Verlustarbeit im Rotor  $W_{rot}$  bei frequenzgeführtem Anlauf



Bild 8.3.3  
Arbeitsrollgang in einem Walzwerk –  
typische Anwendung für frequenzgeführte Reversierung

## 8.4 Aufzugsantriebe

Als Beispiel wird aus der Ringvorlesung »Frequenzumrichter im Aufzugsbau« von V. Scheub, Institut für Fördertechnik an der Universität Stuttgart, zitiert: Nach Diagramm 8.4 können in einem Aufzug für 630 kg Tragfähigkeit und mit einer Fahrgeschwindigkeit von 1,2 m/s bei 300 Fahrten pro Tag Kosten in Höhe von DM 1500.- (€ 750.-) pro Jahr eingespart werden, wenn das »richtige« Antriebssystem – also ein frequenzgeführter Motor mit einem verlustarmen Untersetzungsgetriebe – eingesetzt wird.

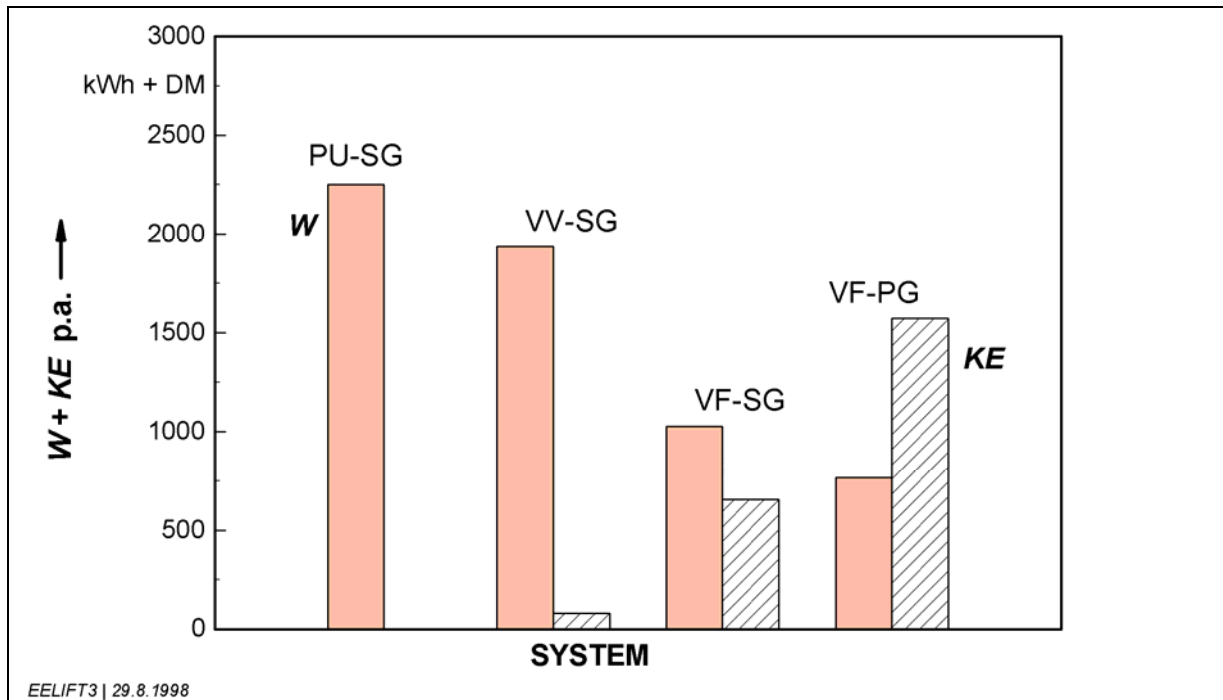


Bild 8.4 Vergleich des Energiebedarfs (W) und der Kosten-Ersparnis (KE) bezogen auf die konventionelle Lösung PU-SG bei verschiedenen Antriebssystemen

- PU-SG Polumschaltung mit Schneckengetriebe
- VV-SG Spannungsregelung mit Schneckengetriebe
- VF-SG Frequenzverstellung mit Schneckengetriebe
- VF-PG Frequenzverstellung mit Planetengetriebe

## 8.5 Schweranlauf einer Zentrifuge

In einer RAVEL-Studie ist als Beispiel für den Hochlauf einer Zentrifuge berechnet:

Antriebskonzept	klassisch (Direkt-Anlauf)	modern (Frequenz-Anlauf)
Motorart	Sonder-Käfigläufermotor	Normalmotor
Bemessungsleistung (kW)	11	4,5
Bemessungsdrehzahl (r/min)	1440	1200 ... 1800
Massenträgheitsmoment (kgm <sup>2</sup> )	72	46,1
Hochlaufzeit (s)	77,5	181
mittlere Betriebszeit pro Jahr (h/a)	6000	6000
Anläufe pro Tag (c/d)	4	4
Anlauf-Verlustarbeit pro Jahr (kWh/a)	1509	462
Ersparnis pro Jahr (kWh/a)	-	1047 = 70 %

## 8.6 Lüftungsanlage in der Haustechnik

Drossel- oder klappengesteuerte Lüftungsanlagen findet man heute in den meisten Altanlagen und leider auch noch in vielen Neuanlagen. An der Lüftungsanlage eines Verlagshauses in Hamburg wurde bereits eine herkömmliche Klappensteuerung durch eine Wirbelstromkupplung ersetzt. Eine Energieeinsparung 30 % war die Folge. Nun sollte das noch vorhandene Energieeinsparpotential durch den Übergang von der Wirbelstromkupplung auf elektronische Drehzahlregelung ermittelt werden.

Die Messungen ergaben ein weiteres Einsparpotential von 18 120 kWh pro Jahr oder etwa 35 %. Bei einer typischen Nutzungsdauer von 250 Tagen pro Jahr beträgt die Amortisationszeit für die Umrüstung von der Wirbelstromkupplung zur elektronischen Drehzahlregelung im Hamburger Verlagshaus also weniger als zwei Jahre. Bei älteren Anlagen bringt die Umrüstung von Drossel- oder Klappensteuerung direkt auf elektronische Drehzahlregelung sogar Energieeinsparpotentiale von bis zu 60 % und Amortisationszeiten von ein bis drei Jahren. Für Neuanlagen gilt sinngemäß das gleiche, wenn man von vornherein die Betriebskosten berücksichtigt. In jedem Fall haben sich die relativ geringen Mehrkosten für die Frequenzrichter schnell amortisiert.

(Quelle: mit freundlicher Genehmigung des Autors Dirk Eggers, Mitarbeiter der Danfoss Antriebs- und Regeltechnik GmbH).

### Tageslastprofil einer Gebäudelüftungsanlage für ein Verlagshaus

Relative Last	Betrieb	Wirbelstromkupplung	Frequenzumrichter	Energie einsparung
	h	kWh	kWh	%
100 %	3	47,1	36,0	23,6
80 %	4	60,8	43,2	28,9
60 %	4	50,8	32,0	37,0
40 %	5	47,5	22,5	52,6
gesamt	16	206,2	133,7	35,2

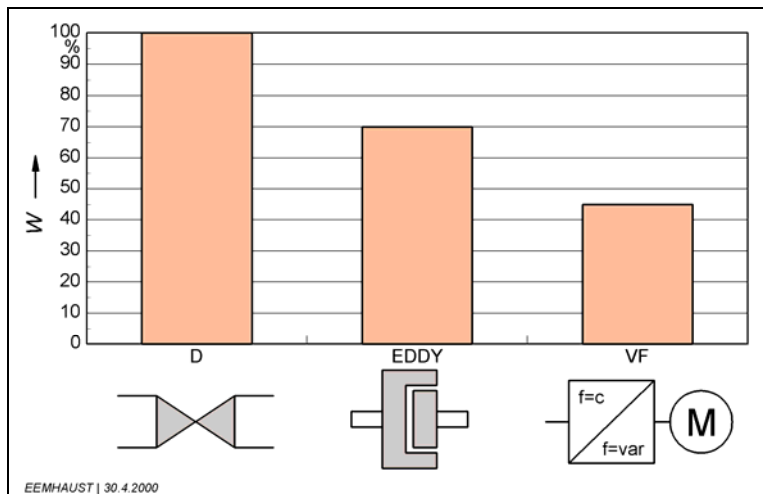


Bild 12.6  
Relativer Energiebedarf (W) in der Lüftungsanlage eines Verlagshauses

**D**  
Drosselklappensteuerung  
(Altanlage)

**EDDY**  
Wirbelstromkupplung  
(erste Änderung)

**VF**  
Variable Frequenz

## 9 Pendelmomente

Oberschwingungen in Spannung und Strom verursachen ungleichförmige Drehmomente, da im Motor zusätzliche Drehmomente mit einem mehrfachen der Grundswingungsfrequenz gebildet werden. Die Rüttelmomente wirken sich vor allem bei Umrichterfrequenzen unter etwa 6 Hz aus; sie können die angetriebenen Massen zu Resonanzen anregen und belasten Antriebselemente wie Wellen, Lager, Kupplungen oder Zahnräder.

Getriebe-Motoren mit ihrem unvermeidbaren Zahnspiel (Bild 9) reagieren besonders sensibel auf diese ungewollten Schwingungsanregungen.

Umrichtersysteme ohne Sinusbewertung (vgl. Abschnitt 6) sind daher bei Frequenzen unter etwa 8 ... 12 Hz für diese Antriebsart nur mit Vorbehalt zu empfehlen. Da die Amplituden der Pendelmomente relativ niedrig sind (etwa bis zu 20 % des Bemessungsmomentes), können sie sich vor allem im Leerlauf oder bei niedriger Teillast "austoben".

Hier bieten die PWM-Umrichter mit Sinusbewertung eindeutige Vorteile: Auch bei niedersten Frequenzen waren in der Praxis keine Pendelmomente zu beobachten.

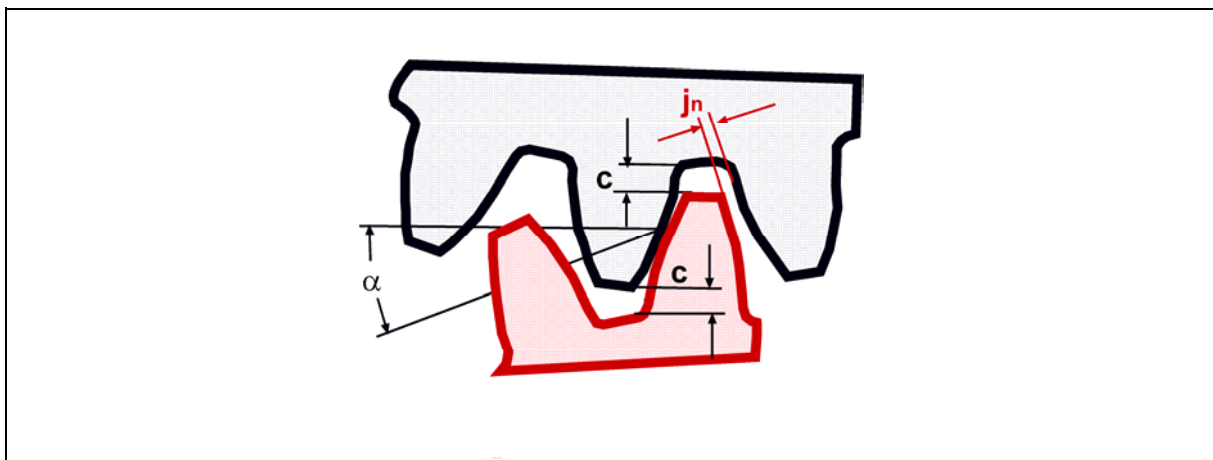


Bild 9 Definition von Kopfspiel ( $c$ ) und Flankenspiel ( $j_n$ ) nach DIN 3960

## 10 Geräusch

Dieses sehr komplexe Thema kann im Rahmen dieser Abhandlung nur kurz angeschnitten werden: Es ist zu unterscheiden zwischen den Geräuschen des Umrichters selbst und den durch den Umrichterbetrieb verursachten zusätzlichen Motorgeräuschen.

### 10.1 Umrichter

Je nach Umrichtersystem können erhebliche Geräusche auftreten, die unter anderem folgende Ursachen haben:

Kommutierung der Thyristoren oder Transistoren mit einer verhältnismäßig hohen Schaltfrequenz. Dies kann zu einem lästigen "Pfeifen" oder "Zwitschern", also zu ausgeprägten Einzeltönen mit relativ hoher Frequenz (im Bild 10.1 zum Beispiel 1200 / 2400 / 7000 Hz) führen.

Bei Umrichtern nach heutigem Entwicklungsstand liegt die Schaltfrequenz teilweise im Ultraschallbereich, so dass keine lästigen Frequenzen in Erscheinung treten. Bild 10.1 zeigt, dass der Gesamtpegel mit ca. 41 dB(A) im Vergleich zu einem anderen Umrichter mit 63 dB(A) sehr günstig liegt.

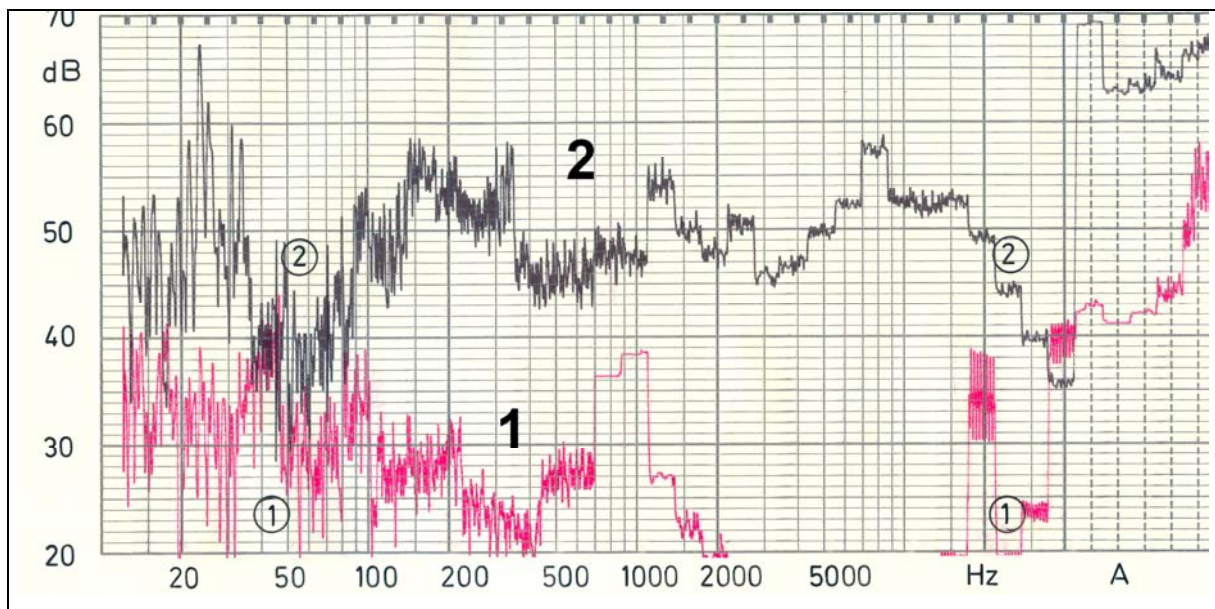


Bild 10.1 Frequenzanalyse und Gesamtpegel A der Geräusche von Frequenz-Umrichtern  
1 - Umrichter mit hoher Schaltfrequenz (ca. 20 kHz) und Sinusbewertung  
2 - Umrichter mit üblicher Schaltfrequenz (ca. 2 kHz)

### 10.2 Einfluss der Drehzahl

Umrichtergespeiste Motoren sollen bei verschiedenen Drehzahlen arbeiten – daher ändert sich das Motorgeräusch bei eigenbelüfteten Motoren stark mit der Frequenz. Bild 10.2 gibt Richtwerte für Änderungen des A-Schalldruckpegels bei Betrieb mit variabler Drehzahl (Frequenz).

Es zeigt sich deutlich, dass vor allem bei großen Motoren einem Leistungsgewinn (Preisvorteil) durch Frequenzerhöhung über 50 ... 60 Hz hinaus Grenzen gesetzt sind.

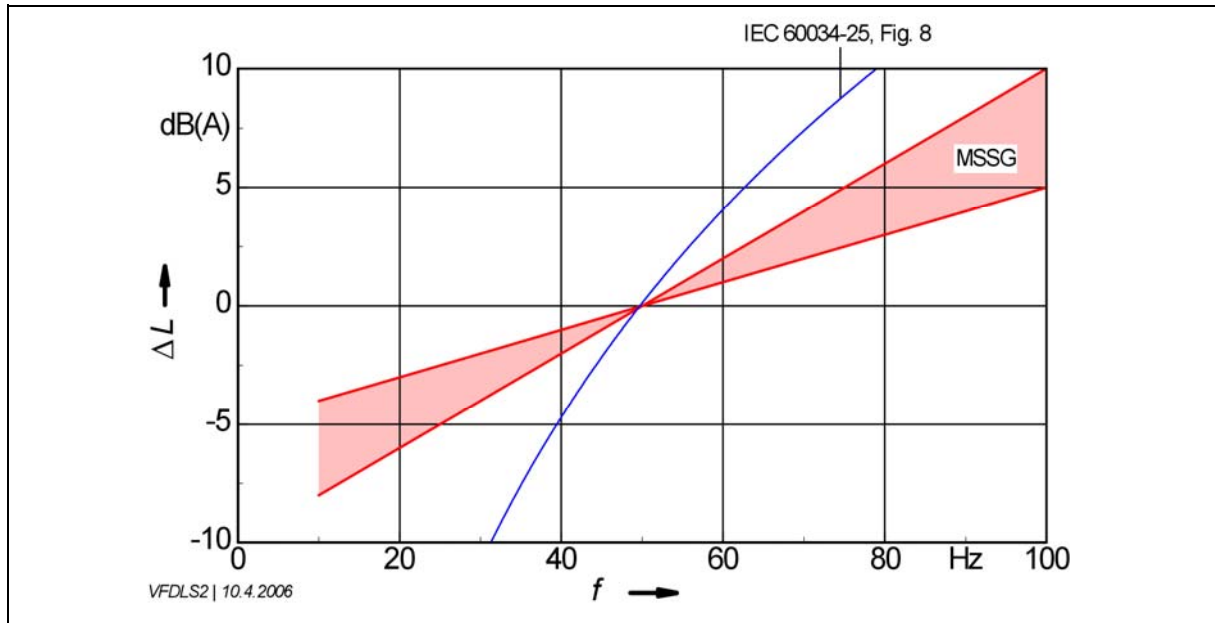


Bild 10.2 Änderung ( $\Delta L$ ) des Lüftergeräusches von 4poligen, eigenbelüfteten Käfigläufer-Motoren mit der Drehzahl, abhängig von der Speisefrequenz  $f = 10 \dots 100$  Hz  
 Streuband "MSSG" aus Messungen an Getriebemotoren  
 Kurve "IEC 60034-25" nach Bild 8 im Entwurf DIN IEC 60034-25 (VDE 0530-25):2002

### 10.3 Einfluss des Oberschwingungsgehalts

Die von den Oberschwingungen verursachten Zusatzkräfte verformen das Blechpaket und regen Luftschall mit ausgeprägten, meist relativ hohen und daher unangenehmen Einzelfrequenzen an. Hochpolige Motoren mit relativ niedrigem Joch sind in dieser Beziehung empfindlicher als niederpolige Motoren.

Auch andere, leicht verformbare Bauteile (zum Beispiel Lüfterhauben) neigen zum Mitschwingen.

Richtwerte für die durchschnittliche Geräuscherhöhung im Nennpunkt sind Tabelle 10.3.1 zu entnehmen.

Umrichtertyp	Durchschnittliche Geräuscherhöhung im Bemessungspunkt
I-Umrichter	1 ... 3 dB(A)
PWM-Sinus Taktfrequenz 700 Hz ... 16 kHz	2 ... 7 dB(A)
PWM-Sinus Taktfrequenz < 700 Hz	7 ... 15 dB(A)

Tabelle 10.3.1 Erhöhung der Motorgeräusche durch die Umrichterspeisung  
 Quelle: Literatur [3.3]

Bei Verwendung von Ausgangsfiltern tritt praktisch keine umrichterbedingte Geräuscherhöhung auf (vgl. Bild 10.3.4).



Dass die Wahl des Umrichtertyps im Einzelfall einen weit größeren Einfluss auf die Geräuschbildung haben kann, zeigen die Bilder 10.3.2 und 10.3.3:

In einem konkreten Fall konnte das Geräusch eines Getriebe-Motors 0,75 kW bei Betrieb an 5 Hz durch Austausch des Umrichter-Typs gesenkt werden

- im Leerlauf um ca. 20 dB(A)
- bei Bemessungsmoment um ca. 8 dB(A)

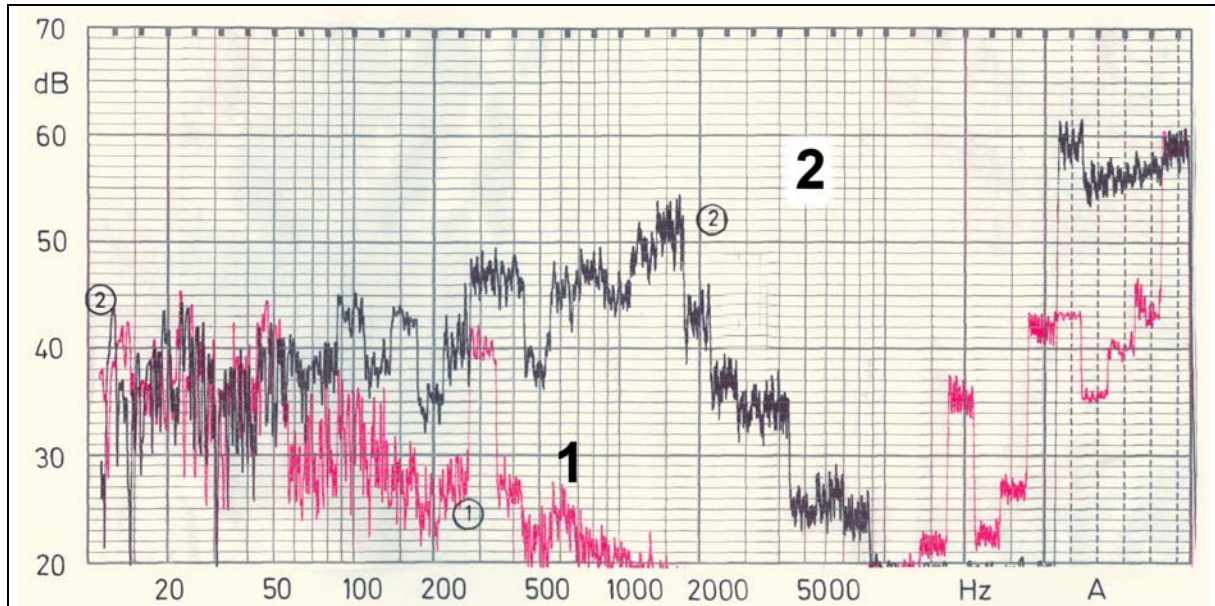


Bild 10.3.2 Frequenzanalyse der Geräusche eines Getriebemotors  
 Typenleistung 0,75 kW im Leerlauf am Frequenz-Umrichter 5 Hz  
 1 - Umrichter sinusbewertet (PWM Sinus 20 kHz)  
 2 - Umrichter treppenförmig (VVI)

Quelle: Literatur [2.5]

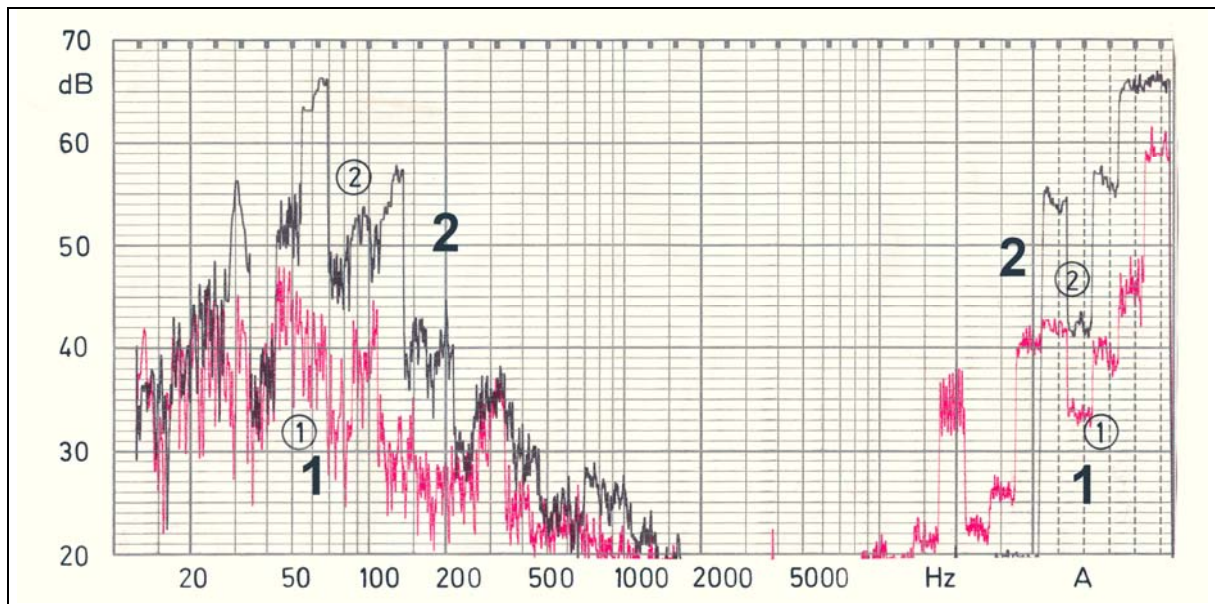


Bild 10.3.3 Frequenzanalyse der Geräusche eines Getriebemotors  
 Typenleistung 0,75 kW bei Belastung mit Bemessungsmoment am Umrichter 5 Hz  
 1 - Umrichter sinusbewertet (PWM Sinus 20 kHz)  
 2 - Umrichter treppenförmig (VVI)

Quelle: Literatur [2.5]

Die Frequenzanalyse im Leerlauf zeigt den relativ hohen Schalldruckpegel des VVI-Umrichters im Bereich der hohen Frequenzen 500 ... 5000 Hz.

Zur Dämpfung von Spannungsspitzen, also zur Schonung der Wicklungsisololation, werden Ausgangsfilter empfohlen. Solche Filter können auch ganz erheblich zur Verminderung der Geräuschemission beitragen, wie Bild 10.3.4 zeigt.

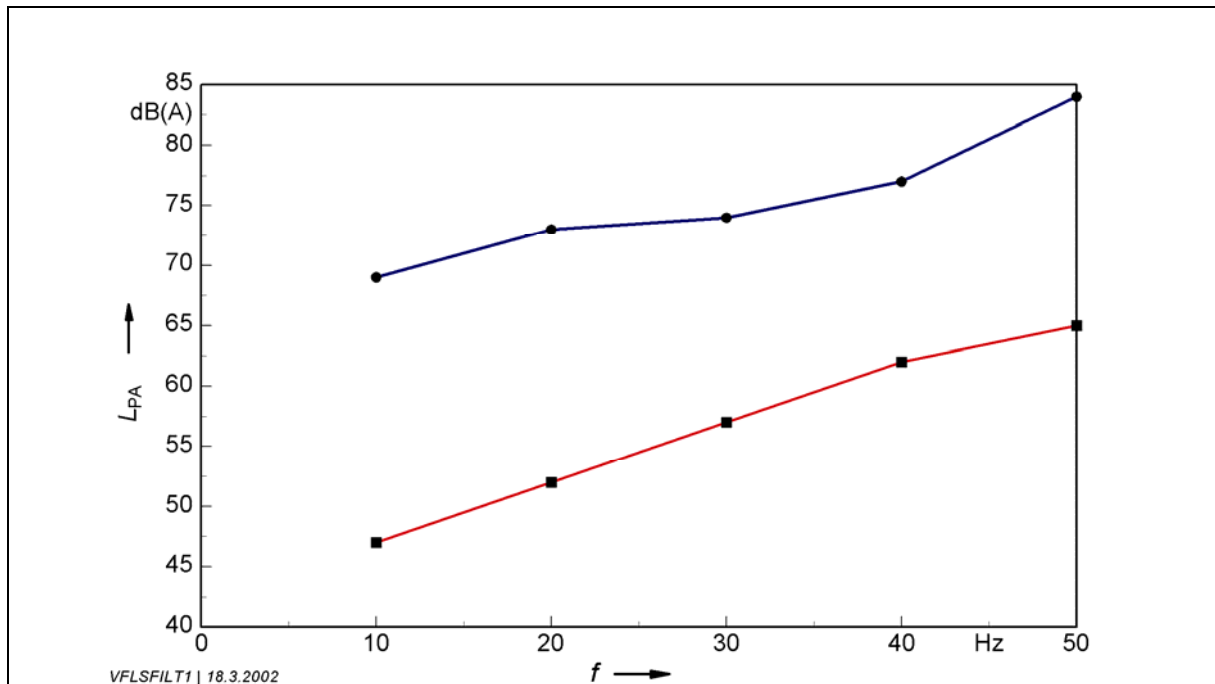


Bild 10.3.4 A-Schalldruckpegel ( $L_{PA}$ ) eines 2poligen Motors 37 kW am PWM-Umrichter bei  $f = 10 \dots 50$  Hz. Oben/unten = ohne/mit Ausgangsfilter am Umrichter. Quelle: Literatur [3.4]



## 11 Wellenspannung und Lagerströme

Mit der Einführung schnell schaltender Halbleiter wurde zwar die Leistung der Umrichter erheblich verbessert, doch ergaben sich auch neue zu berücksichtigende Probleme. Die Kurvenform der Ausgangsspannung am Umrichter beeinflusst die Streu-Impedanz von Motor und Zuleitung und induziert Spannungen in der Motorwelle. Wenn diese Spannungen groß genug sind, können Ströme in unbeabsichtigten Stromkreisen durch die Lager fließen und deren Ausfall verursachen. An den Laufflächen der Wälzlager zeigt sich nach [3.30] eine charakteristische Riffelbildung (Bild 11.2).

Ausführliche Hinweise sind auch in [1.5], [2.9] und [3.29] zu finden.

Unzulässige Wellenspannungen sind im allgemeinen nur bei mittleren und größeren Maschinen (etwa ab 100 kW) zu erwarten [3.5].

In [3.30] sind Beispiele für vorsorgliche Maßnahmen genannt:

$P_N$	Bevorzugte Vorsorge	Alternative Vorsorge		
2,2 kW	nicht erforderlich			
90 kW	Isolierung des B-Lagers	Drossel	Ausgangsfilter $du/dt$	Sinusfilter

Zur Definition der Wellenspannung und der Lagerspannung gibt Bild 11.1 einen Hinweis. Typische Schadensbilder in Bild 11.2.

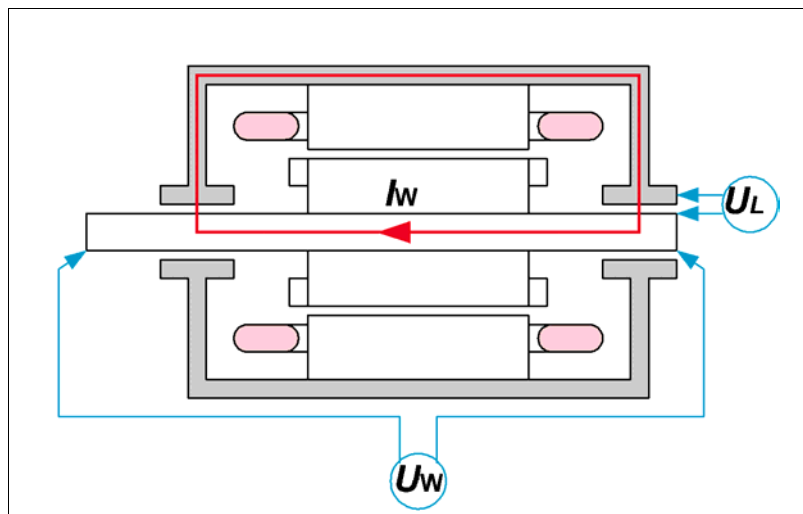


Bild 11.1  
Definition für  
Wellenspannung  $U_w$   
Lagerspannung  $U_L$   
einer elektrischen Maschine



Quelle: ABB [3.29]

Quelle: GAMBICA/REMA [3.30]

Quelle: SKF

Bild 11.2 Schadensbilder an Wälzlagern Stromdurchgang wegen Oberschwingungen

## 12 Entstehung und Auswirkungen der Spannungsspitzen bei PWM-Umrichtern

Die ersten Umrichter (z. B. Fabrikat SECHERON) und auch das lange dominierende Prinzip der Blockumrichter (VVI) sowie die Puls-Amplituden-Modulation (PAM) erzeugten mit variabler Zwischenkreisspannung Ausgangswerte mit hohem Oberschwingungsgehalt und Nachteilen nach 3. Bei dem heute üblichen Prinzip der festen, gepulsten Zwischenkreisspannung (Puls-Weiten-Modulation PWM) mit Sinusbewertung und hoher Taktfrequenz sind diese Nachteile weitgehend beseitigt – allerdings zu einem hohen technischen Preis; d.h. mit anderen potentiellen technischen Problemen.

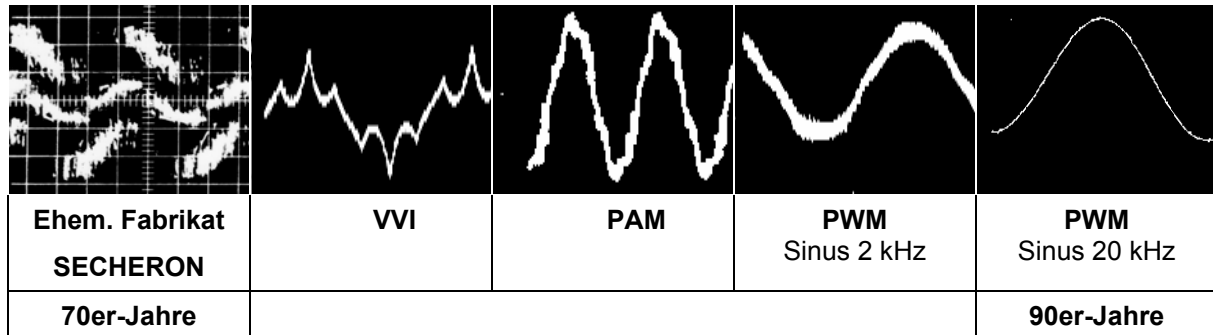


Bild 12.0 Entwicklungsschritte der Umrichterverfahren am Beispiel von fünf Ausgangskurven

Die Annäherung des Motorstromes an die ideale Sinusform und die dadurch erzielte Minimierung von Oberschwingungsverlusten und Geräusch bedingen hohe Pulsfrequenzen (z. B. bis zum Ultraschallbereich  $\geq 16$  kHz) und damit extrem schnelle Halbleiterschalter (zum Beispiel IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor) mit Schaltzeiten von derzeit 70 ... 100 ns. (1 Nanosekunde =  $10^{-9}$  Sekunden!). Die nachfolgende Tabelle soll die Größenordnungen im Vergleich zu üblichen Netzvorgängen deutlich machen, wobei beim Netz der Anstieg von 0 auf  $U_{\max}$  als "Schaltzeit" eingesetzt wird, um einen Vergleichswert zu erhalten.

Kenngröße	Umrichter	Netz	Relation
Taktfrequenz	20 kHz	50 Hz	400
Schaltzeit	100 ns	5 ms	50 000
Spannungsanstiegsgeschwindigkeit $du/dt$	50 kV/ $\mu$ s	0,2 kV/ $\mu$ s	250 000

### 12.1 Entstehung von Teilentladungen TE

Es entstehen hohe Spannungsänderungsgeschwindigkeiten  $du/dt$  und Spannungsspitzen, die bei langen Leitungen (z. B.  $> 25$  m) und anderen ungünstigen Parametern durch Reflexionen und Einschwingvorgänge auf bis zu 10 ... 50 kV/ $\mu$ s und auf die dreifache Zwischenkreisspannung (also z. B.  $3 \cdot \sqrt{2} \cdot 400 \approx 1500$  V) ansteigen können (Bilder 12.2 und 12.3).

Im Netzbetrieb beträgt die vergleichbare Spannung nur etwa  $\sqrt{2} \cdot 400 \approx 560$  V.

Für die Wicklungsisolierung entstehen Beanspruchungen, die mit den durch Blitzentladung verursachten "Wanderwellen" vergleichbar sind - mit dem entscheidenden Unterschied, dass es sich nicht um gelegentliche, einmalig auftretende Vorgänge handelt, sondern um eine Dauerbeanspruchung mit der hohen Pulsfrequenz!

Die Spannung an der Wicklung ändert sich so schnell, dass am Anfang und Ende eines Stranges unterschiedliches Potential herrscht - im ungünstigsten Fall bei parallelen Spulengruppen und "wilder" Wicklung ist also der Lackfilm zwischen zwei sich berührenden Drähten mit der vollen Spannung beansprucht.

Erschwerend kommt der Einfluss der Leitungslänge hinzu

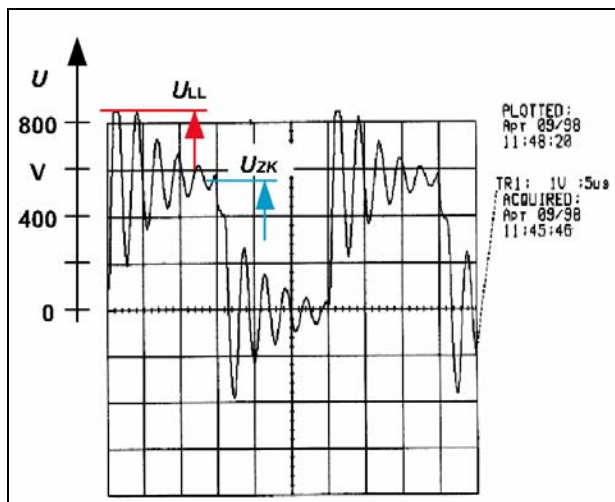


Bild 12.1.2  
 Typischer Spannungsverlauf an den Motorklemmen bei Speisung aus einem PWM-Umrichter mit **moderater** Spannungsspitze  $\hat{U}_{LL} = 850 \text{ V}$  im Vergleich zur Spannung des Zwischenkreises  $U_{ZK} = 1,41 \cdot 400 = 560 \text{ V}$   
 Spannungsüberhöhung etwa 1,5fach

Quelle: Danfoss Bauer GmbH

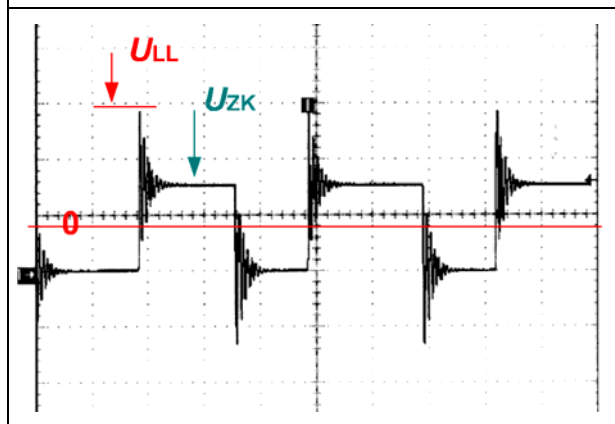


Bild 12.1.3  
 Typischer Spannungsverlauf an den Motorklemmen bei Speisung aus einem PWM-Umrichter mit **hoher** Spannungsspitze  $\hat{U}_{LL} = 1500 \text{ V}$  im Vergleich zur Spannung des Zwischenkreises  $U_{ZK} = 1,41 \cdot 460 = 650 \text{ V}$   
 Spannungsüberhöhung etwa 2,3fach

Quelle: RELIANCE ELECTRIC

Wenn die Spannungsspitzen einen bestimmten Grenzwert überschreiten, dann treten Teilentladungen (TE) auf, die zu einer mechanischen und chemischen Erosion der Drahtisolation und schließlich zum Windungsschluss führen.

Zur Vermeidung solcher Ausfälle müssen

- die vom Umrichter erzeugten und eventuell bei großer Leitungslänge verstärkten Spannungsspitzen reduziert und/oder
- die TE-Einsatzgrenze des Isolationssystems im Motor nach oben verschoben werden.

Zum Begriff "**Teilentladung**" findet sich im VDI-Lexikon "Energietechnik" folgende Definition (Auszug):  
 "Teilweiser Durchschlag der elektrischen Isolation bei inhomogenen Anordnungen.

Wird als Folge der Teilentladung in anderen Bereichen der Isolation die Feldstärke so stark erhöht, dass dort ebenfalls Teilentladungen auftreten, so kann ein Durchschlag der gesamten Isolation erfolgen. In Gasen wird die Teilentladung als Korona bezeichnet. In festen Stoffen führen Teilentladungen zu irreversiblen Vorgängen, z. B. chemischen Zersetzungen und damit zur Alterung der Isolation."

Bei Hochspannungsfreileitungen werden zu Verminderung der Korona-Verluste Bündelleiter eingesetzt, um die Feldstärke zu vermindern – eine Maßnahme, die dem Elektromaschinenbauer verwehrt ist. Dieser Hinweis soll jedoch erläutern, weshalb kleine Maschinen mit relativ geringem Drahtdurchmesser vergleichsweise stärker gefährdet sind als größere Maschinen oder dickere Drähte.



Bild 12.1.4  
Bündelleiter bei HS-Freiluftübertragung  
zur Verminderung der Korona-Verluste

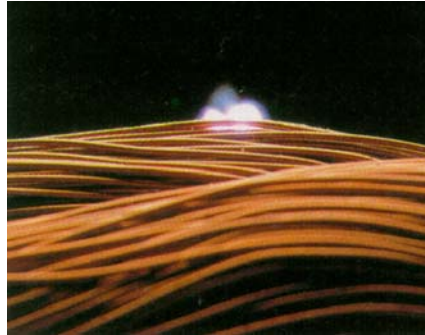


Bild 12.1.5  
Teilentladung an den Lackdrähten  
einer Wicklung

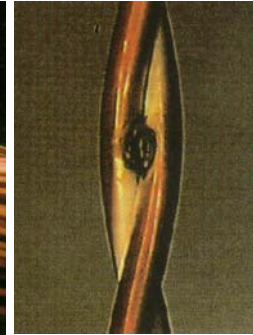


Bild 12.1.6  
Spannungsdurchschlag  
an einem Twist aus  
Lackdrähten als Folge  
von TE  
Quelle: EA 5/1999  
Essex Group (USA)

Quelle:  
Baker Instrument GmbH [3.33]



Bild 12.1.7  
Charakteristischer örtlicher Spannungsdurchschlag und  
Windungsschluss am Wickelkopf eine Drehstrommotors  
als Folge von TE wegen Spannungsspitzen aus einem  
PWM-Umrichter

Quelle: US-Magazin EC&M 3/96

## 12.2 Grenzwerte für das Entstehen von TE

Diese Erkenntnisse haben den Fachverband 1 "Elektrische Antriebe" (jetzt FV "Automation") im ZVEI (Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie) veranlasst, die Technische Universität Dresden mit einem Gemeinschaftsforschungsvorhaben "Langzeitverhalten der Wicklungsisolierung von Drehstrommaschinen bei Speisung durch Pulsrichter" zu beauftragen. Über Zwischenergebnisse wurde in einem vom ZVEI veranstalteten Erfahrungsaustausch berichtet [3.6]. Abschließend wurde im Oktober 1995 bei den ETG-Tagen über das Thema referiert [3.18].

Die sehr komplexen Untersuchungen zielten auf die Festlegung von neuen Grenzwerten gemäß der grundsätzlichen Darstellung im Abschnitt 13.

Mit der Grenzlinie für den Wicklungs-Lackdraht »du/dt« im Diagramm sollen Teilentladungen (TE) zwischen den einzelnen Windungen vermieden werden. Wenn die Feldstärke das Isoliervermögen des Dielektrikums (Luft oder Isolierlack) übersteigt, so können Entladungsvorgänge auftreten, die den Isolierlack erodieren und zu Durchschlägen (Windungsschlüssen) führen. Die Grenze für das Auftreten von TE ist vom Radius (Durchmesser) des Leiters, seiner Lackschichtdicke sowie von der Qualität und der anteiligen Lackfüllung in den Zwischenräumen (Zwickeln) abhängig.

Bei den längeren Spannungsanstiegszeiten  $t_A$  (niedrigen Werten von du/dt) bestimmt die Durchschlagsspannung » $\hat{U} = U_{max}$ « der Phasentrennungen die Grenze der Belastbarkeit.

Die aus dem Forschungsvorhaben resultierenden Empfehlungen für die »Grenzen des Umrichterbetriebs von Asynchronmaschinen« werden in den Diagrammen 12.2.1 und 12.2.2 in vereinfachter Form wiedergegeben. Trotz gleicher Isoliertechnik und Wärmeklasse muss in diesem Zusammenhang zwischen verschiedenen Spannungsgruppen  $U_{iw}$  für die TE-Einsatzspannung unterschieden werden, weil sich der Drahtdurchmesser und die absolute Lackschichtdicke mit der Maschinengröße ändert.

Die Spannungsgruppe  $U_{iw} = 600 \text{ V}$  ist typisch für den Bereich kleiner Normmotoren < 0,37 kW.

$U_{iw} = 800 \text{ V}$  ist typisch für den Bereich großer Normmotoren > 55 kW.

Isoliersysteme für Motoren mit Bemessungsleistungen 0,37 ... 55 kW können entsprechend interpoliert werden [3.18].

Die Empfehlungen der vom ZVEI beauftragten Forschungsgruppe lassen sich in folgenden Regeln interpretieren:

$U_N$	Betrieb von Asynchronmotoren im genormten Leistungsbereich an PWM-Umrichtern
230 V	Alle Leistungen bei allen Randbedingungen zulässig
400 V	Kleine und mittlere Leistungen nur bei »günstigen Randbedingungen« zulässig Sonst nach Abstimmung mit dem Hersteller
500 V	Große Leistungen nur bei »günstigen Randbedingungen« zulässig Sonst nach Abstimmung mit dem Hersteller
690 V	Kleine Leistungen bei ungünstigen Randbedingungen nicht zulässig Sonst nach Abstimmung mit dem Hersteller

»Günstige Randbedingungen« :

- Umrichter direkt bei den Motorklemmen
- Gleichmäßige Spannungsverteilung in der Motorwicklung
- Wicklung in Y-Schaltung, keine parallelen Zweige.

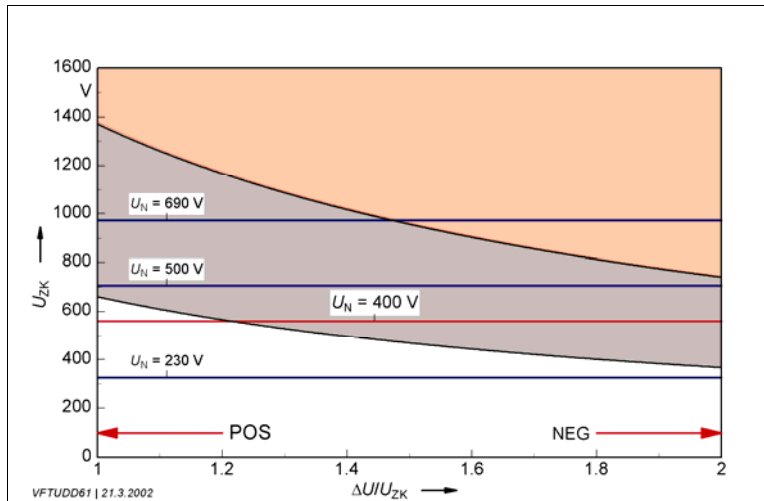


Bild 12.2.1  
Kleine Leistungen  
( $< 0,37 \text{ kW}$ ) im Normbereich

$$U_{\text{iw}} = 600 \text{ V}$$

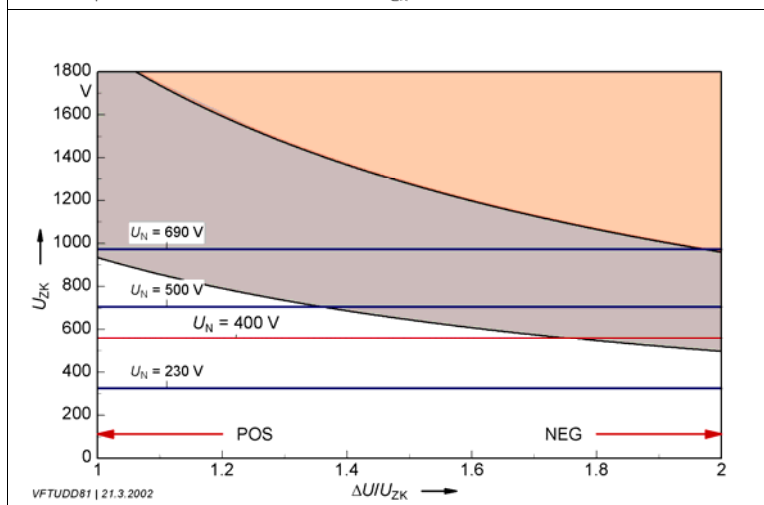


Bild 12.2.2  
Große Leistungen  
( $> 55 \text{ kW}$ ) im Normbereich

$$U_{\text{iw}} = 800 \text{ V}$$

### Grenzen des Betriebs von Asynchronmaschinen an Pulsrichtern nach [3.18]

- $U_{\text{ZK}}$  - Zwischenkreisspannung
- $\Delta U$  - Spannungssprung an den Motorklemmen je nach Randbedingungen
- POS - Günstige Randbedingungen (z.B. kurze Leitungen  $< 25 \text{ m}$ , niedriges  $du/dt$ )
- NEG - Ungünstige Randbedingungen (z.B. lange Leitungen  $> 25 \text{ m}$ , hohes  $du/dt$ )
- $U_{\text{N}}$  - Richtwert für zugeordnete Bemessungsspannung

- Bereich zulässig
- Bereich nach rechtzeitiger Abstimmung mit dem Motorhersteller zulässig
- Bereich nicht zulässig

Die große »Grauzone« in den Diagrammen 12.2.1 und 12.2.2 bedarf nach den Aussagen im Forschungsbericht [3.18] einer individuellen Abstimmung.

Der Anwender eines umrichter gespeisten Motors soll also in jedem Einzelfall prüfen, ob die Parameter für  $du/dt$  und  $\hat{U}$  eingehalten sind unter Berücksichtigung von zum Beispiel

- Motorauslegung
- Lackdraht-Durchmesser und Lackschichtdicke
- Qualität und Füllgrad des Tränklackes in den Zwischenräumen der Spulen
- Umrichtertyp und Pulsfrequenz
- Leitungslänge

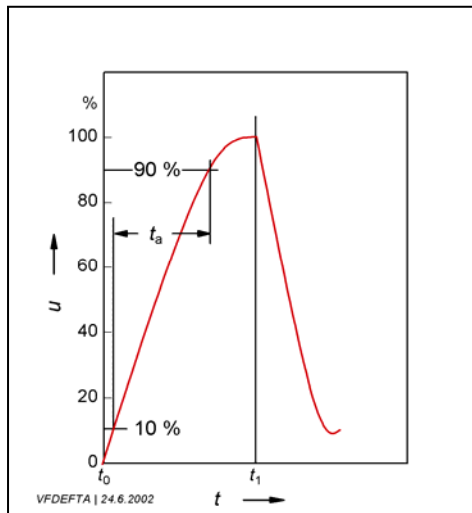
Diese Prozedur mag für die Projektierung von großen Antrieben unter zeitlichen und wirtschaftlichen Aspekten zumutbar sein: Bei kleinen und mittleren Antrieben ist sie nicht praktikabel !

### 13 Normen für die Grenzwerte der Spannungsspitzen

Für die zulässigen Grenzwerte der Spannungsbeanspruchung im Umrichterbetrieb sind vor allem zwei Kennwerte maßgebend:

- Die Durchschlagspannung der Phasentrennungen, für die eine "quasistationäre" Spannung  $U_{\max}$  genannt werden kann.
- Die Schädigung des Drahtlackes durch Teilentladung ("Korona"), für welche die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  maßgebend ist.

#### 13.1 Definition der Spannungsanstiegszeit



Bei einer bestimmten Spannungsebene kann statt  $du/dt$  auch die Anstiegszeit  $t_a$  als Kriterium genannt werden; die TE setzt umso früher ein, je niedriger der Wert  $t_a$  ist. Kritisch sind Werte unter etwa  $1 \mu\text{s}$ .

Richtwerte können i. A. vom Hersteller des Umrichters genannt werden. Eine Messung an den Anschlussklemmen des Motors unter örtlichen Einsatzbedingungen erfordert einen gewissen messtechnischen Aufwand, auf den in diesem Rahmen nicht näher eingegangen werden kann. Auf alle Fälle ist die Definition von  $t_a$  (Bild 13.1) zu beachten.

Bild 13.1  
Definition der Spannungsanstiegszeit  $t_a$

#### 13.2 IEC 60034-17 Stand 1998

Unter Verwertung von Forschungsergebnissen – z. B. die vom FV1 des ZVEI veranlasste Studie nach [3.6] – und unter Berücksichtigung der Herstellererfahrungen wurden die zuvor recht konventionellen Richtlinien in IEC 60034-17 [1.1] im Jahr 1998 an den Stand der Technik angepasst (Bild 13.2). Die resultierende Grenzlinie ist durch den schraffierten Bereich "RESULT" markiert.

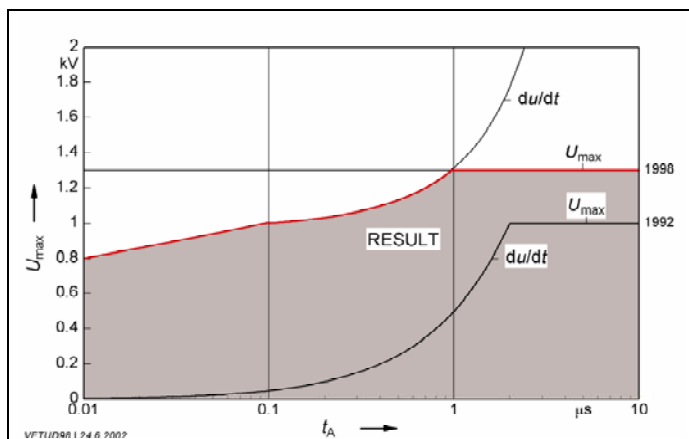


Bild 13.2  
Grenzlinien für die Beanspruchung der Wicklungsisolierung bei Speisung aus PWM-Umrichtern nach IEC 60034-17 (1998)

Für das gesamte Isoliersystem gilt der resultierende, schraffierte Bereich »RESULT«

$U_{\max}$  - Grenze wegen Phasentrennung  
 $du/dt$  - Grenze wegen TE

#### 13.3 DIN/IEC 60034-17(VDE 0530-17) Stand 2004

Im Scope (Anwendungsbereich) heißt es:

**"Dieser Fachbericht behandelt den stationären Betrieb von Induktionsmotoren mit Käfigläufer, die in den Anwendungsbereich von IEC 60034-12 fallen und die aus Umrichtern gespeist werden."**

Der in diesem Zusammenhang nicht leicht verständliche Bezug auf IEC 60034-12 ("Anlaufverhalten") kann nur so interpretiert werden, dass Motoren für allgemeine Anwendungen ("general purpose") mit Auslegung nach IEC 60034-1 gemeint sind, die **nicht** speziell für den Umrichterbetrieb bestimmt sind.



Die Grenzwerte wurden erneut an den Fortschritt der Isoliertechnik und der Forschung angepasst. "Die dielektrische Beanspruchung der Wicklungsisolierung ist durch den Höchstwert der Spannung, die Anstiegszeit und die Frequenz der vom Umrichter verursachten Impulse bestimmt, sowie durch die Kenndaten und die Länge der Verbindungsleitungen zwischen Umrichter und Motor, durch die Wicklungsart und andere Kenngrößen des Systems.

Motoren mit **Träufelwicklungen aus lackierten Runddrähten** halten üblicherweise die Impulsspannungen (nach Bild 6 der Norm; entspricht nachstehendem Bild 13.3) an den Klemmen ohne merkliche Verkleinerung der Lebensdauer aus."

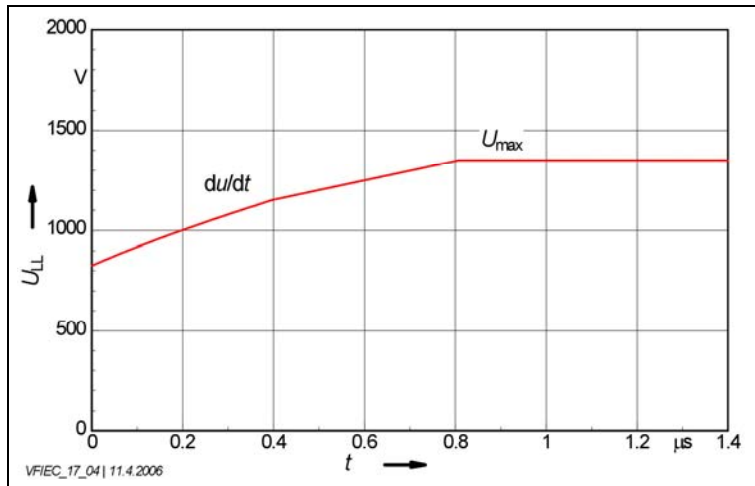


Bild 13.3  
Grenzl意思 für die  
Spannungsbeanspruchung nach  
DIN IEC/TS 60034-17:2004 [1.1]

$U_{LL}$  - Spitzenspannung

### 13.4 REMA/GAMBICA Technical Guide

Die bei IEC diskutierten und letztlich für IEC 60034-17 verworfenen Grenzwerte wurden auch in einen "Technical Guide" [3.31] der britischen Herstellerverbände REMA/GAMBICA aufgenommen – da diese Werte (Bild 13.4) jedoch nicht von allen Herstellern akzeptiert werden und da außerdem am Entwurf einer speziellen Richtlinie für umrichtergespeiste Motoren IEC 60034-25 gearbeitet wird, hat sich das IEC TC 2 bei üblichen Wicklungen letztlich für die Beibehaltung der Grenzl意思 von IEC 60034-17 entschieden.

Die »REMA/GAMBICA« - Werte werden hier wiedergegeben, weil sie unter diesem Stichwort in einschlägigen Diskussionen (z.B. beim Export nach Großbritannien) auftauchen und bis zur Verabschiedung von IEC 60034-25 wohl noch eine gewisse Zeit im Gespräch sein werden.

Die "Curve A" wurde gegenüber IEC 60034-17 etwas angehoben (z.B. von 1350 V auf 1500 V) weil nach praktischen Erfahrungen der britischen Verbandsmitglieder bei der regional immer noch vorherrschenden Netzspannung von 415 V die auf 400 V bezogenen Grenzwerte der IEC 60034-17 nicht ausreichend waren. Interessant an dieser Veröffentlichung ist der Vergleich von empirisch festgelegten Grenzwerten mit tatsächlichen Messwerten und der starke Einfluss der Leitungslänge vor allem im Bereich bis etwa 30 m.

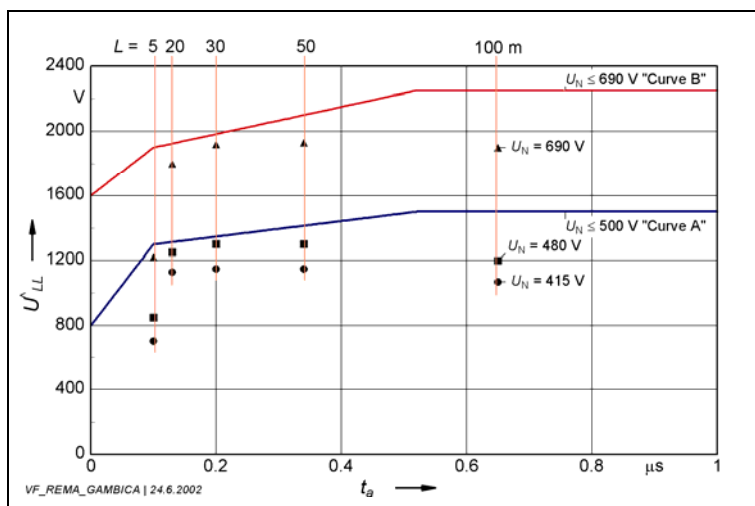


Bild 13.4  
Grenzl意思 für die  
Spannungsbeanspruchung von  
speziellen Wicklungen für  
Umrichterspeisung nach dem  
Technical Guide No. 1 der  
REMA/GAMBICA

"Curve A":  $U_N \leq 500$  V

"Curve B":  $U_N \leq 690$  V

Messpunkte bei verschiedenen  
Bemessungsspannungen  $U_N$   
und Leitungslängen  $L$ ,  
abhängig von der Spannungs-  
anstiegsgeschwindigkeit  $t_a$



### 13.5 IEC 60034-25 Leitfaden für spezielle Wicklungen (z.Zt. noch Entwurf)

Die Arbeiten der WG 26 des IEC TC2 liegen nun mit IEC 2/1371/CD vom April 2006 als Entwurf vor. Geplant ist eine Report (Leitfaden) IEC 60034-25:

"Guide for the design and performance of a.c. motors specifically designed for converter supply".

Die deutsche Fassung wird voraussichtlich als "Beiblatt 2 zu VDE 0530" erscheinen.

Im Scope ("Anwendungsbereich") heißt es in vorläufiger Übersetzung:

**"Dieser Teil der Normenreihe IEC 60034 beschreibt die Auslegungsmerkmale und das Betriebsverhalten von Wechselstrom-Motoren in spezieller Auslegung zum Betrieb an Umrichtern."**

In der Praxis ist die Abgrenzung gegenüber den üblichen, unter IEC 60034-17 fallenden Antrieben (Abschnitt 13.2) allerdings fließend.

Die Isolationsbeanspruchung am PWM-Umrichter ist ein Teilaspekt neben vielen anderen Gesichtspunkten der Umrichterspeisung wie Frequenzbereich, zusätzliche Verluste, Geräusch, Lagerströme u.a.

Bild 13.5 zeigt die im Entwurf vorgeschlagenen Grenzwerte im Vergleich zu den Festlegungen in IEC 60034-17 für übliche, primär für Netzbetrieb ausgelegte Wicklungen.

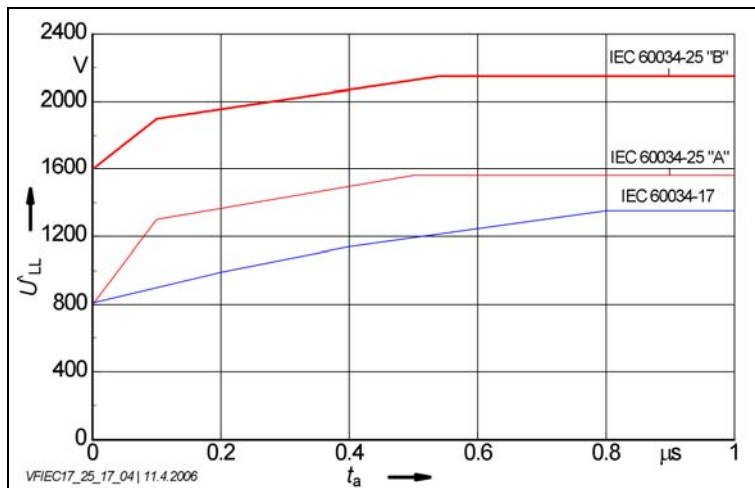


Bild 13.5  
Grenzl意思 für die  
Spannungsbeanspruchung von  
speziellen Wicklungen für  
Umrichterspeisung nach einem  
Entwurf zu IEC 60034-25  
(04.2006)  
im Vergleich zu IEC 60034-17 für  
übliche Wicklungen (Netzbetrieb)

Level "A":  $U_N \leq 500$  V ohne Filter  
Level "B":  $U_N \leq 690$  V ohne Filter

Für die Motorwahl nach Bild 13.5 gibt der Entwurf in seinem Abschnitt 7.8 sinngemäß folgende Anleitung:

- Motorwicklungen, deren Isolation für Grenzwerte nach **IEC 60034-17** bemessen sind, eignen sich ohne zusätzliche spannungssenkende Maßnahmen am Umrichter für Antriebssysteme bis zu einer Bemessungsspannung von 400 V bei begrenzter Leitungslänge. Allerdings muss der Umrichter einen zweifachen Spannungsanstieg vermeiden und er muss den Mindestwert einer Spannungsanstiegszeit (13.1) gewährleisten.  
Wenn Ausgangsfilter am Umrichter verwendet werden, können diese Motoren für Bemessungsspannungen bis zu 690 V ohne Begrenzung der Zuleitungslänge eingesetzt werden.
- Motorwicklungen, deren Isolation für Grenzwerte nach **Level "A" IEC 60034-25** bemessen sind, eignen sich ohne zusätzliche spannungssenkende Maßnahmen am Umrichter für Antriebssysteme bis zu einer Bemessungsspannung von 500 V. Allerdings muss der Umrichter einen zweifachen Spannungsanstieg vermeiden und er muss den Mindestwert einer Spannungsanstiegszeit (13.1) gewährleisten.
- Motorwicklungen, deren Isolation für Grenzwerte nach **Level "B" IEC 60034-25** bemessen sind, eignen sich ohne zusätzliche spannungssenkende Maßnahmen am Umrichter für Antriebssysteme bis zu einer Bemessungsspannung von 690 V. Allerdings muss der Umrichter einen zweifachen Spannungsanstieg vermeiden und er muss den Mindestwert einer Spannungsanstiegszeit (13.1) gewährleisten.

### 13.6 Vergleich der Grenzwerte mit NEMA

Ein Vergleich mit den schon 1993 eingeführten, in Revision befindlichen Grenzwerten nach NEMA [1.3] ist aufschlussreich:

Spezifikation	Wicklungsart NEMA-Motorenart	Anstiegszeit $t_a$	Spitze $\hat{U}$	Anstieg $du/dt$
IEC 60034-17 (1992, überholt) = Bbl. 2 zu DIN VDE 0530 (1994)	üblich	-	$\leq 1000 \text{ V}$	$\leq 0,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$
IEC 60034-17 (1998, überholt)	üblich	-	$\leq 1350 \text{ V}$	$\leq 2 \text{ kV}/\mu\text{s}$
REMA/GAMBICA Technical Report 1 (2001)	üblich (Curve A) speziell (Curve B)	- -	$\leq 1500 \text{ V}$ $\leq 2200 \text{ V}$	$\leq 13 \text{ kV}/\mu\text{s}$ $\leq 19 \text{ kV}/\mu\text{s}$
IEC 60034-25 (Entwurf 01/2006,)	Level A Level B	- -	$\leq 1560 \text{ V}$ $\leq 2150 \text{ V}$	$\leq 13 \text{ kV}/\mu\text{s}$ $\leq 19 \text{ kV}/\mu\text{s}$
NEMA MG 1 (1998) Part 30, 30.2.2.8	General Purpose	$\geq 2 \mu\text{s}$	$\leq 1000 \text{ V}$	$\leq 0,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$
NEMA MG 1 (1998) Part 31, 31.4.4.2	Definite Purpose Inverter-Fed Motors	$\geq 0,1 \mu\text{s}$	$\leq 1600 \text{ V}$	$\leq 16 \text{ kV}/\mu\text{s}$

### 13.7 Abgrenzung der Zuständigkeiten bei der Planung

Offenbar in der Erkenntnis, dass die praktische Umsetzung des Leitfadens IEC 60034-25 nicht ganz einfach sein wird, unternimmt die zuständige WG im Abschnitt 7.5 den Versuch, die Verantwortlichkeiten ("Responsibilities") abzugrenzen. Zitat aus [1.5]:

"Der **Systemverantwortliche** (siehe Anhang A der Norm) sollte sicherstellen, dass die Spannungsbeanspruchung nicht das Spannungstehvermögen des Isoliersystems überschreitet (siehe Bild 13.5). Deshalb muss er die Spannungsbeanspruchung an den Motorklemmen festlegen und dabei mögliche Spannungsreflexionen abhängig von der Topologie und der Betriebsweise des Umrichters, Art und Länge des Kabels usw. berücksichtigen. Die relevanten Parameter für die Isolationsbeanspruchung sind: Transiente Scheitelwerte der Spannung, Anstiegszeit, Häufigkeit des Auftretens usw.

Der **Motorhersteller** sollte anhand der Spezifikation des Systemlieferanten das Stehspannungsvermögen überprüfen. Um sicherzustellen, dass keine Beeinträchtigung der Lebenserwartung des Motor-Isoliersystems eintritt, sollte die tatsächliche Beanspruchung im Umrichterbetrieb kleiner sein als das Vermögen des Motor-Wicklungs-Isoliersystems gegenüber periodischer Spannungsbeanspruchung (Level A oder B in Bild 13.5)."

Die Norm setzt also voraus, dass es immer einen "Systemplaner" gibt, bei dem die internen Daten des Umrichters vorliegen und der diese Daten an den Motorlieferanten weitergibt. Diese Voraussetzung mag bei der Planung größerer Antriebseinheiten zutreffen – bei kleineren und mittleren Leistungen ist sie ein Wunsch. Hier dürfte der Ablauf eher so sein, dass der Errichter oder Betreiber vor Ort zu entscheiden hat, ob und wie die beiden Komponenten "Motor" und "Umrichter" elektrisch verbunden und betrieben werden können. Er braucht also die Information, welchem "Level" das Isolationssystem des Motors entspricht – siehe Abschnitt 13.8.

### 13.8 Kennzeichnung der "Level" für die Umrichtertauglichkeit

Für die im vorigen Abschnitt beschriebene Kommunikation wäre es erforderlich, auf dem Leistungsschild oder zumindest in der Dokumentation (Betriebsanleitung, Katalog) eine vereinbarte, auch in Kurzform verständliche Kennzeichnung festzulegen.

**Dies ist in den Leitfäden IEC 60034-17 und IEC 60034-25 nicht vorgesehen.**

Sollte es zu einer solchen Kennzeichnungspflicht kommen, so werden künftig die Normmotoren in zwei Klassen eingeteilt: "Bedingt" oder "weitgehend" umrichtertauglich. Dies kann nicht im Interesse von Herstellern, Planern, Errichtern oder Betreibern liegen, weil dadurch die Vorteile der seit etwa 40 Jahren bestehenden Normung von Drehstrom-Käfigläufermotoren teilweise wieder aufgehoben würden. Weiteres zu diesem Thema im Abschnitt 17.

### 13.9 Luft- und Kriechstrecken bei Zündschutzart Erhöhte Sicherheit "e"

Neben der Unterdrückung von TE in der Wicklung sind bei Ex-Motoren auch Überschläge zwischen blanken Anschlusssteilen sicher zu vermeiden. In einem Merkblatt des PTB-Lab. 3.43 vom 12.06.97 sind folgende Anforderungen an umrichtergespeisten Motoren vorgesehen:

Grundlage ist die Tabelle 1 von EN 50019. Für die Anwendung bei Umrichterantrieben mit höheren Spannungsspitzen werden zwei Fälle unterschieden:

a) Als Arbeitsspannung gilt der Effektivwert, der sich beim Bemessungswert der Spannung ergibt, sofern keine höheren Spannungsspitzen auftreten als der doppelte Scheitelwert bei sinusförmiger Spannung (z. B. Verwendung von Filtern, keine langen Leitungen).

b) Sofern die Bedingungen unter a) nicht gewährleistet sind, muss mit Spannungsspitzen bis zum dreifachen Scheitelwert einer sinusförmigen Spannung gerechnet werden. Bei der Bemessung der Luft- und Kriechstrecken ist in diesem Falle der nächsthöhere Arbeitsspannungsbereich zu wählen.

Bedingung	Bei- spiel	Spitze	Grenze laut PTB		Arbeits- spannung	Kriech- strecke	Luftstrecke
			$2\hat{U}_N$	$3\hat{U}_N$			
	$U_N$	$U_{\max}$	$2\hat{U}_N$	$3\hat{U}_N$	$U$		
mit Filter $L \leq 25 \text{ m}$	400 V	1000 V	1128 V	-	$275 < U \leq 420\text{V}$	8 mm	6 mm
ohne Filter $L > 25 \text{ m}$	400 V	1500 V	-	1692 V	$420 < U \leq 550\text{V}$	10 mm	8 mm

## 14 Wickeltechnische Maßnahmen zur Unterdrückung der TE

Um das Einsetzen von Teilentladungen zu verhindern, sind motorseitig zahlreiche Einzelmaßnahmen vorgeschlagen und verwendet, die oft nur im Zusammenwirken Erfolg versprechen; bei speziellen Anwendungen können zusätzliche erschwerende Einflüsse auftreten.

Die nachstehende, unvollständige Aufzählung ist teilweise an die Veröffentlichungen [3.34] und [3.35] angelehnt.

### 14.1 Übliche Technik hoher Qualität

#### 14.1.1 Maßnahmen bei Entwurf, Auslegung und Fertigung der Maschine

- Die Wärmeklasse der jeweils gewählten Isolierstoffe sollte nicht bis zu ihrer Grenze (z. B. 155 °C bei F) ausgenutzt werden oder es sollte Klasse H bei Ausnutzung nach F eingesetzt werden. Eine thermische Entlastung um etwa 50 K erhöht die TE-Einsatzspannung allerdings nur um etwa 5 %, wie eine Umwertung der in [3.36] dargestellten Messergebnisse zeigt.
- Temperaturgrenzen sollten über Wärmewächter (z. B. Thermistoren) kontrolliert werden.
- Die Lagerung sollte so konzipiert sein, dass sie keine thermischen Rückwirkungen auf die Wicklung hat und dass Wellenströme vermieden werden.

#### 14.1.2 Maßnahmen beim Isoliersystem

Mit der Wahl des Begriffs "Isoliersystem" soll deutlich werden, dass es allein mit der Verwendung einer dickeren oder TE-resistenten Lackschicht auf den Wickeldrähten nicht getan ist. In [3.35] kommt dies offenbar nach einschlägigen Erfahrungen klar zum Ausdruck: "Neuartige Lackdrähte können die vom Umrichterbetrieb erzeugten Spannungsspitzen nicht verhindern und die leitungsbedingten Reflexionen nicht unterdrücken. Sie können den Ausfall hinausschieben, aber nicht ganz verhindern. *If a motor is failing in one week, it may now fail in 10 weeks.*" Dieses Zitat sollte im Zusammenhang mit der Schlussbetrachtung zu diesem Beitrag gesehen werden.

Wenn die erhöhte Spannungsbeanspruchung im Umrichterbetrieb zu einem Wicklungsschaden führt, dann kann dieser überwiegend als Windungsschluss mit sehr enger, lokaler Begrenzung erkannt werden. Die Bilder 12.1.6 und 12.1.7 zeigen solche Schäden.

- Bei umrichtergespeisten Antrieben darf auf Phasentrennungen nicht verzichtet werden. Bei Motoren im "low-cost"-Bereich kam es mit den ersten Umrichteranwendungen zu unerwarteten Erfahrungen.
- Schaltverbindungen, die über die Spulenköpfe geführt werden, müssen mit einem zusätzlichen Isolierschlauch geschützt werden.
- Löt- und Schweißstellen dürfen keine Spitzen aufweisen und müssen gut isoliert sein.
- Lackierte Drähte sollten besonders schonend verarbeitet werden; auch Sonderlackdrähte können schon durch Druckstellen oder leichte Kratzer geschädigt werden.

In der Studie [3.18] wird kein direkter Einfluss des Leiterdurchmessers auf die TE-Einsatzspannung festgestellt, obwohl dieser wegen der höheren Feldstärke (Bild 14.1.2.1) bei kleinerem Leiterradius ( $E \approx U/r$ ) nach dem bei HS-Freileitungen bewährten Prinzips der Bündelleiter zu erwarten wäre.

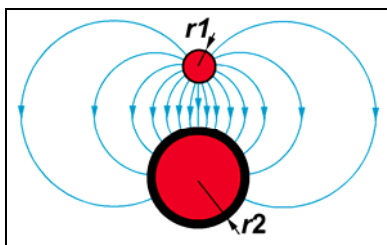


Bild 14.1.2.1  
Prinzip der Feldbildung an Leitern mit verschiedenen Durchmessern

Die Luftzwickel zwischen den Runddrähten sollten möglichst gut mit Tränklack gefüllt sein, weil TE in Luft leichter auftreten als in Isolierlack (Bild 14.1.2.2). Zweimalige Tränkung, gute Vorwärmung und neue Methoden der Erwärmung mit verbessertem Eindringen des Lacks (z.B. Strom-UV-Tauch-Imprägnierung) sind daher wichtige Komponenten eines umrichter-tauglichen Isoliersystems.

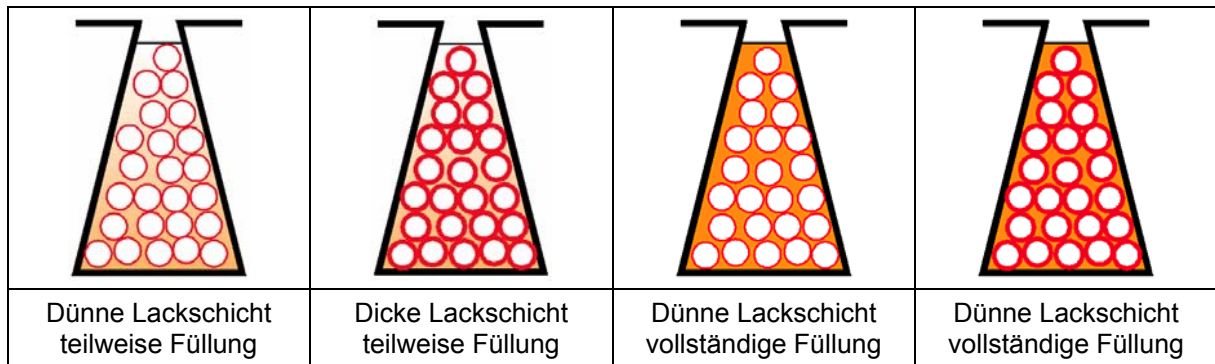


Bild 14.1.2.2 Unterschiedliche Lackfüllung in den Zwickeln einer Träufel- oder Einziehwicklung

Bei der Strom-UV-Imprägnierung wird das Eindringen des Tränkmittels in die Hohlräume zwischen den Drähten durch die Stromwärme unterstützt. Der chemische Vorgang des Aushärtens findet unter Zufuhr elektrischer Energie und UV-Strahlung statt. Für den Umrichterbetrieb ist die deutliche Erhöhung der TE-Einsatzspannung wichtig; daneben werden Abtropfverluste, Heizkosten und Schadstoffemissionen reduziert.

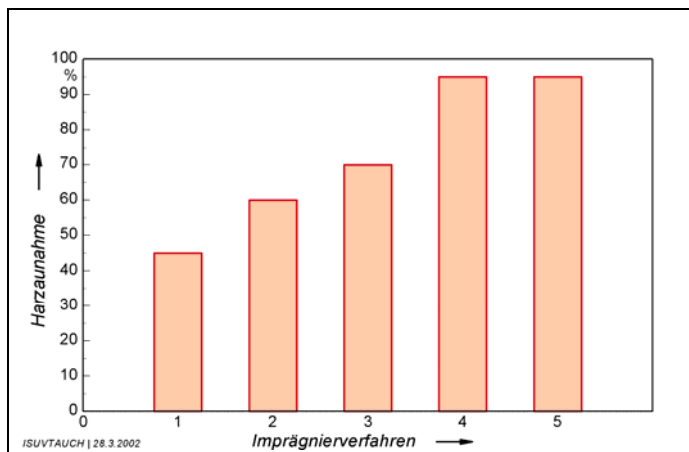


Bild 14.1.2.3 Relative Harzaufnahme bei verschiedenen Imprägnier- und Heizverfahren

- 1 Tauchen, Ofen
- 2 Vakuum, Ofen
- 3 Träufeln, Ofen
- 4 Träufeln, Vakuum, Stromheizung
- 5 Tauchen, Strom, UV

Quelle: G.Thumm GmbH [3.37]

Nach Beobachtungen von Instandsetzern treten "spike-bedingte" Wicklungsschäden überwiegend am Wickelkopf auf; eine gute Anreicherung mit Tränkmittel ist daher gerade an den offen liegenden Drähten besonders wichtig (Bild 14.1.2.4).

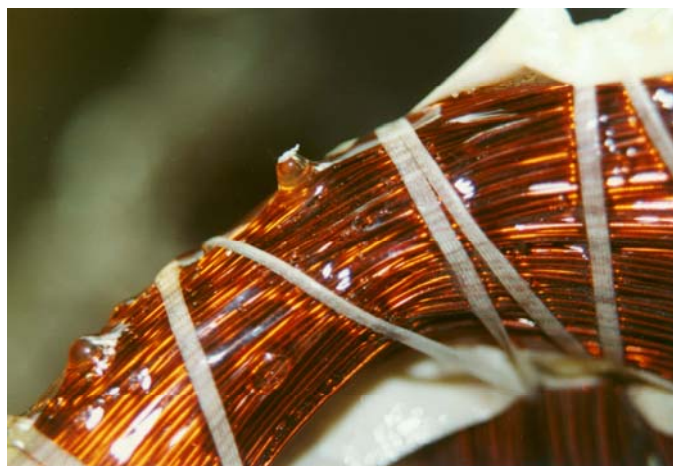


Bild 14.1.2.4 Wickelkopf mit guter Anreicherung von Tränkmittel bei dem bei Danfoss Bauer verwendeten Strom-UV-Verfahren

Quelle: G.Thumm GmbH [3.37]

Durch gute Tränkung kann die TE-Einsetzspannung um 50 % gesteigert werden. Bei speziellen TE-beständigen Drahtlacke besteht fast keine Abhängigkeit von der Harzaufnahme, doch liegt deren Vergleichswert auch ohne Tränkung wesentlich höher, wie im nächsten Abschnitt gezeigt ist.

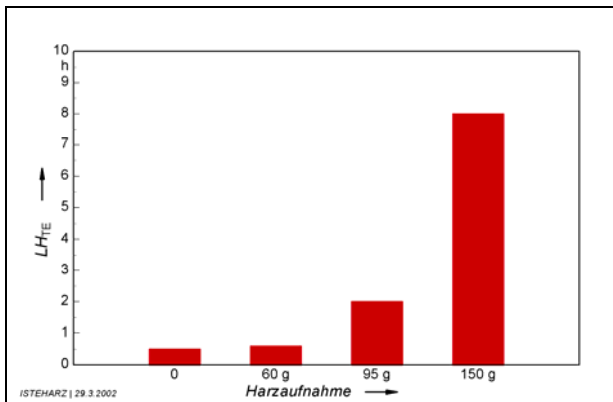


Bild 14.1.2.4 Lebensdauer  $LH_{TE}$  von Versuchswicklungen unter forcierter TE-Einwirkung in Abhängigkeit von der Harzaufnahme bei Overcoat-Lackdrähten der Sorte THEIC-PEI

Quelle: DuPont [3.38]

## 14.2 Sonderfertigung für Umrichterspeisung ("Definite Purpose")

Vor allem in Nordamerika und teilweise auch in Europa werden spezielle Motorenreihen für Umrichterspeisung angeboten. Die Bezeichnungen sind firmenspezifisch z.B. »inverter rated«, »inverter duty«, »corona free«, »spike proof«, »inverter grade«, »ultimate spike defence«.

In NEMA MG1, Part 31 sind die Anforderungen auf 13 Seiten festgelegt. Der Anteil soll bereits etwa 20 % der Fertigung im Normbereich betragen; Mehrpreis etwa 20 ... 25 % gegenüber der Normalausführung für "general purpose".

Auch in Europa werden unter den Schlagworten "Königsweg gefunden?" [3.36], "Glanzlichter am Motorhimmel" [3.39] neue Isolationsysteme [3.40] in teilweise aufwändiger Technik angeboten.



Bild 14.2 Werbung in US-Magazinen für spezielle umrichtertaugliche Motoren und Lackdrähte

### 14.2.1 Spezieller Drahtlack

Die besonderen Anforderungen im Umrichterbetrieb haben zur Entwicklung von Drahtlacken mit erhöhter Beständigkeit gegen Teilentladungen geführt. Diese Eigenschaft ist mit den verbesserten mechanischen Eigenschaften der "Overcoats" nicht zu erreichen.

Als Beispiel und ohne die Absicht einer Bewertung wird in Bild 14.2.1 der Sonderlackdraht VOLTRON der Fa. DuPont – das Ergebnis der Entwicklung einer interdisziplinären Arbeitsgruppe aus Chemikern der DPC und Elektroingenieuren des Fachgebiets Elektrotechnik der Universität Essen – vorgestellt [3.38].



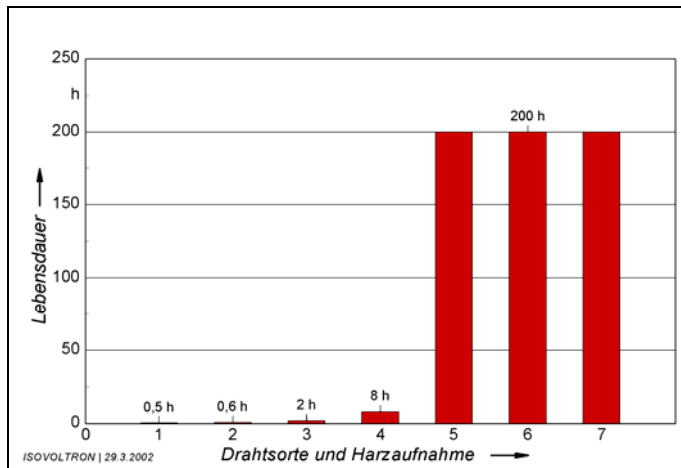


Bild 14.2.1  
Vergleich der Beständigkeit Im Versuch  
bei forcierter TE

1 ... 4  
Overcoat-Lackierung

5 ... 7  
TE-beständige Sonderlackierung  
VOLTRON der Fa. DuPont

Lfd. Nr.	Sorte	Overcoat	Harzaufnahme
1	THEIC-PEI	x	0
2	"	x	60 g
3	"	x	95 g
4	"	x	150 g
5	VOLTRON	-	0
6	"	-	100 g
7	"	-	150 g

THEIC - Trihydroxyethyl Isocyanurate  
PEI - Polyesterimid

#### 14.2.2 Glimmerisolierte Runddrähte

Seit mehr als hundert Jahren ist Glimmer in Hochspannungsmaschinen wegen seiner Koronafestigkeit ein bewährter und bevorzugter Werkstoff. Gegenüber TE-festen Lacksorten hat er den Vorteil der höheren Langzeitbeständigkeit und den Nachteil des dickeren Isolationsauftrages. Unter der Firmenbezeichnung "SamicaShield<sup>®</sup>" wird in [3.40] eine Neuentwicklung beschrieben, bei der die Isolationszunahme nur etwa den 3 ... 3,5fachen Wert gegenüber 2L-Runddrähten aufweist und damit bei Handwicklungen zu akzeptablen Verminderungen an aktiver Nutfüllung führt.

Bei einem Grundsatzversuch mit Twisten unter forcierter Spannungsbeanspruchung wird über folgender Vergleich für die Lebensdauer berichtet:

**Isolierung normal 2L : TE-fester Sonderlack : Glimmer = 1 : 100 : >2200.**

In einem Praxisversuch mit 26 umrichter gespeisten Aufzugsantrieben wurden diese Ergebnisse bestätigt (IEEE Conference 2000 in Los Angeles).

Der Runddraht soll im Durchmesserbereich 0,7 ... 2,0 mm erhältlich sein.

Auch bei dem in [3.39] beschriebenen Isoliersystem wird der Lackdraht durch eine Glimmerisolation verstärkt; Durchschlagspannung und TE-Einsatzspannung wurden etwa um den Faktor 2 angehoben.

#### 14.2.3 Maßnahmen bei Entwurf, Auslegung und Fertigung

- Bei einem für den Umrichterbetrieb optimierten Käfigläufermotor sollten Rotornuten ohne ausgeprägte Stromverdrängung verwendet werden; dies führt zu hohem Kippmoment (mit dem frequenzgeführt angefahren werden kann), niedrigem Schlupf und geringer Erwärmung im Vergleich zur üblichen, für Netzbetrieb optimierten Ausführung.
- Um die Spannung pro Wicklungsstrang möglichst niedrig zu halten, sollte die Sternschaltung als Betriebsschaltung festgelegt werden. Eine oft aus fertigungstechnischen Gründen gewählte Parallelschaltung von zwei Spulengruppen sollte durch die Reihenschaltung ersetzt werden. (Im Bild 14.2.3.1 wurde als Rechenbeispiel eine Netzspannung von 1000 V gewählt).

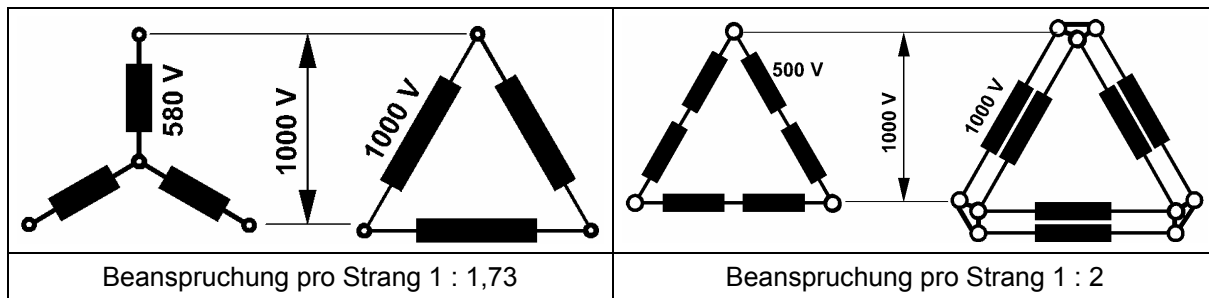


Bild 14.2.3.1 Strangspannung bei üblichen Wicklungsschaltungen (Rechenbeispiel für 1000 V)

Die Empfehlung für die Strang- und Gruppenschaltung wird nach neuesten Untersuchungen abgeschwächt, da – unabhängig von der Strangschaltung – vor allem die Eingangswindungen mit der hohen Spitzenspannung beansprucht werden. Die Mehrbelastung dieser Windungen kann um den Faktor 10 gegenüber dem Netzbetrieb ansteigen!

- Lackierte Drähte sollten besonders schonend verarbeitet werden; auch Sonderlackdrähte können schon durch Druckstellen oder leichte Kratzer geschädigt werden.

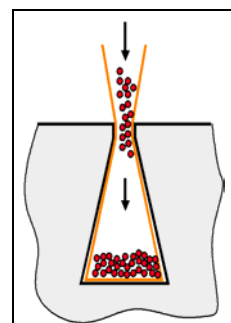
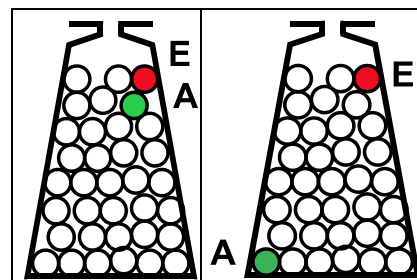


Bild 14.2.3.2 Überstehende Nutisolation zum Schutz des Lackdrahtes vor Kratzern beim Einlegen

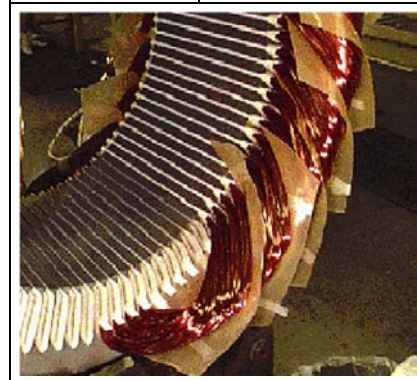
- Bei Träufelwicklungen – vor allem bei Maschinenwicklung – ist nicht auszuschließen, dass Anfang (A) und Ende (E) einer Spule beisammen liegen. Die Lackschicht wird also mit der vollen Spannung beansprucht.

Bild 14.2.3.3 Bei Formspulen, Hand-Durchziehwicklungen und der in [3.35] beschriebenen "in-slot winding" sind Anfang und Ende der Spule sauber getrennt



- Phasentrennungen möglichst aus saugfähigem Vlies zur Aufnahme von viel Tränkmittel

Bild 14.2.3.4 Phasentrennungen am Wickelkopf aus saugfähigem Vlies



- Statt mehreren parallelen, dünnen Drähten möglichst einen dicken Einzeldraht verwenden. Die Lackzunahme und damit die TE-Festigkeit wächst mit dem Durchmesser  $d$  des Lackdrahtes. Diese Forderung steht im Widerspruch zur den Anforderungen einer rationellen maschinellen Bewicklung mit Einziehern (Bilder 14.2.3.5 und 14.2.3.6).
- Die Graphik für die TE-Einsatzspannung  $U_{TE}$  in Abhängigkeit von der Lackzunahme  $\Delta d$  wurde in Anlehnung an [3.36] erstellt.



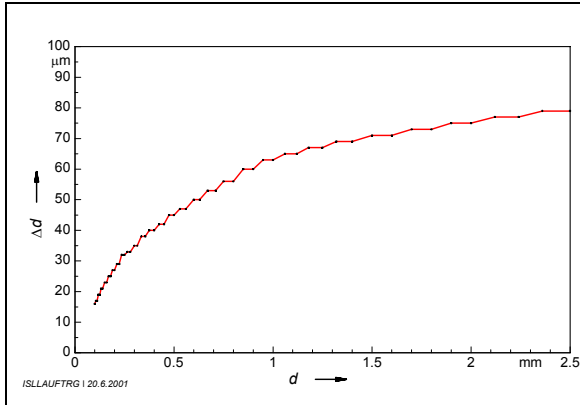


Bild 14.2.3.5  
Lackauftrag  $\Delta d$  abhängig vom Drahtdurchmesser  $d$

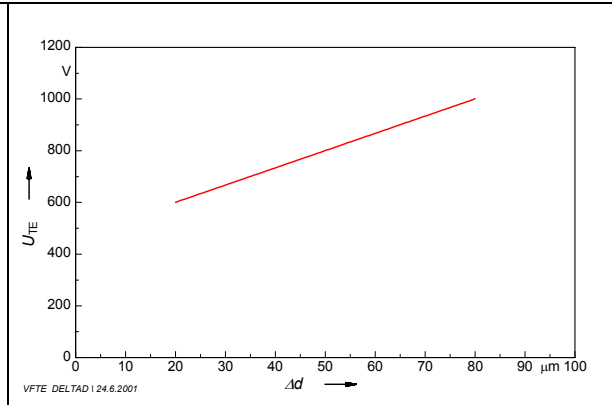
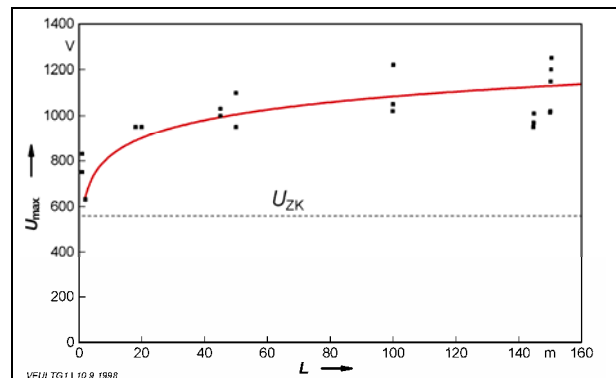


Bild 14.2.3.6  
TE-Einsatzspannung  $U_{TE}$  abhängig von der Lackzunahme  $\Delta d$

#### 14.2.4 Maßnahmen bei der Installation

Die Länge der Verbindungsleitung zwischen Umrichter und Motor hat einen entscheidenden Einfluss auf die durch Reflexionen gebildeten Spannungsüberhöhungen, wie die Graphik Bild 14.2.4.1 zeigt. Die Angaben für eine maximal zulässige Leitungslänge schwanken zwischen 6 ... 25 m. Diese Vorgabe ist bei ausgedehnten Anlagen – z. B. in der Großchemie – kaum zu erfüllen. Kompaktantriebe – eine Einheit aus Motor und Umrichter mit derzeit üblichen Leistungen bis zu 7,5 kW, maximal bis 22 kW, bieten hier eine Lösung.

Bild 14.2.4.1  
Maximale Spannungsspitze  $U_{max}$  in Abhängigkeit von der Leitungslänge  $L$  zwischen Umrichter und Motorklemmen

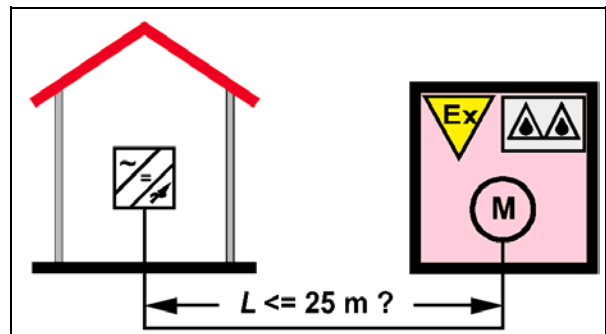


(Quelle: H. Grass, F&G).

Je nach Spannungsanstiegsgeschwindigkeit steigt die Spitzenspannung schon bei Leitungslängen von 6 ... 8 m auf die 2fache Zwischenkreisspannung.

Kurze Leitungslängen sind vorteilhaft – sie bieten jedoch allein noch keinen Schutz vor TE. Umgekehrt führen lange Leitungen nicht zwangsläufig zu hohen Spitzenspannungen; bei Umrichtern mit moderater Pulsfrequenz und/oder bewusst verringerter Schaltgeschwindigkeit sind auch längere Leitungen zulässig. Es wäre dem Prinzip der Umrichterspeisung abträglich, wenn die Spannungsspitzen durch eine Begrenzung der Leitungslänge bekämpft würden: Die technisch richtige Lösung besteht in **Ausgangsfiltern am Umrichter**.

Bild 14.2.4.2  
Mit einer Begrenzung der Leitungslänge geht ein entscheidender Vorteil des Prinzips der Umrichterantriebe verloren



## 15 Unterdrückung der Spannungsspitzen am Umrichterausgang

Um die Motorwicklung vor zu hohen Spannungsspitzen zu schützen, können verschiedene Maßnahmen eingesetzt werden. Mit diesen können durch unterschiedliche Verfahrensweisen die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit und die Spitzenspannung, die an den Motorklemmen anstehen, reduziert werden. Wie stark die Dämpfung ausgelegt werden soll, wird von der Notwendigkeit des Wicklungsschutzes abhängig sein.

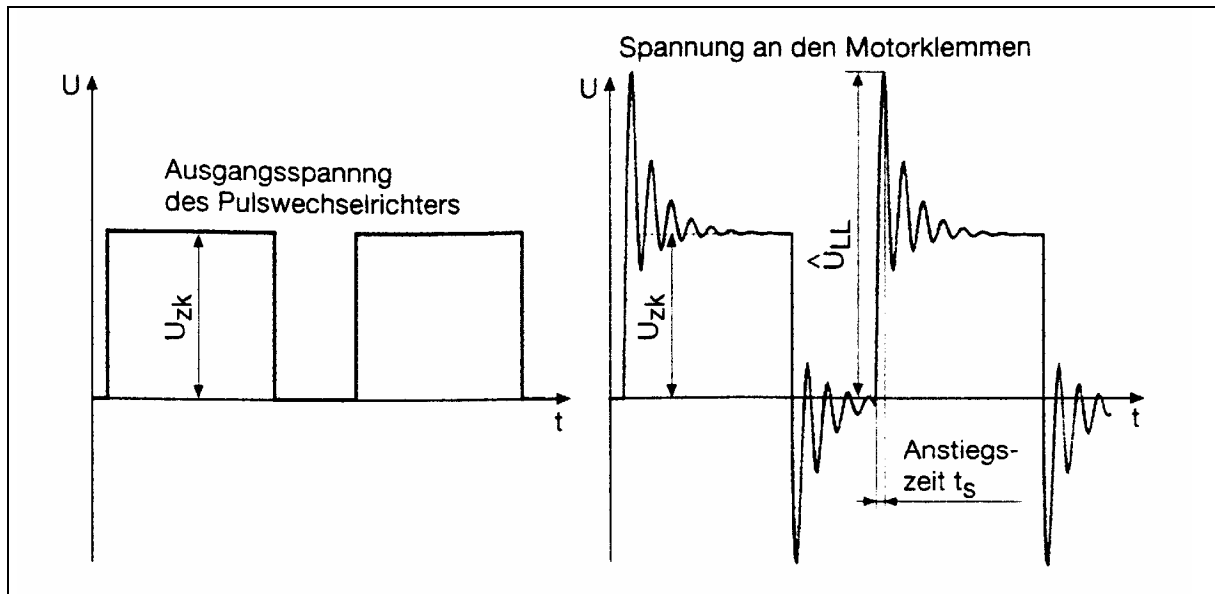


Bild 15 Prinzipdarstellung der Spannungen am Zwischenkreis (ZK) und der Maximalwerte an den Motorklemmen (LL)

Lösungsansätze lassen sich direkt im Umrichter, am Umrichterausgang oder an den Motorklemmen einsetzen. Welche Lösung im Anwendungsfall die geeignete ist, muss von den zusätzlich zu beachtenden Randbedingungen abhängig gemacht werden.

### Zu berücksichtigende Einsatzbedingungen:

- Welche Reduzierung der Spannungswerte muss erreicht werden
- Geräuschverhalten
- Baugröße
- Verluste (Wärme, laufende Kosten)
- Investitionskosten
- Installationsaufwand.

Abhängig von Applikation, Motor, Motorkabel und Umrichter gibt es mehrere unterschiedlich wirksame Möglichkeiten, die höheren Belastungen des Umrichterbetriebes auf Motor und Umfeld (EMV) zu reduzieren.

### 15.1 Maßnahmen im Umrichter

- Reduzierung der Anstiegsgeschwindigkeit der Pulsflanken durch langsamere Schaltelemente (z.B. Thyristoren)  
Wirkung: schlechter Wirkungsgrad, Verluste, Abwärme, Motordynamik.
- Reduzierung der Anstiegsgeschwindigkeit der Pulsflanken durch Ferritkerne im Ausgang  
Wirkung: im hochfrequenten Bereich gut, im niederfrequenten Bereich aber nicht ausreichend.

- Reduzierung der Anstiegsgeschwindigkeit der Pulsflanken durch Drosseln oder Filter  
Wirkung: gut bis sehr gut, hohe Kosten, hohes Gewicht, großes Bauvolumen.

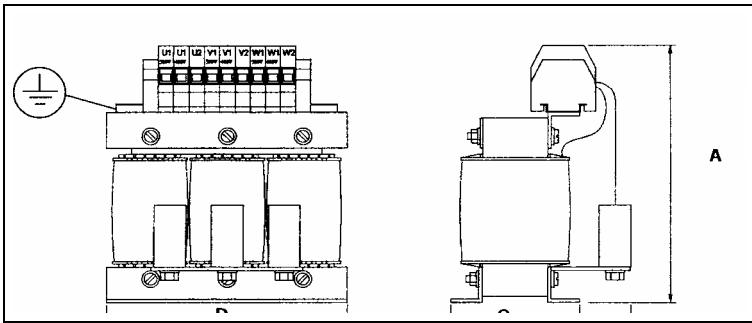


Bild 15.1  
Beispiel für eine Drossel im Umrichter

- Reduzierung der Anstiegsgeschwindigkeit der Pulsflanken durch Varistoren oder Avalanchediode  
Wirkung: Begrenzen nur die Spitzenspannung, nicht die Flankensteilheit. Für Dauerbetrieb nur bedingt geeignet.
- Reduzierung der Überspannungsspitzen durch Vorimpulse im Ausgangspulsmuster des Umrichters  
Wirkung: Verhindert Leitungsresonanz, muss abgestimmt werden.

## 15.2 Maßnahmen am Umrichterausgang

- Reduzierung der Anstiegsgeschwindigkeit der Pulsflanken durch Drosseln  
Wirkung: Reduziert die Flankensteilheit, erhöht die Resonanzwahrscheinlichkeit.
- Reduzierung der Anstiegsgeschwindigkeit der Pulsflanken durch LC-Filter (Sinusfilter)  
Wirkung: Je nach Filtergüte wird das Pulsmuster gedämpft oder herausgefiltert, reduziert Motorgeräusch, teuer.

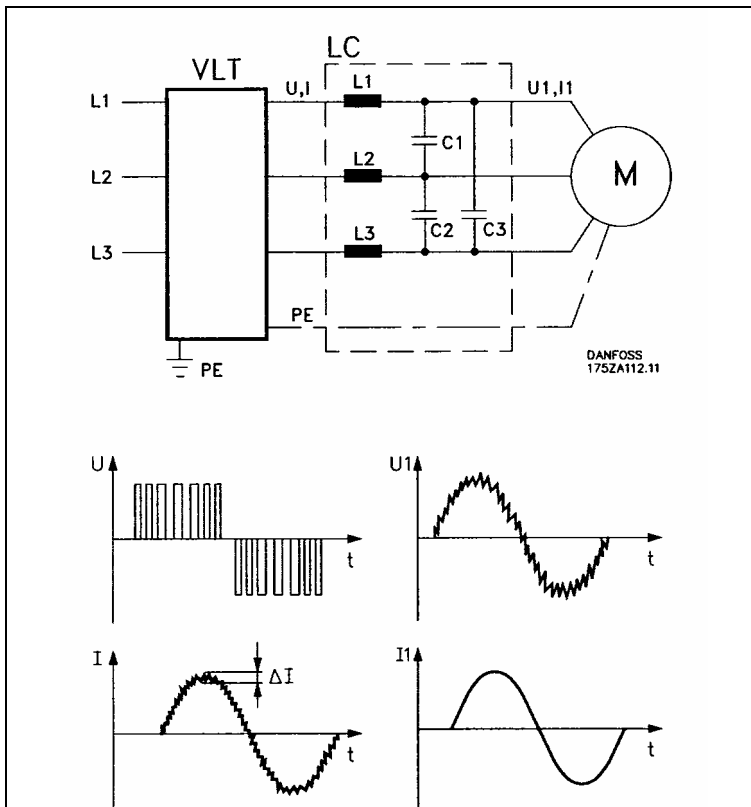


Bild 15.2  
Prinzipielle Schaltung und Wirkungsweise eines LC-Filters (Sinusfilter)

### 15.3 Maßnahmen am Motor

- Reduzierung der Anstiegsgeschwindigkeit der Pulsflanken und der Spannungsspitzen durch Clampfilter  
Wirkung: Reduziert die Spannungsspitzen auf 600 V, keine Beeinflussung der Flankensteilheit, Rückspeisung zum Umrichter notwendig.
- Reduzierung der Anstiegsgeschwindigkeit der Pulsflanken und der Spannungsspitzen durch Drosseln und Filter  
Wirkung: gut bis sehr gut, Platzbedarf, Schutzart, Gewicht.

Die unterschiedlichen Lösungen, die hier aufgezeigt werden, können zu dem jeweiligen Anwendungsfall unter wirtschaftlichen Gesichtspunkten ausgewählt werden. In den meisten Fällen wird eine Kombination der Einsatzbedingungen zu der benötigten Lösungsmöglichkeit führen.

## 16 Stoßspannungsprüfung auf Umrichtertauglichkeit

Von der Fa. Baker Instrument GmbH wurde ein Mess- und Prüfsystem entwickelt, mit dem die Umrichtertauglichkeit einer Wicklung zerstörungsfrei und vorbeugend ermittelt werden kann. Aus [3.41] wird auszugsweise zitiert:

"Die realistischste Prüfung findet bei den Elektromotoren an der fertigen Wicklung statt. Der Stoßgenerator ist so ausgelegt, dass die Belastung für die Wicklung möglichst gering ist und die Prüfung zerstörungsfrei durchgeführt werden kann. Eine Wicklung, die diese Prüfung besteht, wird durch die Prüfung weder vorgeschädigt, noch gealtert oder beeinträchtigt.

Der ein- oder dreiphasige Stator oder Motor wird komplett ein- oder dreiphasig am TE-Prüfgerät angeschlossen. Der einkanalige Stoßgenerator besitzt einen Dreiphasen-Umschalter, so dass nacheinander alle Anschlüsse oder Phasen ohne Umklemmen mit der Impulsspannung beaufschlagt werden können. Das TE-Messsystem besitzt entsprechende Ausgänge für die verschiedenen Anschlüsse oder Phasen, so dass diese leicht nacheinander oder parallel auf dem Oszilloskop dargestellt und dokumentiert werden können.

Ein umrichtertauglicher Elektromotor sollte TE-frei bis zu Impulsspannungen von mindestens 3000 V sein. Ein Stator mit TE-Einsetzspannungen unterhalb einer Impulsspannung von 3000 V ist nicht für den Betrieb am Umrichter geeignet.

Das TE-Messsystem ermöglicht auch die Erkennung von Teilentladungen während des laufenden Betriebes des Elektromotors am Umrichter. Dabei wird das TE-Messgerät in die Zuleitung zwischen Umrichter und Motor eingeschaltet. Diese Messmöglichkeit ist besonders dann interessant, wenn im Betrieb Motoren am Umrichter immer wieder mit Wicklungsschäden ausfallen und man der Ursache auf den Grund gehen will. Dadurch, dass das Messsystem in das vorhandene System aus Umrichter, Kabel und Motor ohne jede Änderungen eingebracht werden kann, wird die größtmögliche Realitätsnähe erreicht. In gleicher Art und Weise kann das TE-Messsystem auch für Lebensdauerversuche im Labor beim Hersteller oder Anwender von Elektromotoren eingesetzt werden."

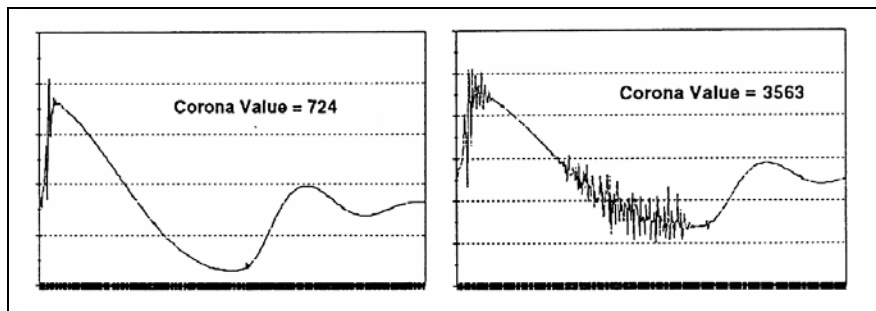


Bild 16.1  
Typisches Ergebnis einer  
TE-  
Stoßspannungsprüfung

Quelle:  
Baker Instrument GmbH  
[3.41]

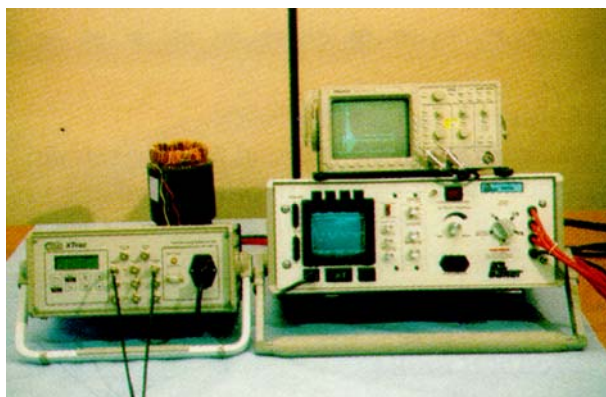


Bild 16.2  
Mess- und Prüfsystem Baker der  
Umrichtertauglichkeit von Motorwicklungen

## 17 Konsequenzen für Hersteller, Anwender und Instandsetzer

Für den **Hersteller** stehen viele der beschriebenen Sondermaßnahmen für einen **uneingeschränkt umrichtertauglichen** Motor im Widerspruch zu rationellen Fertigungsmethoden und lassen sich nur mit einem erheblichen Mehraufwand umsetzen. Neben den durch Fertigung und Material bedingten Mehraufwendungen ergeben sich Kosten für die zweispurige Fertigung, Lagerhaltung und Dokumentation. Die meisten Hersteller in den USA gehen derzeit diesen getrennten Weg; nur wenige belasten den "normalen" Motor mit den Mehrkosten eines "umrichtertauglichen Motors".

Für den **Anwender** ergibt sich der Nachteil, dass umrichtertaugliche Motoren – wie immer sie auch letztlich benannt und kenntlich gemacht werden – getrennt bezogen und verwaltet werden müssen. Die Vorteile der nun seit 40 Jahren unveränderten Maßnorm für austauschbare Elektromotoren (DIN 42673 bzw. EN 50347) würden drastisch reduziert; die Lagerhaltung im Bereich der Normmotoren würde verdoppelt. Diese Überlegungen sind für große Anwender mit ein Grund, in der Werksnorm nur Umrichter mit Ausgangsfilter zuzulassen.

Für den **Instandsetzer** ergibt sich die Schwierigkeit, den umrichtertauglichen Motor und die vielen Details seiner Sonderausführungen zu erkennen und bei der Neuwicklung so umzusetzen, dass die vom Hersteller gegebene Garantie erhalten bleibt. Möglicherweise wird der Hersteller seine Gewährleistung an eine Instandsetzung im eigenen Werk binden.

Im allgemeinen werden die Isoliersysteme von Serienmotoren so ertüchtigt, dass sie bei üblichen Bemessungsspannungen bis 400 V den Anforderungen nach IEC 60034-17 entsprechen.

Aus der Sicht des Autors sind weitergehende isolationstechnische Änderungen für höhere Anforderungen (z. B. Bemessungsspannungen 500 oder 690 V bzw. extrem hohe Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten als Sekundärmaßnahmen zu betrachten, mit denen die **Symptome** einer Krankheit gemildert werden können. Vorzugsweise sollten mit Primärmaßnahmen die **Ursachen** beseitigt werden:

***Der sicherste Weg zum störungsfreien Betrieb eines Motors am Umrichter mit solchen erschwerten Bedingungen liegt in der Verwendung von Ausgangsfiltern.***

***Hierzu drei Zitate aus kompetenten Quellen:***

### **Entwurf einer Studie des TK 1/3 im FV1 des ZVEI (Verfasser Dr. Auinger):**

Für Einsatzfälle, die eine ertüchtigte Motorisolation erfordern würden, bieten Pulsumrichter mit ausgangsseitigem Oberschwingungsfilter eine in technisch/wirtschaftlicher Hinsicht vorteilhafte Alternative. Hierdurch kann eine erhöhte Spannungsbeanspruchung der Wicklungsisolation vermieden werden. Gleichzeitig werden die EMV-Problematik wesentlich entschärft und andere überschwingungsbedingte Parasitäreffekte, z. B. die Geräuschentwicklung im Motor reduziert. Diesen Vorteilen stehen der umrichterseitige Mehraufwand (Bauvolumen, Kosten) und zusätzliche Verluste (Wirkungsgrad) gegenüber.

### **Entwurf DIN IEC 2/1085A/CD (Beiblatt 2 zu VDE 0530/A1):2000-03:**

Als Alternative (zu einem verbesserten Isoliersystem) kommen Filter, welche die Anstiegszeit und/oder die Spannungsspitzen begrenzen, in Betracht.

*(Anmerkung des Autors: Aus dem Zusammenhang ergibt sich, dass die Anstiegszeit nicht vermindert, sondern verlängert werden sollte).*

### **Entwurf DIN IEC 60034-25(VDE 0530-25):2002-11, Abschnitt 7.7: Möglichkeiten zur Reduzierung der Spannungsbeanspruchung**

Es gibt mehrere mögliche Methoden zur Verkleinerung der Heftigkeit von Stößen in einer gegebenen Situation .

- Obwohl oft schwierig und nicht praktikierbar, eine Änderung der Kabellänge und/oder Erdung des Kabels zwischen Motor und Umrichter führt zu einer Änderung der Stoß-Höhe am Motor.
- Ersatz des Kabels durch eine Art mit einem verlustreicheren Dielektrikum (z. B. Butyl-Gummi oder Öl-Papier). Spezial-Motorkabel mit Ferrit-Schirmung sind erhältlich. Diese verbessern sowohl das Überschwingen der Spannung als auch die EMV-Qualität.

- Installation einer Ausgangsdrossel führt zu einer Vergrößerung der Anstiegszeit der Wanderwelle in Zusammenhang mit der Kabel-Kapazität.
- Installation eines Ausgangs-du/dt-Filters zwischen Umrichter und Motorkabel bewirkt eine signifikante Verlängerung der Anstiegszeit der Stöße. Diese Variante erlaubt den Einsatz längerer Kabel.
- Installation eines Ausgangs-Sinusfilters führt zu größeren Anstiegszeiten. Die Hauptfunktion eines solchen Filters besteht jedoch in der Verkleinerung von EMV-Störungen und der zusätzlichen Motor-Verluste und -Geräusche. Folglich können bei einer nahezu sinusförmigen Spannung ungeschirmte Standardkabel eingesetzt werden.
- Installationen einer Motor-Anschlusseinheit an den Motorklemmen führt zur Unterdrückung der Überspannungen am Motor. Aufgrund praktischer Probleme werden diese Geräte nicht häufig benutzt.

## 18 Kompaktantriebe – konstruktive Einheit von Motor und Umrichter

Motoren mit integriertem Frequenzumrichter erreichten ihren Durchbruch im Jahr 1997 auf der Hannover Industrie Messe.

In einem ersten Entwurf zu einem Arbeitspapier eines Arbeitskreises im ZVEI heißt es sinngemäß: "Kompaktantriebe sind elektrische Antriebssysteme, gebildet aus einem Elektromotor in konstruktiver Einheit mit einem Stromrichter, als anschlussfertiges System, einschließlich integrierter Regel-, Steuer-, und Überwachungsfunktionen. Solche Kompaktantriebe werden für kleinere und mittlere Leistungen im Anwendungsbereich der Niederspannungsrichtlinie zur vorzugsweisen Anwendung im industriellen und gewerblichen Bereich auf den Markt gebracht. Der Kompaktantrieb ist ein Produkt mit hochwertiger Funktionalität, welches als "intelligenter Antrieb" auch prozessnahe Steuer-, Regel-, Schutz- und Überwachungsfunktionen ausüben kann. Dem Inverkehrbringer von Kompaktantrieben erwachsen damit Verantwortlichkeiten, die bisher allein beim Anlagenerrichter lagen."

### 18.1 Marktstudie

Eine Studie der Unternehmensberatung Frost & Sullivan prognostizierte einen Anstieg der Umsätze in Europa von 46,4 Mio. US-Dollar im Jahr 1999 (40.000 Einheiten) auf 195 Mio. (219.400 Einheiten) zum Jahr 2006. Diese Prognose ist nach Einschätzung eines Statistikers des ZVEI in etwa eingetroffen – statistisch belegbare Zahlen liegen derzeit nicht vor.

Wichtigste Wachstumsfaktoren waren nach der Studie technische Neuerungen, wettbewerbsfähigere Preise, neue Anwendungsbereiche und eine breitere Produktpalette. Längere Zeit galten diese Kompaktmotoren als zu teuer. Doch mit dem allgemeinen Preisrückgang seit Mitte der 90er Jahre haben sich die Produkte inzwischen auf dem europäischen Markt durchgesetzt. Gleichzeitig besteht noch ein beachtliches Wachstumspotential. Wichtigster Anwendungsbereich ist laut Studie die Transport- und Fördertechnik, gefolgt von Heiz- und Klimatechnik sowie Pumpen. Laut Frost & Sullivan, ist auch weiter mit einem kräftigen Anstieg von Liefermenge und Umsatz zu rechnen, da der Markt europaweit zulegt. Eine wichtige Rolle spielt hier das Interesse von OEM-Lieferanten: Sie haben jetzt die Möglichkeit, Produkte für einen optimalen Drehzahlbereich zu entwickeln und den Elektromotor entsprechend einzustellen. Für die integrierte Konstruktion sprechen neben dem einfacheren Aufbau der niedrigere Montage-, Betriebs- und Wartungsaufwand sowie höhere Leistung und günstigerer Wirkungsgrad. Bei den Ländermärkten wird Deutschland seine führende Position mit einem Marktanteil von etwa 58 % (1999) aufgrund des enormen Kundenpotentials und der guten Akzeptanz der Technologie weiterhin behaupten. Auch in Italien, Skandinavien und Frankreich nehmen Interesse und Nachfrage zu.

(Quelle: Report 3802 - 3/00) "The European Market for Variable Speed Motors" der Unternehmensberatung Frost and Sullivan).

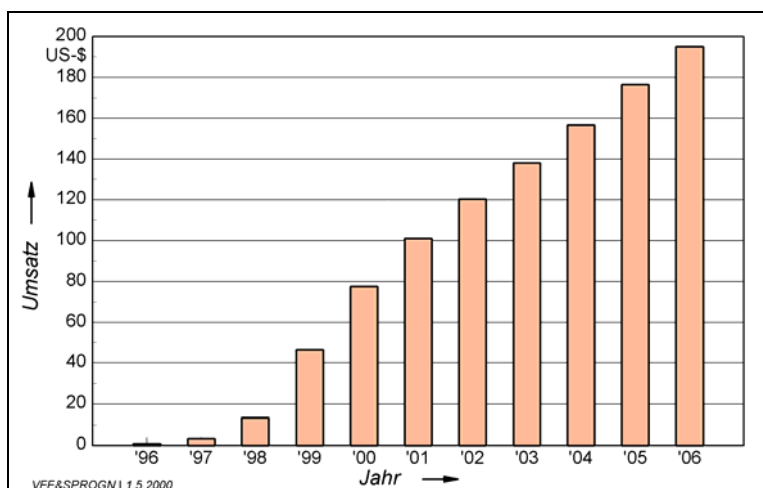


Bild 18.1  
Umsatzprognose Europa für  
Kompaktantriebe (Motoren mit  
integriertem Umrichter)  
Quelle : Frost and Sullivan

Unter verschiedenen Markennamen (z.B. »COMBIMASTER«, »MOTOVERT«, »DYNAMOT«; »INTEGRALMOTOR«, »ETA-K«, »MOVIMOT«) sind viele Hersteller an diesem Trend beteiligt. Derzeit stehen Leistungen bis etwa 11 kW zur Verfügung.



## 18.2 Vorteile des Kompaktantriebes

Die Frequenzumrichter werden über einen Adapter am Klemmenkastensockel des Motors eingebaut. Das erforderliche Einbauvolumen liegt unwesentlich höher als bei den Standardmotoren. Damit passen sich die Antriebe optimal an die Arbeitsbedingungen und die erforderlichen Prozessgeschwindigkeiten an. Die Steuerung erfolgt vorzugsweise über intelligente Feldbussysteme.

### **Vorteile**

- Umrücker und Motor in einer kompakten Einheit integriert
- Einsparung von Schaltschrankraum
- Umrüstung von bestehenden Antrieben
- Einsparung bei Planung und Installation
- Montage und Inbetriebnahme wie bei Standardmotor
- Keine geschirmten Leitungen zum Motor erforderlich
- Reduzierte Lagerhaltung durch weniger Antriebsvarianten

### **Konform zu wichtigen Vorschriften**

- CE-Kennzeichnung
- Einhaltung der EMV-Richtlinie gemäß EN 61800-3, (EN 50081, EN 50082)
- Umrücker teilweise nach UL-Vorschriften aufgebaut
- Motor teilweise nach den Vorschriften der CSA
- Einhaltung der Funkstörvorschriften für den Haushaltsbereich

### **Schutz und Sicherheit**

- Hohe Schutzart (z. B. IP65) von Motor und Umrücker
- Integrierte Schutzeinrichtungen gegen Überlast, Überstrom, Phasenausfall, Über- und Unterspannung
- Thermische Überwachung von Motor und Umrücker

### **Anwendungen**

- Ersatz von mechanischen Verstellgetrieben
- Ersatz von polumschaltbaren Motoren
- Rührwerke
- Dosierantriebe
- Förderbänder
- Rollenbahnen



Bild 18.2.1  
Danfoss Bauer »Eta-K«-Getriebemotor  
"Kompaktantrieb" oder "Umrückermotor"

**Der »Kompaktantrieb« ermöglicht Energieeinsparung durch Optimierung von Arbeitsgeschwindigkeiten und Prozessabläufen und reduziert für den OEM (Anlagen-Hersteller) den Aufwand bei der Inbetriebnahme seiner Anlage.**

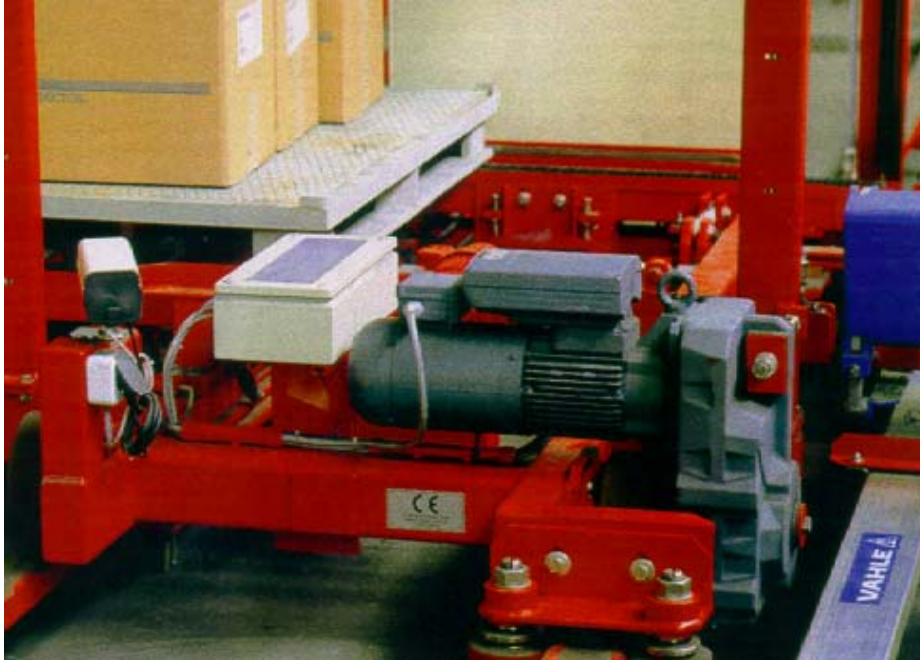


Bild 18.2.2 Anwendungsbeispiel eines »Eta-K« Motors mit Aufsteck-Flachgetriebe in Luftfrachtzentrum München; Transportgut bis 2500 kg; Geschwindigkeit 1,5 m/s; Haltetoleranz < 0,5 mm

### 18.3 Preisvergleich VF / PU

Der nachfolgende Preisvergleich nach Bild 3 zeigt, dass »Kompaktantriebe« als Kombination aus Umrichter, Motor und Getriebe gegen eine Lösung mit polumschaltbarem Getriebemotor mit hohem Drehzahlverhältnis (hier 1:6) durchaus konkurrenzfähig ist, wenn alle Steuer- und Schutzfunktionen eingerechnet werden.

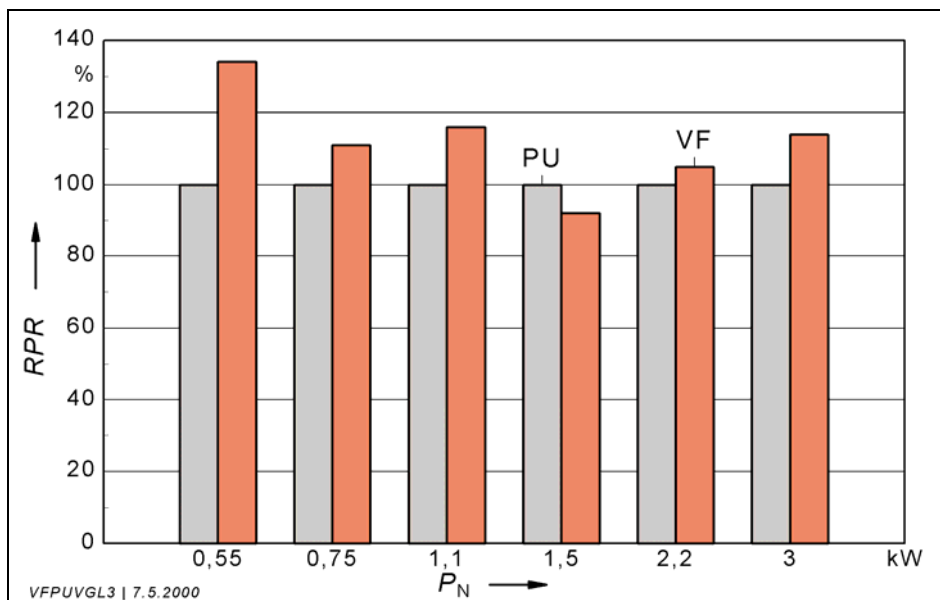


Bild 3 Preisvergleich (RPR) der Antriebslösung »Eta-K« (VF) gegen Polumschaltung (PU) 1:6 unter Einschluss aller Steuer- und Schutzgeräte

## 18.4 Explosionsschutz

Umrichter gespeiste explosionsgeschützte Drehstrommotoren haben schon jetzt mit einem geschätzten Anteil von 10 % aller Ex-Motoren eine beachtliche wirtschaftliche Bedeutung; ihr Anteil wird wegen der automatischen Steuerung von Prozessen und dem Zwang zur Energieeinsparung weiter zunehmen.

Einige Hersteller haben explosionsgeschützte Kompaktantriebe (Bild 17.4) entwickelt, die z. Zt. mit etwa folgenden Kenndaten erhältlich sind:

Motor-Achshöhen: 90, 100, 112, 132, 160  
Leistungsabgabe: 0,75 ... 11 kW  
Anschlussspannung: 400 oder 500 V  
Zündschutzart: EEx de IIC T4  
Drehzahlen: 0 ... 3600 r/min

Für den Anwender ergeben sich u.a. folgende Vorteile:

- Ersatz für mechanische Verstelleinheiten
- Flexible und kompakte Anpassung an die Bedingungen vor Ort
- Einfache Planung
- Verminderung der Gefahr durch Spannungsspitzen
- Sicherstellung der EMV
- Kein Betriebsraum für den Umrichter erforderlich
- Integration in Regelsysteme.



Bild 18.4  
Elektromotor mit integriertem  
Frequenzumrichter  
Zündschutzart  
EEx de IIC T4

Fabrikat:  
ATB (F&G)

## 19 Wahl der Messinstrumente

In den vorangegangenen Abschnitten wurden viele Grenzwerte und Richtwerte für elektrische Größen genannt. Die praktische Überprüfung "vor Ort" bereitet oft erhebliche Schwierigkeiten und gibt Anlass zu Missverständnissen zwischen Anwender und Hersteller, weil die am Aufstellungsort verfügbaren Betriebsmessgeräte häufig für den großen Frequenzbereich und hohen Oberschwingungsanteil nicht geeignet sind. Bild 19 charakterisiert das Problem.

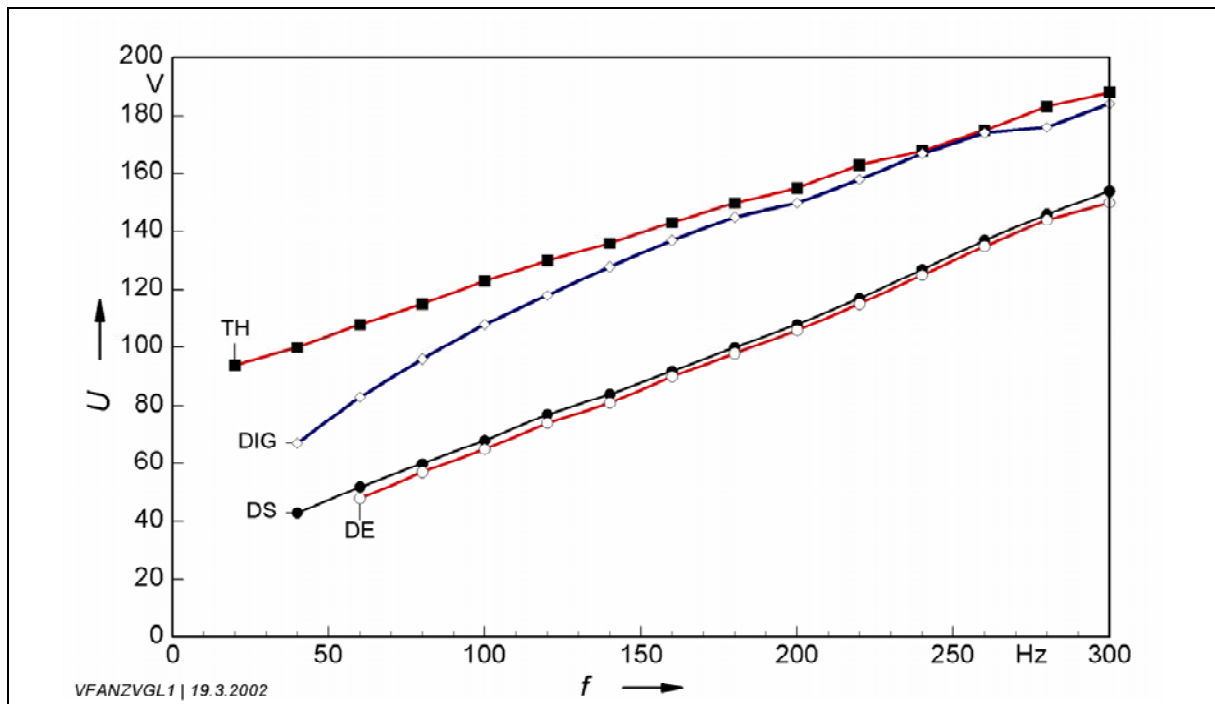


Bild 19 Messung der U/f-Kennlinie am Ausgang eines PWM-Umrichters (Quelle: Literatur [3.9])

TH	-	Thermo-Umformer
DIG	-	Digital-Gerät
DS	-	Drehspule mit Gleichrichter
DE	-	Dreheisen-Messwerk

Grundsätzlich gelten folgende Hinweise:

- Drehspulmesswerke mit Gleichrichter zeigen den linearen Mittelwert an; Frequenzbereich begrenzt
- Dreheisenmesswerke zeigen den Effektivwert bei Frequenzgemischen in begrenztem Frequenzbereich an
- Drehspulmesswerke mit Thermoumformer zeigen den Gesamt-Effektivwert von Grund- und Oberschwingungen in großem Frequenzbereich an
- Spezielle, hochwertige Digitalgeräte für Messungen an Umrichtern zeigen den Gesamt-Effektivwert richtig an.

Die Wahl des "richtigen" Messgerätes hängt entscheidend davon ab, was gemessen werden soll und wofür der Messwert repräsentativ sein soll:

- Will man mit einer Spannungsmessung an den Motorklemmen z. B. die Beanspruchung der Wicklungsisolations ermitteln, so interessiert vor allem der Scheitelwert. Dieser ist nur mit einem hochauflösenden Oszilloskop darzustellen.
- Sieht man die Spannung jedoch repräsentativ für den magnetischen Fluss und das Drehmoment, so interessiert der Effektivwert der Grundschwingung. Dieser ist mit einem Dreheisenmesswerk befriedigend erfassbar.
- Für die Verluste (Erwärmung) ist u. a. der Gesamt-Effektivwert des Stromes maßgebend. Für diese Messung ist ein Gerät mit Thermoumformer oder auf digitaler Basis zweckmäßig, bei dem auch niedrige Frequenzen noch gut erfasst werden.

## Literaturverzeichnis

### 1 Normen

- 1.1 DIN IEC/TS 60034-17(VDE 0530-17) : 2004  
Drehende elektrische Maschinen  
Part 17: Umrichter gespeiste Induktionsmotoren mit Käfigläufer – Anwendungsleitfaden  
identisch mit IEC TS 60034-17 : 2002 + Corrigendum 2003
- 1.2 DIN VDE 0530, Beiblatt 2 : 1995 (überholt)  
Drehende elektrische Maschinen  
Leitfaden für den Einsatz von umrichter gespeisten Induktionsmotoren mit Käfigläufer
- 1.3 NEMA MG 1-1998,  
Motors and Generators, Section IV  
Part 30: General purpose motors used with adjustable-frequency controls  
Part 31: Definite purpose inverter-fed polyphase motors
- 1.4 Leitfaden Kompaktantriebe  
Arbeitspapier der Projektgruppe "Kompaktantriebe" im FV 1 des ZVEI (1999)
- 1.5 Entwurf DIN IEC IEC 60034-25(VDE 0530-25):2002  
Drehende elektrische Maschinen  
Leitfaden für den Entwurf und das Verhalten von Käfigläufer-Induktionsmotoren für  
Umrichterbetrieb

### 2 Bücher und Broschüren

- 2.1 *Rentzsch, H.:*  
Elektromotoren     ABB Fachbuch, ABB Drives AG, Turgi, Schweiz (1992)
- 2.2 *Stüben, H.:*  
Elektrische Antriebstechnik     BBC Fachbuch, Verlag W. Girardet, Düsseldorf (1987)
- 2.3 *N. N.:*  
Wissenswertes über Frequenzumformer  
Buch der Danfoss A/S (1997)
- 2.4 Danfoss A/S: Produkthandbuch für Frequenzumrichter VLT 5000
- 2.5 *Greiner, H.:*  
Messung und Beurteilung von Maschinengeräuschen  
Sonderdruck SD 1800 der Danfoss Bauer GmbH
- 2.6 *Brach, K.:*  
Wellenspannungen bei Drehstrom-Induktionsmotoren mit Käfigläufer  
VDI Fortschritt-Berichte, Reihe 21 : Elektrotechnik, Nr. 63
- 2.7 *N. N.:*  
Abschlußbericht über die Ermittlung des Wirkungsgrades von Umrichterantrieben  
ad-hoc-AK des ZVEI/FV 1
- 2.8 *Greiner, H.:*  
Energie sparen mit Getriebemotoren  
Sonderdruck SD 3401 der Danfoss Bauer GmbH
- 2.9 *N.N.:*  
Drehzahlverstellung von Asynchronmaschinen  
Technische Schrift der Fa. FLENDER LOHER (2005)

### **3 Fachaufsätze**

- 3.1 *N. N.:*  
Energieeinsparung durch drehzahlveränderbare elektrische Antriebe  
FV Stromrichter im ZVEI: ETZ Band 101(1980), Heft 5
- 3.2 VDI-Z 121, Nr. 14
- 3.3 *Falk, K. und Schörner, J.:*  
Technisch-physikalische Effekte infolge nichtsinusförmiger Spannungen und Ströme  
Tagungsunterlagen zum ZVEI/FV 1 Erfahrungsaustausch Umrichterspeisung
- 3.4 *Graß, H.:*  
Projektierung von drehzahlverstellbaren Antrieben  
Elektrotechnik; 10/1992
- 3.5 *Falk, K.:*  
Vorher dran denken  
Konstruktion und Design; 11/1992
- 3.6 *Kaufhold, M. und Börner, G.:*  
Langzeitverhalten der Isolierung pulsumrichtergespeister  
Niederspannungsasynchronmaschinen  
Tagungsunterlagen zum ZVEI/FV 1 Erfahrungsaustausch Umrichterspeisung (1993)
- 3.7 *Bunzel, E. und Graß, H.:*  
Spannungsbeanspruchung von Asynchronmaschinen im Umrichterbetrieb  
ETZ Band 114 (1993) Heft 7-8
- 3.8 *Stein, E. und Rist, T.:*  
Die Beanspruchung der Motorisolation bei Frequenz-Umrichter-Betrieb  
Werkstatt und Betrieb 126 (1993) 2
- 3.9 *Brosch, P.:*  
Falsch ist rasch gemessen  
Elektrotechnik, 73 (1991), Heft 4
- 3.10 *Karl, H.-D.:*  
Umrichter-Antriebskonzept für Drehstrom-Normmotoren  
Antriebstechnik 23 (1984) Nr. 4
- 3.11 *Keve, T.:*  
Verhalten von umrichtergespeisten Asynchron-Normmotoren  
ETZ Band 109 (1988) Heft 10
- 3.12 *Auinger, H.:*  
Einflüsse der Umrichterspeisung auf elektrische Drehfeldmaschinen,  
insbesondere Käfigläufer-Induktionsmotoren  
Siemens-Energietechnik 3 (1981) Heft 2
- 3.13 *Budik, P.-K., Muster, J. und Zimmermann, R.:*  
Beanspruchung von Asynchronmaschinen  
Elektrie 36 (1982) Heft 9
- 3.14 *Brunner, H.:*  
Beispiele moderner Antriebstechnik zur Energieeinsparung und Verfahrensverbesserung  
Chemische Industrie XXXIV/Mai 1982

- 3.15 *Mertens, P.:*  
Wickeldrähte für umrichter gespeiste Induktionsmotoren  
ETZ Band 113 (1992) Heft 21
- 3.16 *Stein, E.:*  
Drehstromantrieb mit Frequenzumrichter  
ETZ Band 113 (1992) Heft 9
- 3.17 *Bunzel, E. und Osterthun, H.:*  
Niederspannungs-Asynchronmotoren am Zwischenkreis-Umrichter  
ETZ Band 115 (1994) Heft 9
- 3.18 *Berth, M., Eberhardt, M., Kaufhold, M., Speck J., Auinger H.:*  
Elektrische Belastung und Ausfallverhalten der Wicklungsisolierung von Asynchronmaschinen  
mit Umrichterspeisung  
Beitrag zu den ETG-Fachtagen (1995)
- 3.19 *Bieniek, K.:*  
Elektronische Drehzahlverstellung zu Regelung der Förderleistung von Kreiselpumpen  
ETZ Band 110 (1989) Heft 5
- 3.20 SKF Produktinformation 401
- 3.21 *Doppelbauer, M.:*  
FE-Programm des Lehrstuhls für Theoretische Elektrotechnik und Elektrische Maschinen der  
Universität Dortmund
- 3.22 *Grass, H.:*  
Das Verhalten von Drehstrom-Asynchronmotoren im Frequenzumrichterbetrieb  
Sonderdruck F&G
- 3.23 *Biniek, K.:*  
Energiverbrauch und Wirtschaftlichkeit bei el. Antrieben in der verfahrenstechnischen Industrie  
VIK-Berichte 210 (1998)
- 3.24 *Schörner, J. und Seifert, D.:*  
Drehzahlverstellung von asynchronmaschinen  
Technische Schriften 4 der LOHER AG (1992)
- 3.25 *Binder, A. und Schrepfer, A.:*  
Lagerströme bei umrichter gespeisten Drehstrommotoren  
ant 8/1999
- 3.26 *Stadler, H. und Wimmer, J.:*  
Umrichterbetrieb bei explosionsgeschützten Drehstrommotoren  
Symposium "50 Jahre Explosionsschutz bei LOHER" (1999)
- 3.27 *Hausberg, V. und Seinsch, H. O.:*  
Kapazitive Lagerspannungen und –ströme bei umrichter gespeisten Induktionsmaschinen  
Electrical Engineering 82 (2000)
- 3.28 *Stadler, H. und Wimmer, J.:*  
Lagerströme bei umrichter gespeisten Drehstrommaschinen  
ant 39 (2000) nr. 11
- 3.29 *N.N.:*  
Lagerströme in modernen AC-Antriebssystemen  
Technische Anleitung Nr. 5 der ABB (2001)

- 3.30 *N.N.:*  
Motor shaft voltages and bearing currents  
GAMBICA/REMA Technical Guide No. 2 [www.gambica.org.uk](http://www.gambica.org.uk)
- 3.31 *N.N.:*  
Motor insulation and PWM inverter drives  
GAMBICA/REMA Technical Guide No. 1 [www.gambica.org.uk](http://www.gambica.org.uk)
- 3.32 *Dorner, H.:*  
Betrieb von Umrichtern und FI-Schutzschaltern in einer Anlage  
ant 04/2000
- 3.33 *Schlichting, S.:*  
Prüfung der Umrichtertauglichkeit von Motorwicklungen  
ant 40 (2001) Nr. 9 und ema Nr. 7 (2004)
- 3.34 *N.N.:*  
LEESON 'S IRIS Inverter Rated Insulation System  
Technical Note 97-1 unter [www.leeson.com](http://www.leeson.com)
- 3.35 *N.N.:*  
The Ultimate Defense Against Insulation Failures on Inverter-Fed motors  
Lincoln Electric unter [www.lincolnmotors.com](http://www.lincolnmotors.com)
- 3.36 *Schindler, H. und Böhm, F.-R.:*  
Königsweg gefunden ? – Neuer Drahtlack für umrichter gesteuerte Elektomotoren  
ema 4/2000
- 3.37 *N.N.:*  
Strom-UV-Tauchanlagen  
Informationsschrift der G. Thumm GmbH, 78549 Spaichingen
- 3.38 *Schindler, H.; Kießling, G.; Böhm, F.-R.:*  
VOLTRON – Der Drahtlack für umrichterbetriebene Motoren  
Veröffentlichung der DuPont Performance Coatings GmbH&Co KG in Zusammenarbeit mit der  
Universität Essen
- 3.39 *N.N.:*  
Glanzlichter am Motorenhimmel – Umrichterfeste Drehstromkurzschlussläufermotoren  
ema 3/97
- 3.40 *Brütsch, R., Hillmer, Th., Scollay, R.:*  
A new insulation system for inverter driven motors  
Präsentation der Fa. von Roll Isola auf der "Coil Winding Berlin 2000"  
FAST Volume 24, Ausgabe 3 (2001)



## Stichwortverzeichnis

<b>A</b>	<b>Abschnitt</b>
Abstufung der Spannungsanhebung	4.4
aktive Schlupfkompensation	2.3
Allgemeine Vorteile	1
Anpassung der Fördergeschwindigkeit	8.2
Anstiegsflanke	12.3
Anstiegszeit der Spannung	13
AOE	4.7
Aufzugsantriebe	8.4
Auswirkungen der Spannungsspitzen bei PWM-Umrichtern	12
Automatische Energie Optimierung	4.7
<b>B</b>	
Beispiele für $U/f$ -Kennlinien	4.6
Boostfaktor	4.4
Bündelleiter	12.1
Bypass	8.1
<b>C</b>	
CEMEP	13
Clampfilter	15.3
CSI	3
<b>D</b>	
Definite Purpose	14.2
Drehzahl und Kühlwirkung	6
Drehzahlen	2
Drossel	15.2
Drosselklappensteuerung	8.1
$du/dt$	12
Dynamische Spannungsanhebung	4.3
<b>E</b>	
Einfluss der Drehzahl	10.2
Einfluss des Oberschwingungsgehaltes auf das Geräusch	10.3
Einfluss des Verstellbereichs auf die Drehmoment-Reduzierung	6.3
Elektromagnetische Verträglichkeit	20
Elektronik	3.4
EMV	20
Energieeinsparung durch Drehzahlverstellung	8
Entstehung der Spannungsspitzen bei PWM-Umrichtern	12
Entstehung von Teilentladungen TE	12.1
Explosionsschutz bei Kompaktantrieben	18.4
<b>F</b>	
Feldschwächbereich	4.5
Feldschwächung	4.5
Ferritkerne	15.1
FI-Schutzschalter bei Umrichterspeisung	21
Fördergutstrom	8.2
Funktörabstrahlung	20
Funktörgrad	20
Funktörspannung	20
<b>G</b>	
GAMBICA	13
geführter Hochlauf	8.3
Geräusch	10
geschirmtes Kabel	20
Gleichrichter	3.4
glimmerisolierte Runddrähte	14.2.2
Grenzwerte für das Entstehen von TE	12.2

<b>H</b>	<b>Abschnitt</b>
Handwicklung	14.2.3
Harzaufnahme	14.1
Haustechnik	8.6
HVAC	4.7
<b>I</b>	
IC 416	6
I-Umrichter	3.1
<b>J</b>	
<b>K</b>	
Kennlinien für reduziertes Drehmoment	6.2
Kippmoment	4.5
Kompaktantriebe	18
Konsequenzen für Hersteller, Anwender und Instandsetzer	17
Korona	12.1
Kriechstrecken	13
<b>L</b>	
Lackauftrag	14.2.3
Lagerströme	11
LC-Filter	15.2
Leitungslänge	14.2.4
Lüfter	8.1
Luftstrecken	13
Lüftungsanlage	8.6
<b>M</b>	
Marktstudie zu Kompaktantrieben	18.1
Maßnahmen bei der Auslegung der Maschine	14.1.1
Maßnahmen bei der Fertigung der Maschine	14.1.1
Maßnahmen bei der Installation	14.2.4
Maßnahmen beim Entwurf der Maschine	14.1.1
Maßnahmen beim Isoliersystem	14.1.2
mechanische Drehzahlgrenze	2.4.2
Mikroprozessortechnik	3.4
<b>N</b>	
NEMA	13
Nennschlupf	2.3
Normen für die Grenzwerte von Spannungsspitzen	13
<b>O</b>	
Obere Grenzfrequenz	2.4
Oberschwingungsgehalt	10.3
Overcoat	14.1
<b>P</b>	
PAM	3
Pendelmomente	9
Phasentrennung	14.2.3
Preisvergleich VF / PU	18.3
Pulsmuster	3.4
Puls-Weiten-Modulation	3
Pumpen	8.1
PWM	3
<b>Q</b>	
<b>R</b>	
REMA	13
Resonanzwahrscheinlichkeit	15.2
Rollgangsantriebe	1
RS-Kompensation	4.2
Rüttelmomente	9

<b>S</b>	<b>Abschnitt</b>
Schlupf-Drehzahl und Schlupf	2.2
Schweranlauf	8.5
Sinusfilter	15.2
Sinusform	12
Sonderfertigung für Umrichterspeisung	14.2
Spannung/Frequenz-Verhältnis	4
Spannungsanhebung wegen ohm'schem Spannungsabfall	4.2
Spannungsanstiegsgeschwindigkeit	12
spezieller Drahtlack	14.2.1
statische Spannungsanhebung	4.3
Stoffmengenregelung	8.1
Störstrahlung	20
Stoßspannungsprüfung auf Umrichtertauglichkeit	16
Synchron-Drehzahl	2.1
<b>T</b>	
Taktfrequenz	12
TE	12.1
TE an Lackdrähten	12.1
TE-Häufigkeit	12.3
Teilentladungen	12.1
Theoretischer, linearer Zusammenhang	4.1
Thermische Auswirkungen der Oberschwingungen	5
Träufelwicklung	13
Träufelwicklung	14.2.3
<b>U</b>	
<i>U/f</i> -Kennlinie	4
Übliche Technik hoher Qualität	14.1
Umrichter mit fester, gepulster Zwischenkreisspannung	3.3
Umrichter mit Gleichstrom-Zwischenkreis	3.1
Umrichter mit variabler Gleichspannung im Zwischenkreis	3.2
Umrichterarten	3
Umrichter-Geräusch	10.1
Unterdrückung der Spannungsspitzen am Umrichterausgang	15
Untere Grenzfrequenz	2.3
UV-Tränkverfahren	14.1
<b>V</b>	
Vakuum-Tränkung	14.1
Verlustanteile im Motor	5
Verluste in Abhängigkeit von der Lüfter- Drehzahl	6.1
VLT®	
Vorimpuls	15.1
Vorteile des Kompaktantriebs	18.2
VVI	3
<b>W</b>	
Wahl der Messinstrumente	19
Wechselrichter	3.4
Wellenspannung	11
Wickeltechnische Maßnahmen zur Unterdrückung der TE	14
Wirbelstromkupplung	8.6
Wirkung der Fremdbelüftung	6.4
Wirkungsgrad	7
Wirtschaftlichkeit der Fremdbelüftung	6.4
<b>Z</b>	
Zahnspiel	9
Zentrifuge	8.5
Zwickel	14.1
Zwischenkreis	3.4



Danfoss Bauer GmbH

Eberhard-Bauer-Straße 36 – 60  
D 73734 Esslingen  
Telefon 0711-3 51 80  
Telefax 0711-3 51 83 81

**BAUER** geared motors