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

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 78 (1987)

Heft: 19

Artikel: Rechnergestützte Bestimmung der Oberschwingungsverluste im Asynchronmotor bei Frequenzumrichterspeisung

Autor: Kuhn, U. A.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-903924

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 10.12.2025

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

Rechnergestützte Bestimmung der Oberschwingungsverluste im Asynchronmotor bei Frequenzumrichterspeisung

U.A. Kuhn

Es wird ein Verfahren vorgestellt, mit dem zunächst allgemein die Ausgangsspannung eines Frequenzumrichters mit sinusoidaler Pulsbreitenmodulation (PWM) auf ihren Oberschwingungsgehalt hin analysiert werden kann. Danach wird durch Bestimmung der Elemente des klassischen Ersatzschaltbildes des Asynchronmotors auf die Oberschwingungsverluste geschlossen. Als Ergebnis liegen die Oberschwingungsverluste als Funktion der Motorfrequenz vor.

Un procédé est présenté permettant d'analyser de façon générale le taux d'harmoniques de la tension de sortie d'un convertisseur de fréquences à modulation d'impulsions en durée. Il sera ensuite possible, après détermination des éléments formant un schéma classique équivalent du moteur asynchronique, de calculer les pertes de l'oscillation harmonique. Finalement ces pertes dues aux harmoniques sont présentées comme fonction de la fréquence du moteur.

Die Arbeit ist eine Kurzfassung der Diplomarbeit am Institut für Stromrichtertechnik und elektrische Antriebe der Fachhochschule Köln.

Adresse des Autors
Ulrich A. Kuhn, Dipl.-Ing., Freiburgerstrasse 15, D-5000 Köln 91.

1. Einleitung

Die Entwicklung der heutigen Halbleitertechnik, gerade die der Stromrichtertechnik bzw. Leistungselektronik, hat die statische Umrichterspeisung des Asynchronmotors mehr und mehr zu einer echten Alternative gegenüber den klassischen regelungsfähigen Maschinen gemacht. Bei der Konstruktion drehzahlvariabler Antriebe wird heute der kommutatorlose Kurzschlussläufer bevorzugt eingesetzt. Dies liegt zum einen an dem robusten Drehstromkurzschlussläufermotor, der wegen der nicht vorhandenen Kohlebürsten weit über Nenndrehzahl sowie in grossen Stellbereichen betrieben werden kann, zum anderen an der hohen Schutzart, die auch bei schwierigen Umweltbedingungen leicht und kostengünstig zu realisieren ist (z.B. im Ex-Bereich). Daher kommt der frequenzumrichtergespeiste Drehstromantrieb auf fast allen Gebieten der Fertigungs-, Produktions-, Verfah-

Formelzeichen

A_υ	Spannungsamplitude der ν-ten Oberschwingung zwischen zwei Umrichterausgangsphasen
B	magnetische Induktion
f_L	elektrische Läuferfrequenz
f_m	Motorfrequenz
f_s	Schaltfrequenz
L'	bezogene Läuferinduktivität
L_+, L_-	positives bzw. negatives Zwischenkreispotential
N	höchste betrachtete Ordnungszahl ν
n	Anzahl der Pulse pro Periode
P	Wirkleistung, absolut
P_H	Hystereseverluste
P_V	Oberschwingungsverluste
P_W	Wirbelstromverluste
P_{Fe}	Eisenverluste
Q	Blindleistung, absolut
R_{Fe}	ohmscher Widerstand zur Darstellung der Eisenverluste
R_L'	bezogener ohmscher Läuferwiderstand
R_S	ohmscher Statorwiderstand
$\underline{S}$	Scheinleistung
s	Motorschlupf
T	Periodendauer
$\hat{U}$	Amplitude der Sinusreferenzspannung, $= U_{eff} \cdot \sqrt{2/3}$
U_{eff}	Grundschwingungsaussenleiterspannung des Frequenzumrichters
U_Z	Zwischenkreisspannung
X	Variable im Winkelmass, $X = 2\pi \cdot t/T$
x	Zählvariable der Umschaltpunkte (Index)
X_H	Blindwiderstand der Hauptinduktivität
$X_{L\sigma}'$	bezogener Blindwiderstand der Läuferstreuinduktivität
$X_{S\sigma}$	Blindwiderstand der Ständerstreuinduktivität
$\underline{Z}_\upsilon$	Motoreingangsimpedanz bei der Frequenz der υ-ten Oberschwingung
α_x	Umschaltpunkt einer Phase im Bogenmass
α_0	Näherungswert für α_x vor der ersten Iteration
β_x	Umschaltpunkt einer um −120° verschobenen Phase im Bogenmass
β_0	Näherungswert für β_x vor der ersten Iteration
ν	Ordnungszahl der Harmonischen

rens- und Versorgungstechnik zum Einsatz.

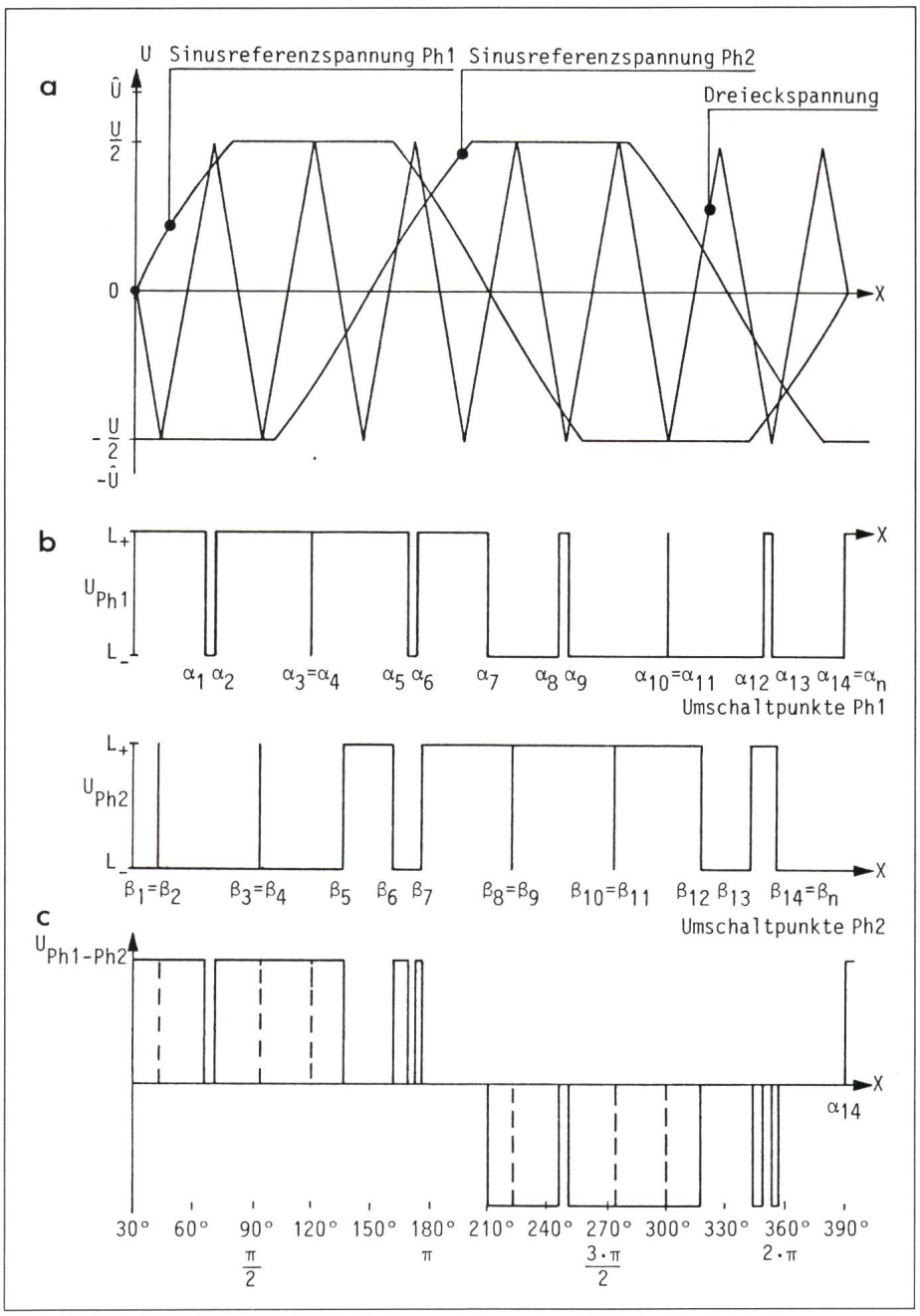
In der vorliegenden Arbeit sollen Ursache und Wirkung der Oberschwingungen bei der Umrichterspeisung untersucht und zahlenmässig, an einem vorgegebenen 5,5-kW-Drehstrom-Asynchronmotor mit einem statischen Frequenzumrichter, der das Steuer-IC HEF 4752 (Valvo) besitzt, bestimmt werden [2].

2. Entstehung von Oberschwingungen

Ursache der Oberschwingungen ist die nicht rein sinusförmige Motorspeisespannung. Diese ist vielmehr eine periodische Folge von Pulsblöcken unterschiedlicher Breite, die jedoch bei der Integration über die Zeit ein annähernd sinusförmiges Signal ergeben. Das Ergebnis einer Untersuchung nach Fourier ergibt neben der Grundschwingungsspannung die Oberschwingungsanteile. Durch die Impedanz des Motors entstehen Oberschwingungsströme. Der Realteil des Produktes aus Strom und Spannung einer Oberschwingung sind die Oberschwingungsverluste, die den Motor zusätzlich thermisch belasten. Das bedeutet, dass diese Zusatzverluste beachtet und entsprechend ihren Anteilen an der gesamten Verlustleistung berücksichtigt werden müssen. Dies kann in Form einer Reduzierung des Drehmomentes, oft weit unter das Motornennmoment oder durch Überdimensionieren des Asynchronmotors erfolgen.

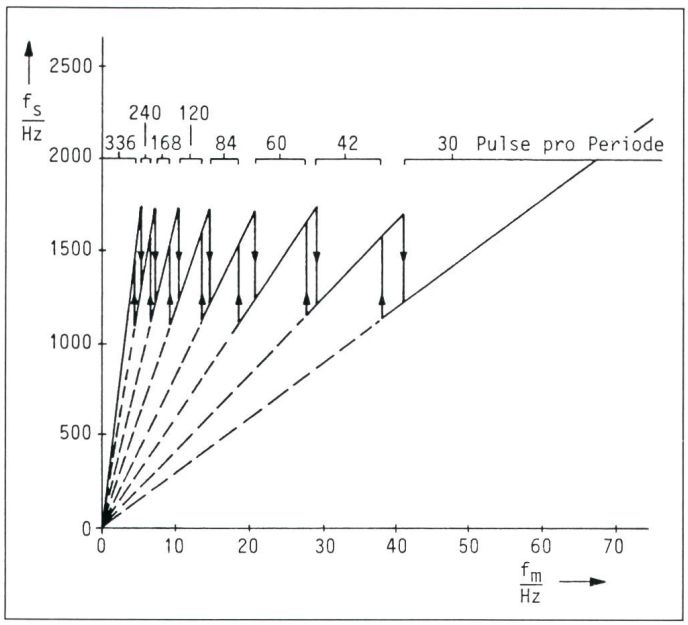
Die im statischen Frequenzumrichter durch Gleichrichten und Glätten der Netzspannung entstandene Zwischenkreisgleichspannung U_Z wird durch einen aus sechs Leistungstransistoren oder -thyristoren bestehenden Dreiphasenwechselrichter in Pulsblökke zerhackt [10]. Die dadurch entstehenden drei Impulsfolgen sind jeweils, in Analogie zum Dreileiternetz, um 120° bzw. $2\pi/3$ phasenverschoben.

Die Erzeugung der Pulsfolge erklärt sich wie folgt: Für jede Umrichterausgangsklemme (bzw. Phase) wird eine Sinusreferenzspannung gebildet, die auf Schnittpunkte mit einer symmetrischen Dreieckspannung abgetastet wird (Fig. 1a). Die Frequenz der Sinusreferenzspannung entspricht der Frequenz der Asynchronmotorspeisung. Das Verhältnis zwischen der Frequenz der Sinusreferenzspannung und der Dreieckspannung entspricht der Anzahl der Pulse pro Halbwelle des Motorstromes und ist immer ganzzahlig (Fig. 2). Das Verhältnis zwischen den Scheitelwerten der Dreieckspannung und der Referenzspannung entspricht dem Verhältnis zwischen der Zwischenkreisspannung U_Z und der Amplitude der Grundschwingung des Ausgangssignals.



Figur 1 Entstehung der Umschaltpunkte von Phase 1 und 2 (α- und β-Winkelwerte) aus den Schnittpunkten der Sinusreferenzspannung und der Dreieckspannung mit Darstellung der Übersteuerung am Beispiel von 14 Pulsen pro Periode.

Die auf diese Art gewonnenen Pulsblöcke sind jedoch lediglich Potentiale zwischen den Ausgangsklemmen und dem Zwischenkreis (Fig. 1b). Für den Motor selbst sind die Potentialdifferenzen zwischen zwei Ausgangsklemmen von Wichtigkeit. Diese sogenannte Aussenleiterspannung lässt sich aus der Subtraktion zweier Klemmenpotentiale bestimmen (Fig. 1c). Die so entstandenen Pulsblöcke weisen als Spannungshöhe die Zwischenkreisspannung U_Z auf. Die gesamte Spannungsdifferenz, über eine Periode gesehen, beträgt damit die doppelte Zwischenkreisspannung. Steigt die Amplitude der Sinusreferenzspannung höher als die Amplitude der Dreieckspannung, kann in diesem Bereich keine Abtastung mehr vorgenommen werden (Übersteuerung). Hier wird der Si-



Figur 2
Kennlinie Schaltfrequenz $f_s = f(f_m)$ und Verhältnis f_s/f_m bei Hoch- und Rücklauf der Motorfrequenz
Arbeitsweise des Impulserzeugers-IC HEF 4752. Die Pulszahl pro Periode wird in gewissen Bereichen konstant gehalten [10].

gnalanteil, der höher ist als die maximale Dreieckspannung, unterdrückt.

Bei der Wahl der Pulszahl ist zu beachten, dass hohe Pulszahlen den Wechselrichter durch die Schaltverluste und niedrige Pulszahlen den Asynchronmotor durch Oberschwingungsverluste thermisch belasten.

Das oft zur Pulssteuerung verwendete IC HEF 4752 zeigt einen Weg, beide Kriterien (Schaltverluste und Maschinenerwärmung) zu berücksichtigen (Fig. 2). Man hat gewissen Motorfrequenzbereichen diskrete Pulszahlen zugeordnet. Die Hysterese dient zur Vermeidung dauernder Pulsumschaltungen.

3. Berechnung der Oberschwingungsverluste

Da die Berechnung der Oberschwingungsverluste einen hohen rechnerischen Arbeitsaufwand mit sich führt, gibt es neben der rechnergestützten Ermittlung der Ergebnisse aus den zur Verfügung stehenden Daten wohl kaum eine andere Alternative.

Das entwickelte Programm ist in der Programmiersprache Fortran 77 geschrieben worden. In Figur 3 ist das Flussdiagramm des Hauptprogrammes dargestellt, welches den organisatorischen Ablauf der Berechnungen und der Ein-/Ausgabe-Befehle beschreibt.

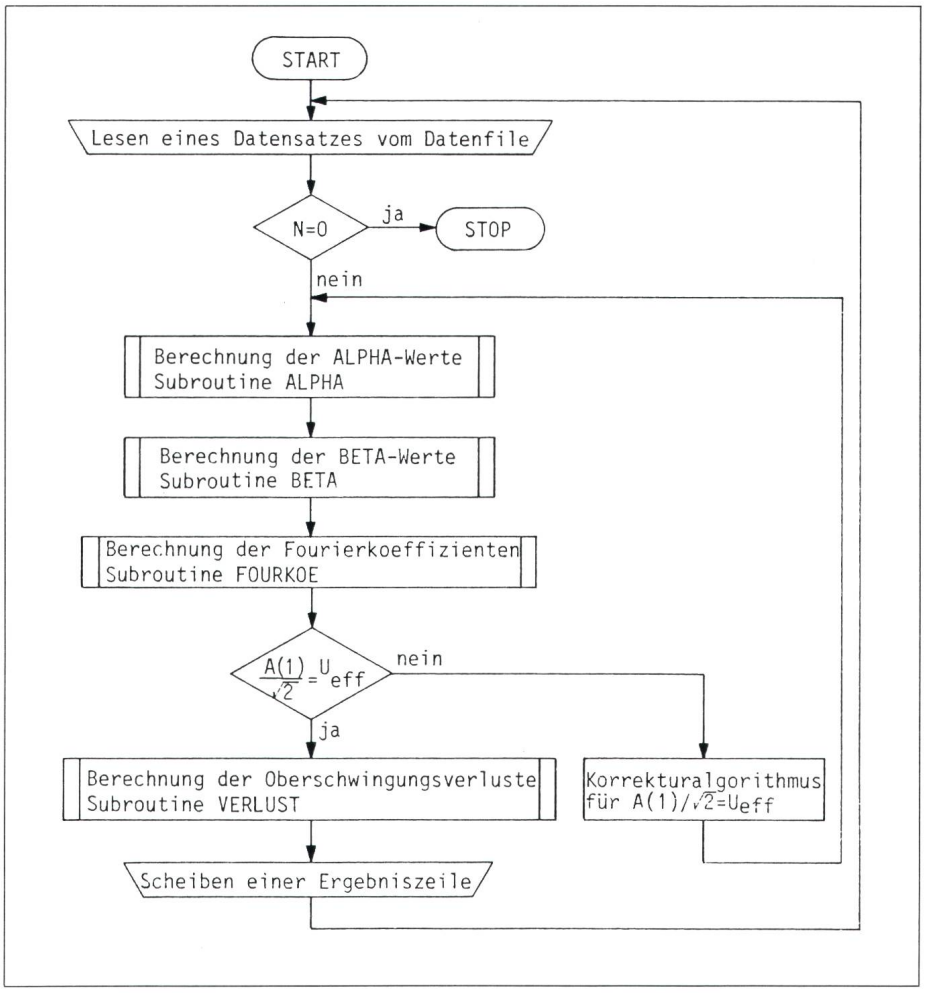
Da die Lösung des Problems sich aus einzelnen separaten Aufgabenteilen ergibt, wurden diese in Unterprogrammen (Subroutinen) berechnet.

Im Hauptprogramm werden nach Einlesen eines Datensatzes alle Pulsblöcke einer Periode (Fig. 1c) errechnet, um dann die Fourierkoeffizienten dieses Pulsmusters zu bestimmen. Es wird geprüft, ob der Wert der ersten Oberschwingung, geteilt durch $\sqrt{2}$, der eingelesenen Spannung U_{eff} entspricht. Im allgemeinen weichen diese Werte nur im Bereich der Übersteuerung der Sinusreferenzspannung (Fig. 1) voneinander ab. In diesem Fall jedoch muss ein Näherungsalgorithmus gefunden werden, der durch iterative Annäherung die Grundschwingung $A/\sqrt{2}$ auf die ursprünglich gewählte Spannung U_{eff} bringt.

Dann erfolgt mit Hilfe des Asynchronmotorersatzschaltbildes die Berechnung der Oberschwingungsverluste.

3.1 Subroutine Alpha

Dieses Unterprogramm berechnet die Umschaltpunkte, im folgenden α-Winkelwerte genannt, zwischen L_+- und L_--Potential (Fig. 1) an der Umrichterausgangsklemme Ph1 in der Periode. Die Berechnung erfolgt aus den Schnittpunkten eines Dreiecksignals und einer Sinusreferenzspannung. Bei allen ungeraden α-Winkelwerten (α_1, α_3, ... α_{n-1}) ergeben sich die Schnittpunkte aus einer Sinusfunktion und einer Schar von steigenden Geraden. Bei allen geraden α-Winkelwerten (α_2,



Figur 3 Flussdiagramm des Hauptprogrammes

$\alpha_4, \ldots \alpha_n$) ergeben sich die Schnittpunkte aus einer Sinusfunktion und einer Schar von fallenden Geraden. Aus diesem Grunde sind zwei Gleichungen zu erstellen.

Nach längerer Rechnung folgt:

$$\alpha_X = \frac{\hat{U}(\alpha_0 \cdot \cos\alpha_0 - \sin\alpha_0) \pm X \cdot U_Z}{\hat{U} \cdot \cos\alpha_0 \pm U_Z \cdot n/2\pi} \quad (1)$$

$$\text{mit } \alpha_0 = \frac{X \cdot 2\pi}{n}$$

Dabei gilt das +Zeichen für gerade, das −Zeichen für ungerade α-Winkelwerte. Bei positiver (+) bzw. negativer (−) Übersteuerung:

$$\alpha_X = \frac{(2X \pm 1)\pi}{n} \quad (2)$$

3.2 Subroutine Beta

Dieses Unterprogramm berechnet ähnlich wie die Subroutine Alpha die Umschaltpunkte, im folgenden β-Winkelwerte genannt, der zweiten Umrichterausgangsklemme Ph2 mit einer um −120° bzw. $-2\pi/3$ verschobenen Sinusreferenzspannung. Die β-Winkelwerte

$$\beta_X = \quad (3)$$

$$\frac{\hat{U} \cdot [(\beta_0 \cdot \cos(\beta_0 - 2\pi/3) - \sin(\beta_0 - 2\pi/3)] \mp (X-1)\, U_Z}{\hat{U} \cdot \cos(\beta_0 - 2\pi/3) \mp U_Z \cdot n/2\pi}$$

$$\text{mit } \beta_0 = \frac{(X \mp 1)\, 2\pi}{n}$$

Hier gilt das −Zeichen für die geraden, das +Zeichen für die ungeraden β-Winkelwerte.

3.3 Subroutine Fourkoe

Dieses Unterprogramm berechnet die Fourierkoeffizienten bzw. Oberschwingungsamplituden einer Aussenleiterpulsspannung.

Aus praktischen Gründen ist die Zahl der zu berechnenden Koeffizienten bzw. Oberschwingungsamplituden auf die zu wählende Anzahl N festgelegt. Die Fourierkoeffizienten berechnen sich wie folgt:

$$b_\nu = \frac{U_Z}{\pi \nu} \sum_{x=1}^{n} (-1)^x [\cos(\nu \alpha_x) + \cos(\nu \beta_x)] \quad (4)$$

$$a_\nu = \frac{U_Z}{\pi \nu} \sum_{x=1}^{n} (-1)^{x+1} [\sin(\nu \alpha_x) + \sin(\nu \beta_x)] \quad (5)$$

Die Amplituden der Oberschwingungen werden aus den Koeffizienten errechnet:

$$A_\upsilon = \sqrt{a_\upsilon^2 + b_\upsilon^2} \quad (6)$$

3.4 Subroutine Verlust

Dieses Unterprogramm errechnet aus den ermittelten Oberschwingungsspannungen und der jeweils dazugehörigen Eingangsimpedanz $\underline{Z}_\nu$ des Asynchronmotors die Oberschwingungsverluste. Der Asynchronmotor wird im weiteren mit dem Ersatzschaltbild in Figur 4 dargestellt [7].

$$\underline{Z}_\upsilon = \underline{Z}_1 + \frac{1}{\underline{Y}_2 + \underline{Y}_3} \quad \upsilon = 2, 3, 4, \ldots N \quad (7)$$

Mit der Impedanz $\underline{Z}_\nu$, die ein Strang des Asynchronmotors der jeweiligen Oberschwingung entgegensetzt, lassen sich die Verluste wie folgt berechnen:

$$P_V = \mathrm{Re}\left\{ \sum_{\nu=1}^{N} 3 \cdot \frac{(A_\nu/\sqrt{2})^2}{\underline{Z}_\nu} \right\} \quad \nu = 2, 3, 4, \ldots N \quad (8)$$

4. Bestimmung der Haupt- und Streureaktanzen sowie der Resistanzen eines gegebenen Asynchronmotors

Diese Bestimmung wird als Beispiel an einem 5,5-kW-Drehstrom-Asynchronmotor vorgenommen.

Es gibt verschiedene Methoden, die Elemente des Ersatzschaltbildes (Fig. 4) zu bestimmen [5; 6]: Je genauer die Elemente ermittelt werden sollen, desto aufwendiger und komplexer ist auch der Rechenweg. Hier wird eine Methode verwendet, die der Frequenzabhängigkeit, einer zweckmässigen Genauigkeit sowie der praktischen Anwendbarkeit durch Messungen an der Maschine selbst und durch rechnerische Auswertung dieser Messergebnisse genügen soll. Alle Werte gelten pro Motorstrang.

Bestimmen von R_S

R_S stellt den Kupferwiderstand des Ständers für einen Strang dar. R_S = 2,80 Ω, unabhängig von der Frequenz.

Bestimmen von $X_{S\sigma}$

$X_{S\sigma}$ bei 50 Hz: Durch Entfernung des Läufers (Index σ) fehlt der Maschine die Induktivität von X_H und $X_{L\sigma}$:

$$X_{S\sigma} = \frac{S_0 \cdot \sin\varphi}{I_0^2} = 6{,}8\,\Omega \quad (9)$$

$X_{S\sigma}$ als Funktion der Frequenz: $X_{S\sigma} = 6{,}8 \cdot f/50\,(\Omega)$

Bestimmen von X_H

X_H bei 50 Hz: Im Leerlauf hat der Asynchronmotor einen sehr kleinen Schlupf s, so dass die Läuferstreureaktanz $X_{L\sigma}'$ gegenüber dem hohen Läuferwiderstand R_L'/s keine Bedeutung hat.

$$X_H = \frac{U^2}{Q} = \frac{(\underline{U}_L - R_S \cdot \underline{I}_L - X_{S\sigma} \cdot \underline{I}_L)^2}{Q_L - Q_{LX_{S\sigma}}} = 129\,\Omega \quad (10)$$

X_H als Funktion der Frequenz:
$X_H = 129 \cdot f/50\,(\Omega)$.

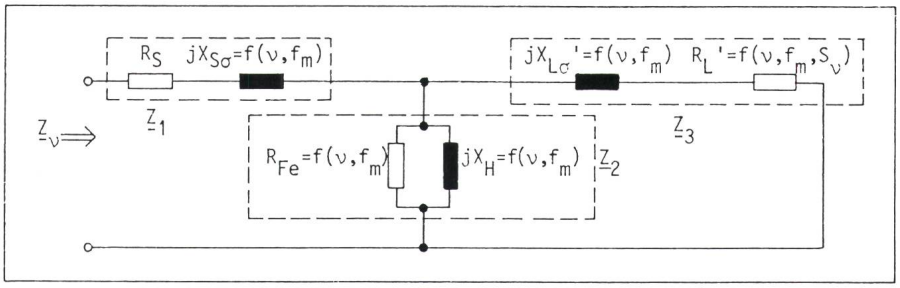
Bestimmen von R_{Fe}

Bei der Bestimmung von R_{Fe} kann die Formel für X_H übernommen werden, wenn anstelle der Blindleistung Q die Wirkleistung P gesetzt wird.

Zur Zerlegung der gesamten Leerlaufverluste in die Kupfer-, Reibungs- und Eisenverluste wird das bekannte Verfahren zur «Trennung der Verluste» angewendet. R_{Fe} bei 50 Hz:

$$R_{Fe} = \frac{U^2}{P} = \frac{(\underline{U}_L - R_s \cdot \underline{I}_L - X_{L\sigma} \cdot \underline{I}_L)^2}{P_{(Fe+Reib)} - P_{Reib}} = 3100\,\Omega \quad (11)$$

Die Eisenverluste P_{Fe} teilen sich in die Hystereseverluste P_H und die Wirbelstromverluste P_W auf. P_H ist von f und B^2, P_W von f^2 und B^2 abhängig. Nach



Figur 4 Ersatzschaltbild eines Asynchronmotors, gültig für einen Strang

[8] machen bei kleinen Motoren die Hystereseverluste bei 50 Hz rund 70% der Eisenverluste aus. Somit ist eine frequenzabhängige Beschreibung von P_{Fe} bzw. dann auch R_{Fe} möglich.

$$R_{Fe} = \frac{(U \cdot f/50)^2}{0{,}7\, P_{Fe} \cdot f/50 + 0{,}3\, P_{Fe}\,(f/50)^2} \quad (12)$$

Bestimmen von $X_{L\sigma}'$ und R_L'

$X_{L\sigma}'$ und R_L' bei 50 Hz: Durch Festbremsen des Läufers ist der Schlupf $s = 1$. Somit wirkt im Läufer neben $X_{L\sigma}'$ nur noch $R_L'/s = R_L'$, da die relativ hochohmigen Bauteile R_{Fe} und X_H über den Läuferkreis kurzgeschlossen sind.

$$X_{L\sigma}' = \frac{S_K \cdot \sin\varphi}{I_k^2} - X_{S\sigma} = 3{,}5\,\Omega \quad (13)$$

$$R_L' = \frac{P_K}{I_K^2} - R_s = 2{,}7\,\Omega \quad (14)$$

$X_{L\sigma}'$ und R_L' als Funktion der Frequenz: Wegen der beabsichtigten Stromverdrängung im Rotor eines Kurzschlussläufermotors sind die Grössen $X_{L\sigma}'$ und R_L' stark frequenzabhängig. Die Berechnung dieser Grössen ist jedoch kaum möglich. Aus diesem Grunde wurde der Stromverdrängungseffekt im Bereich aller auftretenden Oberschwingungsfrequenzen (einige 100 Hz) gemessen. In Figur 5 sind die Werte für den Widerstand R_L' und die Induktivität L' von $X_{L\sigma}'$ in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Die Frequenzabhängigkeit der beiden Elemente kann durch Formeln $X_{L\sigma}'$, $R_L' = f\,(f_m)$ beschrieben werden.

5. Ergebnisse

Vor der Auswertung sind noch die Parameter zu bestimmen, die im Rechenprogramm frei gewählt werden können. Dazu gehören:

Grundschwingung $U_{eff} = f(f_m)$ (Fig.6) bzw. $A_{1\,eff} = f(f_m)$
Schaltfrequenz $f_s = f(f_m)$ (Fig. 2)
Zwischenkreisspannung (Pulshöhe) U_Z
Schlupf $s = f(f_m, M)$

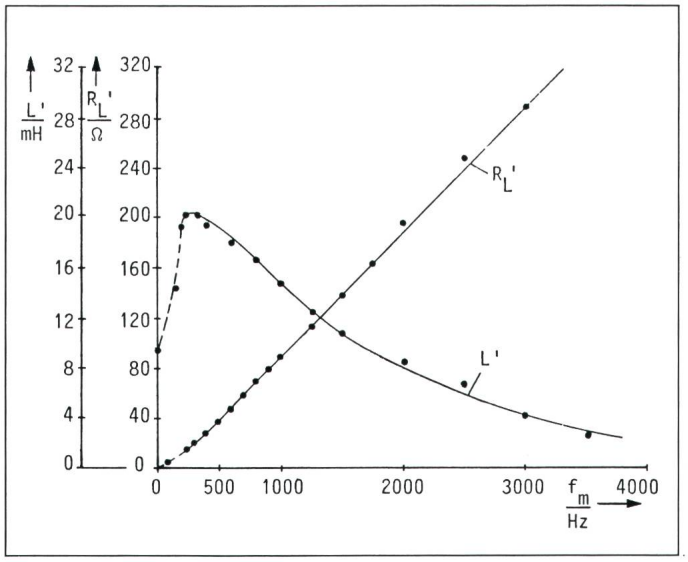
In den Figuren 7 und 8 ist in Verbindung mit Figur 2 zu erkennen, dass bei der Pulsumschaltung auf eine kleinere Pulszahl n die Oberschwingungsverluste zunehmen.

Nach diesen Pulsumschaltungen werden beim Erhöhen der Frequenz f_m die Verluste wegen des steigenden induktiven Motorwiderstandes jedoch wieder geringer. Dies ist im untersten Drehzahlbereich, in dem sich die Frequenzwerte in einem Bereich konstanter Pulse verdoppeln (z.B. von 2 Hz auf 4 Hz), deutlich zu erkennen.

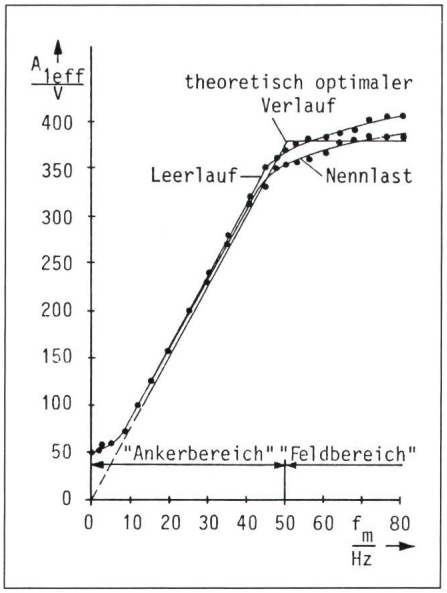
Es gibt aber auch Bereiche, in denen die Oberschwingungsverluste nach dem Umschalten steigen. Hier macht sich die U/f-Kennlinie bemerkbar. Denn durch die steigende Grundschwingungsspannung steigen auch die Oberschwingungen stärker als der induktive Widerstand des Motors, was dann zu einer Erhöhung der Oberschwingungsverluste führt.

Die relativ kleinen Sprünge der Verluste, die im Bereich der niedrigsten Pulszahl liegen (bei $f_m \approx 72$ Hz), sind auf die Tatsache zurückzuführen, dass die Mindestein- bzw. hier die Mindestausschaltzeit der Pulse unterschritten wird und mit einem Mal viele nah aneinanderliegende Pulsblöcke zu grossen Pulsblöcken zusammengefasst werden (auf die Berücksichtigung der Mindesteinschaltzeit wurde hier nicht eingegangen, obwohl das Programm dieses berücksichtigt).

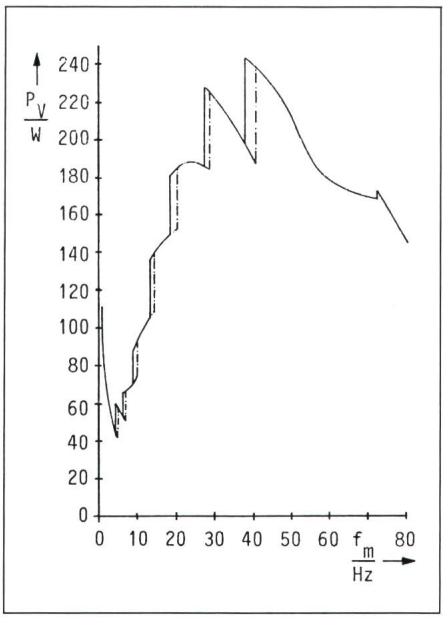
Bei fallender Motorfrequenz gehen aufgrund der Hystereseerscheinungen der Pulsumschaltungen (Fig. 2) die für den Motor ungünstigeren (geringeren) Pulszahlen in niedrigere Frequenzbereiche. Somit entstehen in gewissen Bereichen höhere Oberschwingungsverluste als bei steigender Motorfrequenz (Fig. 7).



Figur 5
R_L' und L' über das gemessene Frequenzspektrum

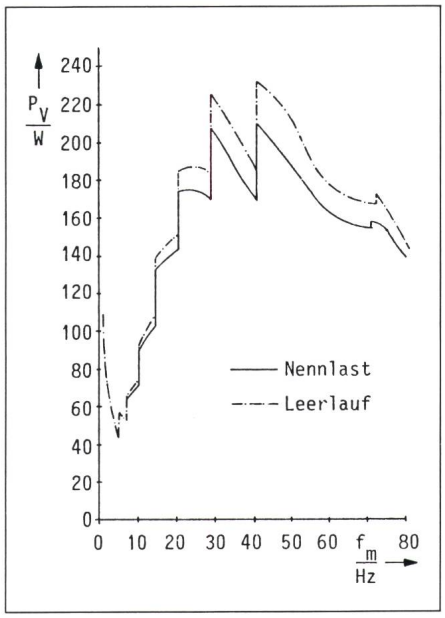


Figur 6 Kennlinie $A_{1\,eff} = f\,(f_m)$ bei Leerlauf und Nennlast des Motors



Figur 7 Oberschwingungsverluste $P_v = f\,(f_m)$ bei steigender und bei fallender Motorfrequenz im Leerlauf

------- steigende Motorfrequenz
——— fallende Motorfrequenz



Figur 8 Oberschwingungsverluste $P_v = f(f_m)$ bei Nennlast und im Leerlauf bei steigender Motorfrequenz

Nennlast: Nenndrehmoment 0...50 Hz
>50 Hz Nennleistung des Motors

Die Oberschwingungsverlustwerte bei Nennlast sind geringer als diejenigen bei Leerlauf. Dies ist einmal begründet durch die niedrigere Zwischenkreisspannung, welche Pulsblökke bildet, die dem idealen Sinus besser angenähert sind, und zum anderen durch die Tatsache, dass bei Nennlast die Grundschwingungsaussenleiterspannung A_{1eff} (Fig. 6) in weiten Bereichen geringer ist als bei Leerlauf und somit auch die Oberschwingungenamplituden entsprechend kleiner sind.

Die rechnerisch ermittelten Werte sind mit Hilfe eines breitbandigen 3-Phasen-Leistungsmessers bei 50 Hz im Leerlauf (Leerlaufleistung mit Frequenzumrichter abzüglich der Leerlaufleistung am Sinusnetz bei gleicher Grundschwingung A_1) sowie in den Pulsumschaltsprüngen bestätigt worden. Die Abweichungen liegen unter 10%.

Im Verhältnis zur Nennleistung sind die Oberschwingungsverluste gering (z.B. ca. 200 W bei 50 Hz). Vergleicht man sie jedoch mit der Motorverlustleistung bei Netzspeisung, können sie stark ins Gewicht fallen. Ein moderner 5,5-kW-Drehstrommotor weist bei Nennbetrieb etwa 700 W Verlustleistung auf. Dieser steht eine zusätzliche Oberschwingungserwärmung von 200 W gegenüber.

Literatur

[1] *F. Zach:* Leistungselektronik: Bauelemente - Leistungskreise - Steuerungskreise - Beeinflussungen. Wien/New York, Springer-Verlag, 1979.

[2] *W. Blaesner:* Frequenzvariable Motorsteuerung mit sinusbewerteter Pulsdauermodulation. IC steuert Drehstrommotor. Elektronik-Sonderheft: Elektronische Motorsteuerungen (1983), S. 89...92.

[3] *H. Stemmler:* Ein- und mehrpulsige Unterschwingungswechselrichter, Steuerverfahren, Strom- und Spannungsverhältnisse. Control in power electronics and electrical drive. IFAC-Symposium, Düsseldorf, October 7...9, 1974; vol. 1, p. 457...472.

[4] *T.M. Undeland* and *S.B. Jensen:* Power transistor converter with new, fast response regulator. Control in power electronics and electrical drive. IFAC-Symposium, Düsseldorf, October 7...9. 1974; vol. 1, p. 473...486.

[5] *W. Deleroi:* Bestimmung von Asynchronmaschinen-Parametern aus Lastmessungen. ETZ-Archiv 7(1985)10, S. 329...336.

[6] *M.O. Kahlil:* Teilanalytisches Verfahren zur Berechnung der Eingangsparameter von Asynchonmotoren für frequenzgestellte Antriebe auf Halbleiterbasis. ETZ-Archiv 2(1980)12, S. 347...350.

[7] *H. Kleinrath:* Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen. Wien/New York, Springer-Verlag, 1980.

[8] *W. Schuisky:* Berechnung elektrischer Maschinen. Wien, Springer-Verlag, 1960.

[9] *J. Klamt:* Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen. Asynchronmotor, Synchronmaschine, Gleichstrommaschine, elektrische Schlupfkupplung. Berlin/Göttingen/Heidelberg, Springer-Verlag, 1962.

[10] *D. Alexa:* Vergleich zwischen Pulsbreiten- und Pulsamplituden-Modulation zur Speisung von Drehstrom-Asynchronmotoren. Bull. SEV/VSE 77(1986)5, S. 238..242.