

Identifikation der Parameter der Asynchronmaschine während des geregelten Betriebes

Ulrich Beckert, TU BA Freiberg
Henri Arnold, TU BA Freiberg

Zusammenfassung

Die Identifikation der Parameter von Asynchronmotoren ist besonders für die feldorientierte Regelung bedeutsam. Im Beitrag wird ein neues Verfahren vorgestellt, das alle interessierenden elektrischen und mechanischen Parameter der Asynchronmaschine während des normalen geregelten Betriebes identifiziert. Wesentliche Merkmale des Verfahrens sind die Verwendung eines Testsignals und die Vermeidung der Differentiation mittels sog. MOD-Funktionen. Es wird auch über eine Kontrolle der identifizierten Parameter berichtet.

Identification of Parameters of Asynchronous Machine During Field-Orientedly Controlled Operation

Ulrich Beckert, TU BA Freiberg
Henri Arnold, TU BA Freiberg

Abstract

Parameter identification of asynchronous machines especially is important for the field-oriented control. In this paper a new procedure is proposed, which identifies all relevant electrical and mechanical parameters of the asynchronous machine during common field-orientedly controlled operation. Main features of the new procedure are the use of a test signal and the avoidance of differentiation by the help of so-called modulating functions (MOD-functions). Additionally, the paper deals with the check of the identified parameters.

Identifikation der Parameter der Asynchronmaschine während des geregelten Betriebes

Ulrich Beckert, TU Bergakademie Freiberg, Institut für Elektrotechnik
Henri Arnold, TU Bergakademie Freiberg

1 Einleitung

Die Identifikation der elektrischen Parameter von Asynchronmaschinen (ASM) ist sowohl für die feldorientierte Regelung und die Zustandsüberwachung als auch für eine effektive Diagnose der produzierten Motoren bedeutsam. Viele Hersteller und Anwender fordern heute zur Qualitätssicherung eine möglichst vollständige Diagnose der Motoren.

Obwohl die Feldorientierte Regelung (FOR) von Asynchronmotoren heute Stand der Technik ist, stellt ihre Empfindlichkeit gegenüber Parameterverstimmungen weiterhin ein Problem dar, das teilweise nur unbefriedigend gelöst ist: Bei der FOR erfolgt bekanntlich die gesamte Regelung in einem am Läuferflussraumzeiger orientierten Koordinatensystem, wodurch eine getrennte Beeinflussung der flussbildenden und drehmomentbildenden Stromkomponenten analog zur kompensierten fremderregten Gleichstrommaschine möglich ist. Die Bestimmung der momentanen Lage und des momentanen Betrages des Läuferflussraumzeigers erfolgt heute durchweg mit Hilfe eines parallelen Motormodells. Alle Schätzverfahren für den Läuferfluss, denen ein Modell zugrunde liegt, haben den Nachteil, dass das Parallelmodell nur dann den Motorzustand richtig wiedergibt, wenn die Modellparameter mit den aktuellen Motorparametern übereinstimmen. Während des Betriebes können sich der Ständer- und der Läuferwiderstand erwärmungsbedingt um bis zu 50% ändern. Änderungen der Hauptinduktivität sind zu berücksichtigen, wenn der Motor auch im Feldschwächbereich betrieben wird. Dieser Umstand führt dazu, dass eine Vielzahl von Verfahren entwickelt wurden, die die Läuferzeitkonstante, den besonders relevanten Motorparameter während des Betriebes identifizieren und ihren Wert im meistens verwendeten $i_{1,n}$ -Modell nachstellen [4...13]. Dabei wird immer vorausgesetzt, dass alle übrigen Motorparameter genau bekannt sind.

Im Beitrag wird ein neues Verfahren vorgestellt, das alle interessierenden elektrischen und mechanischen Parameter der Asynchronmaschine on-line während des geregelten Betriebes identifiziert. Dazu werden die α - und β -Komponenten des Ständerspannungs- und des Ständerstromraumzeigers sowie die Drehzahl gemessen. Wesentliche Merkmale des Verfahrens sind die Verwendung eines Testsignals sowie die Vermeidung der Differentiation gemessener Größen

durch eine Signalvorverarbeitung mittels sog. MOD-Funktionen. Die Parameterschätzung erfolgt mit dem rekursiven Least-Squares-Algorithmus.

2 Modell des Asynchronmotors

Der Parameteridentifikation liegt das bekannte mathematische Modell der stromverdrängungsfreien Asynchronmaschine im ständerbezogenen Koordinatensystem $\alpha, j\beta$ zugrunde [1]:

$$\frac{d\underline{\psi}_1}{dt} = \underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1 \qquad \frac{d\underline{\psi}_2}{dt} = j n \underline{\psi}_2 - R_2 \underline{i}_2 \qquad (1,2)$$

$$\underline{\psi}_1 = X_1 \underline{i}_1 + X_h \underline{i}_2 \qquad \underline{\psi}_2 = X_h \underline{i}_1 + X_2 \underline{i}_2 \qquad (3,4)$$

$$m_i = \underline{\psi}_1 \times \underline{i}_1 = \frac{X_h}{X_2} (\underline{\psi}_2 \times \underline{i}_1) \qquad (5)$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{T_A} (m_i - m_w) \qquad (6)$$

Darin sind \underline{u}_1 der Raumzeiger der Ständerspannung, $\underline{\psi}_1, \underline{\psi}_2$ die Raumzeiger des Ständer- und Läuferflusses, $\underline{i}_1, \underline{i}_2$ die Raumzeiger der Ständer- und Läuferströme, R_1, R_2 die Ständer- und Läuferwiderstände,

$$X_1 = X_h + X_{\sigma 1} \qquad X_2 = X_h + X_{\sigma 2} \qquad (7)$$

die Ständer- und Läuferreaktanzen, X_h die Hauptfeldreaktanz und $X_{\sigma 1}, X_{\sigma 2}$ die Ständer- und Läuferstreureaktanzen.

Dieses Gleichungssystem gilt unter den idealisierenden Annahmen eines

- vollkommen symmetrischen Aufbaus der Maschine,
- sinusförmigen Luftspaltfeldes,
- konstanten Sättigungszustandes sowie unter
- Vernachlässigung der Stromverdrängung und der Eisenverluste.

Für die verwendeten komplexen Raumzeiger gilt die Definition nach KOVACS [2].

Für den Ständerstromraumzeiger gilt z.B.

$$\underline{i}_1 = \frac{2}{3} \left[\underline{i}_{1a}(t) + \underline{a} \underline{i}_{1b}(t) + \underline{a}^2 \underline{i}_{1c}(t) \right] = i_{1\alpha} + j i_{1\beta} \quad , \quad (8)$$

wobei i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} die Augenblickswerte der Ständerstrangströme und $\underline{a} = e^{j^{2\pi/3}}$ sind.

Alle vorkommenden Variablen und Parameter sind normiert. Dabei wurden folgende Bezugsgrößen (Index B) verwendet:

$$\begin{aligned} f_B &= f_{1n} & U_B &= \sqrt{2} U_{1n} \\ n_B &= \frac{f_{1n}}{p} & I_B &= \sqrt{2} I_{1n} \\ \omega_B &= \omega_{1n} = 2\pi f_{1n} & R_B &= X_B = \frac{U_B}{I_B} \\ t_B &= \frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{2\pi f_{1n}} & \Psi_B &= \frac{U_B}{\omega_B} = \frac{\sqrt{2} U_{1n}}{2\pi f_{1n}} \\ M_B &= \frac{P_B}{\omega_B / p} = \frac{3 p U_{1n} I_{1n}}{2\pi f_{1n}} \quad , \end{aligned} \quad (9)$$

wobei U_{1n} die Nennstrangspannung, I_{1n} der Nennstrangstrom und f_{1n} die Nennfrequenz sind.

$$T_A = \omega_B \frac{J \omega_B / p}{M_B} \quad (10)$$

ist die bezogene Anlaufzeitkonstante, die man bei der Normierung der Bewegungsgleichung erhält. J ist das Gesamtträgheitsmoment und p die Polpaarzahl.

3 Schätzgleichung der elektrischen Parameter

Im ersten Schritt werden die elektrischen Parameter ermittelt: Eliminiert man in den elektromagnetischen Systemgleichungen (1) bis (4) die Flussverkettungen und den Läuferstrom, so erhält man folgende komplexe Differentialgleichung zur Identifikation der elektrischen Parameter:

$$\vartheta_1 \left[\frac{d^2 \underline{i}_1}{dt^2} - j \frac{d(n \cdot \underline{i}_1)}{dt} \right] + \vartheta_2 \frac{d\underline{i}_1}{dt} - \vartheta_3 \underline{u}_1 + \vartheta_4 \left[\frac{d\underline{i}_1}{dt} - j n \cdot \underline{i}_1 \right] + \vartheta_5 \underline{i}_1 = \frac{d\underline{u}_1}{dt} - j n \cdot \underline{u}_1 \quad (11)$$

bzw. getrennt in Real- und Imaginärteil

$$\vartheta_1 \left[\frac{d^2 i_{1\alpha}}{dt^2} + \frac{d(n \cdot i_{1\beta})}{dt} \right] + \vartheta_2 \frac{di_{1\alpha}}{dt} - \vartheta_3 u_{1\alpha} + \vartheta_4 \left[\frac{di_{1\alpha}}{dt} + n \cdot i_{1\beta} \right] + \vartheta_5 i_{1\alpha} = \frac{du_{1\alpha}}{dt} + n \cdot u_{1\beta} \quad (12)$$

$$\vartheta_1 \left[\frac{d^2 i_{1\beta}}{dt^2} - j \frac{d(n \cdot i_{1\alpha})}{dt} \right] + \vartheta_2 \frac{di_{1\beta}}{dt} - \vartheta_3 u_{1\beta} + \vartheta_4 \left[\frac{di_{1\beta}}{dt} - n \cdot i_{1\alpha} \right] + \vartheta_5 i_{1\beta} = \frac{du_{1\beta}}{dt} - n \cdot u_{1\alpha} \quad (13)$$

mit den nicht voneinander unabhängigen mathematischen Parametern

$$\begin{aligned} \vartheta_1 &= \sigma X_1 & \vartheta_2 &= \frac{X_1}{T_2} = \frac{X_1}{X_2} R_2 & \vartheta_3 &= \frac{1}{T_2} = \frac{R_2}{X_2} \\ \vartheta_4 &= R_1 & \vartheta_5 &= \frac{R_1}{T_2} \end{aligned} \quad (14)$$

Darin ist

$$\sigma = 1 - \frac{X_h^2}{X_1 X_2}$$

die Gesamtstreuiziffer.

Unter Annahme gleicher Ständer- und Läuferstreuung

$$X_{\sigma 1} \approx X_{\sigma 2}$$

lassen sich aus den mathematischen Parametern $\vartheta_1 \dots \vartheta_5$ alle elektrischen Motorparameter ermitteln:

$$X_1 = \frac{\vartheta_3}{\vartheta_2} \quad \sigma = \frac{\vartheta_1 \vartheta_3}{\vartheta_2} \quad R_1 = \vartheta_4 = \frac{\vartheta_5}{\vartheta_3} \quad (15)$$

$$T_1 = \frac{X_1}{R_1} = \frac{\vartheta_2}{\vartheta_3 \vartheta_4} \quad T_2 = \frac{X_2}{R_2} = \frac{1}{\vartheta_3} \quad (16)$$

Bei gleicher Ständer- und Läuferstreuung gilt weiterhin:

$$X_2 = X_1 \quad X_h = \sqrt{1-\sigma} X_1$$

$$X_{\sigma 1} = X_{\sigma 2} = X_1 - X_h = (1-\sqrt{1-\sigma})X_1 \approx \frac{1}{2}\sigma X_1 = \frac{1}{2}\vartheta_1$$

$$R_2 = \frac{X_2}{X_1} \vartheta_2 = \vartheta_2 \quad (17)$$

Kann der Ständerwiderstand R_1 als bekannt vorausgesetzt werden, so vereinfacht sich die Identifikation der elektrischen Parameter erheblich:

$$\vartheta_1 \left[\frac{d^2 \underline{i}_1}{dt^2} - j \frac{d(n \cdot \underline{i}_1)}{dt} \right] + \vartheta_2 \frac{d\underline{i}_1}{dt} - \vartheta_3 [\underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1] = \frac{d\underline{u}_1}{dt} - R_1 \frac{d\underline{i}_1}{dt} - j n [\underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1] \quad (18)$$

$$\vartheta_1 \left[\frac{d^2 \underline{i}_{1\alpha}}{dt^2} + \frac{d(n \cdot \underline{i}_{1\beta})}{dt} \right] + \vartheta_2 \frac{d\underline{i}_{1\alpha}}{dt} - \vartheta_3 [\underline{u}_{1\alpha} - R_1 \underline{i}_{1\alpha}] = \frac{d\underline{u}_{1\alpha}}{dt} - R_1 \frac{d\underline{i}_{1\alpha}}{dt} + n [\underline{u}_{1\beta} - R_1 \underline{i}_{1\beta}] \quad (19)$$

$$\vartheta_1 \left[\frac{d^2 \underline{i}_{1\beta}}{dt^2} - \frac{d(n \cdot \underline{i}_{1\alpha})}{dt} \right] + \vartheta_2 \frac{d\underline{i}_{1\beta}}{dt} - \vartheta_3 [\underline{u}_{1\beta} - R_1 \underline{i}_{1\beta}] = \frac{d\underline{u}_{1\beta}}{dt} - R_1 \frac{d\underline{i}_{1\beta}}{dt} - n [\underline{u}_{1\alpha} - R_1 \underline{i}_{1\alpha}] \quad (20)$$

4 Signalvorverarbeitung mittels MOD-Funktion

Will man die Motorparameter, d.h. die Koeffizienten der Differentialgleichungen (11) bzw. (18) ermitteln, so müssen außer der Ständerspannung und dem Ständerstrom auch deren vorkommende Ableitungen bekannt sein. Die Erzeugung von Ableitungen der gemessenen Zeitfunktionen $\underline{u}_{1\alpha}(t)$, $\underline{u}_{1\beta}(t)$, $\underline{i}_{1\alpha}(t)$ und $\underline{i}_{1\beta}(t)$ ist wegen der dabei auftretenden Verstärkung der Messstörungen nicht sinnvoll. Im Folgenden wird ein Weg gewählt, bei dem durch eine Signalvorverarbeitung die Erzeugung der Ableitungen umgangen werden kann. Mit diesem in [15] entwickelten Verfahren wurden schon bei der Identifikation der Parameter von Kleinmotoren [16, 17] und Glättungsrosseln [18] sowie bei der Identifikation der elektrischen Parameter von Asynchronmotoren im Stillstand [21, 23] sehr gute Ergebnisse erzielt.

Beide Seiten der Differentialgleichung (12) werden mit einer Gewichtsfunktion $g(t)$ gefaltet (* Faltungsoperator):

$$\vartheta_1 \left[(g * \ddot{i}_{1\alpha})_T + (g * (\dot{n} \cdot \dot{i}_{1\beta}))_T \right] + \vartheta_2 (g * \dot{i}_{1\alpha})_T - \vartheta_3 (g * u_{1\alpha})_T \\ + \vartheta_4 \left[(g * \dot{i}_{1\alpha})_T + (g * (\dot{n} \cdot \dot{i}_{1\beta}))_T \right] + \vartheta_5 (g * i_{1\alpha})_T = (g * \dot{u}_{1\alpha})_T + (g * (\dot{n} \cdot u_{1\beta}))_T$$

Für das Faltungsprodukt $(g * \dot{x})_t$ gilt bekanntlich

$$(g * \dot{x})_t = \int_0^t g(t-\tau) \dot{x}(\tau) d\tau .$$

Wählt man die Gewichtsfunktion $g(t)$ so, dass sie die Bedingungen

$$g(t) \neq 0 \quad \text{für } t \in [0, T], \quad g(0) = g(T) = 0, \quad \dot{g}(0) = \dot{g}(T) = 0 \quad (21)$$

erfüllt, so gilt speziell für $t = T$:

$$(g * \dot{x})_T = -(\dot{g} * x)_T \quad (g * \ddot{x})_T = (\ddot{g} * x)_T, \quad (22)$$

wie sich durch partielle Integration zeigen lässt [16]. Auf diese Weise erhält man aus der Differentialgleichung (12) folgende Schätzgleichung für die Motorparameter:

$$y = \vartheta_1 z_1 + \vartheta_2 z_2 + \vartheta_3 z_3 + \vartheta_4 z_4 + \vartheta_5 z_5 \quad (23)$$

wobei

$$y = -(\dot{g} * u_{1\alpha})_T + (g * (\dot{n} \cdot u_{1\beta}))_T \\ z_1 = (\ddot{g} * i_{1\alpha})_T - (\dot{g} * (\dot{n} \cdot \dot{i}_{1\beta}))_T \\ z_2 = -(\dot{g} * i_{1\alpha})_T \quad (24) \\ z_3 = -(g * u_{1\alpha})_T \\ z_4 = -(\dot{g} * i_{1\alpha})_T + (g * (\dot{n} \cdot \dot{i}_{1\beta}))_T \\ z_5 = (g * i_{1\alpha})_T$$

Bemerkenswert ist, dass die Schätzgleichung (23) frei von Ableitungen der Eingangs- und der Zustandsgrößen ist. Durch diese spezielle Signalvorverarbeitung werden die zeitlichen Ableitungen von Messgrößen auf die problemlosen Ableitungen einer Gewichtsfunktion zurückgeführt.

Im **Bild 1** sind die verwendete Gewichtsfunktion

$$g(t) = \left[\frac{\cos \omega_{\text{MOD}} t - 1}{2} \right]^2 \quad (25)$$

sowie ihre erste und zweite Ableitung dargestellt. Eine solche Gewichtsfunktion bezeichnet man auch als Modulationsfunktion.

Gl. (23) liefert nach jedem Messzyklus ($t = T$) eine Messgleichung, wie man sie bei einem statischen System mit einer Ausgangsgröße erhalten würde.

5 Schätzgleichung der mechanischen Parameter

Nachdem im ersten Schritt die elektrischen Parameter der Asynchronmaschine identifiziert worden sind, werden im zweiten Schritt die mechanischen Parameter im dynamischen Betrieb identifiziert. Grundlage bildet die Bewegungsgleichung (6):

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{T_A} m_i - \frac{1}{T_A} m_w$$

Für das Widerstandsmoment wird dabei der Ansatz

$$m_w = m_{w0} \text{sign}(n) + c_1 n + c_2 n^2 \quad (26)$$

gewählt.

Das benötigte Luftspaltmoment m_i liefert ein parameterunempfindlicher Drehmoment-Beobachter der ASM, dem die im ersten Schritt identifizierten elektrischen Parameter zugrunde liegen. Dieser Drehmoment-Beobachter basiert auf dem \underline{u}_1, n -Modell der ASM und ist in [20] dargestellt.

Nach Anwendung der MOD-Funktion auf die Gln. (6) und (26) erhält man folgende Schätzgleichung für die mechanischen Motorparameter

$$y_m = \vartheta_{m1} z_{m1} + \vartheta_{m2} z_{m2} + \vartheta_{m3} z_{m3} \quad , \quad (27)$$

wobei

$$y_m = -(\dot{g} * n)_T$$

$$z_{m1} = (g * m_1)_T \quad z_{m2} = -(g * \text{sign}(n))_T \quad z_{m3} = -(g * n)_T \quad (28)$$

mit den Parametern

$$\vartheta_{m1} = \frac{1}{T_A} \quad \vartheta_{m2} = \frac{m_{w0}}{T_A} \quad \vartheta_{m3} = \frac{c_1}{T_A} \quad (29)$$

6 Auswahl der Anregung

Im Folgenden wird vorausgesetzt, dass der ASM aus einem Pulswechselrichter gespeist und feldorientiert geregelt wird. Es liege die in **Bild 2** dargestellte Struktur der FOR mit unterlagerter Regelung der flussbildenden (i_{1x}) und drehmomentbildenden (i_{1y}) Ständerstromkomponenten vor. Die Stromregelkreise und die Läuferflussregelkreise sind nach dem Betragsoptimum, der Drehzahlregelkreis nach dem symmetrischen Optimum eingestellt.

Für eine erfolgreiche Identifikation der Parameter müssen nach [19] alle im Modell enthaltenen Eigenwerte fortdauernd und ausreichend angeregt werden. Der normale geregelte Betrieb und insbesondere der eingeschwungene Zustand stellen keine ausreichende Anregung für eine Parameteridentifikation dar. Im läuferflussbezogenen Koordinatensystem (x, jy) verlaufen hierbei alle interessierenden Systemgrößen ($u_1, i_1, \psi_h, \psi_\sigma, n, m_i$) als Gleichgrößen.

Da die elektrischen Parameter sowohl den Hauptfluss als auch den Streufluss der ASM repräsentieren, müssen beide Flüsse ausreichend angeregt werden. Hier wird vorgeschlagen, dazu dem Läuferflusssollwert ψ_{2x}^* ein kleines sinusförmiges Testsignal

$$\Delta \psi_{2x}^*(t) = \Delta \hat{\psi}_{2x}^* \sin(\omega_{\text{Test}} t)$$

zu überlagern.

Die Amplitude des Testsignals $\Delta \hat{\psi}_{2x}^*$ muss dabei so klein gewählt werden, dass der normale Betrieb der FOR (durch Pendelungen des Luftspaltmomentes) nicht gestört wird. Bei der Wahl der Frequenz des Testsignals ist zu beachten, dass die feldorientierte Regelung in dem mit ω_1 rotierenden Koordinatensystem (x, jy) erfolgt, so dass nach der Transformation des Testsignals in ständerbezogene Koordinatensysteme ($\alpha, j\beta$) Signalanteile mit

$$(\omega_1 + \omega_{\text{Test}}) \quad \text{und} \quad (\omega_1 - \omega_{\text{Test}})$$

entstehen, wobei immer

$$\omega_1 = \omega_2 + n \approx n$$

gilt. Zur Ermittlung der optimalen Frequenz des Testsignals wurden umfangreiche Simulationsrechnungen (mit MATLAB) durchgeführt. Die wichtigen Einflüsse von Drehzahl und Belastung auf die Frequenz des Testsignals zeigen die **Bilder 3** und **4**.

Dargestellt sind die mittlere Varianz der elektrischen Parameter in Abhängigkeit von der Frequenz des Testsignals und von der normierten Drehzahl bzw. vom normierten Drehmoment. Die Ergebnisse der Simulationsrechnungen lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

- Oberhalb einer Mindestbelastung von $m_{\min} \approx 0.1$ hat das Drehmoment nur geringen Einfluss auf die Qualität der Identifikation.
- Die Frequenz des Testsignals sollte etwa um 10 Hz niedriger als die doppelte Drehfrequenz, jedoch nicht unterhalb von 40 Hz, gewählt werden. Vielfache von f_1 müssen vermieden werden.
- Es ist ein Signal/Rausch-Verhältnis von besser 40 dB erforderlich.
- Real- und Imaginärteil der Schätzgleichung (11) liefern gleichwertige Ergebnisse.
- Eine tiefere als 6fache Verschachtelung der Filterperioden bei der Datenaufnahme bringt keine Verbesserung der Ergebnisse mehr.

7 Simulation des Verfahrens

In den **Bildern 5** und **6** wird über die Simulation der Parameteridentifikation mit Testsignal berichtet: Der ASM wird feldorientiert geregelt mit dem Sollwert $n^* = 0.3$ betrieben. Das Widerstandsmoment ist zeitlich konstant gleich Nennmoment ($m_w = 1.0$), d.h., es wird der ungünstigste Fall simuliert, bei dem keine zusätzliche Anregung der ASM durch das Lastmoment erfolgt. Dem Läuferflusssollwert ψ_2^* wird ein kleines sinusförmiges Testsignal

$$\Delta \psi_{2x}^*(t) = \Delta \hat{\psi}_{2x}^* \sin(\omega_{\text{Test}} t) \quad (30)$$

mit $\Delta \hat{\psi}_{2x}^* = 0.01$ und $f_{\text{Test}} = 40$ Hz

überlagert. In **Bild 5** sind die zeitlichen Verläufe der wichtigsten Systemgrößen im läuferflussbezogenen Koordinatensystem (x, jy) dargestellt.

Das erste Teilbild lässt erkennen, dass bei einer Einstellung der Stromregelkreise und des Läuferflussregelkreises nach dem Betragsoptimum der Istwert des Läuferflusses $\Delta \psi_{2x}$ dem Sollwert $\Delta \psi_{2x}^*$ geringfügig verzögert folgt.

Das zweite Teilbild zeigt, dass sowohl der Hauptfluss ψ_h als auch der Streufluss $\psi_{\sigma 1}$ angeregt werden.

Im dritten Teilbild sind die zeitlichen Verläufe der fluss- und drehmomentbildenden Ständerstromkomponenten i_{1x} und i_{1y} dargestellt.

Das vierte Teilbild lässt erkennen, dass die durch das Testsignal entstehenden Pendelungen des Luftspaltmomentes $\Delta m_i(t)$ tolerierbar sind. Die Amplituden der Pendelmomente erreichen etwa 0.2% des Nennmomentes.

Bild 6 zeigt die schnelle Konvergenz der elektrischen Motorparameter. Bei der Signalvorverarbeitung ist $f_{\text{MOD}} = 50$ Hz gewählt worden.

8 Messergebnisse

Das vorgestellte Verfahren wurde auf einem Signalprozessor TMS 320C40 implementiert und an mehreren Asynchronmotoren im Leistungsbereich von 5 ... 10 kW experimentell erprobt.

Bild 7 zeigt die prinzipielle Struktur der Identifikation. Der ASM wird feldorientiert geregelt betrieben. Zur Identifikation der elektrischen Parameter wird dem Läuferfluss-Sollwert ψ_2^* ein kleines sinusförmiges Testsignal $\Delta \psi_{2x}^*(t)$ überlagert.

Ähnlich wie bei dem in [20] beschriebenen Drehmoment-Beobachter der ASM werden die Eingangsgrößen des Verfahrens, die Ständerspannungskomponenten $u_{1\alpha}, u_{1\beta}$ und die Ständerstromkomponenten $i_{1\alpha}, i_{1\beta}$ sowie die Drehzahl n frequenzanalog erfasst und dem Signalprozessor als optische Impulsfolgen zugeführt. Neben einer Reihe weiterer Vorteile zeichnet sich diese Lösung vor allem dadurch aus, dass die Potentialtrennung sicher gewährleistet ist und von der Leistungselektronik verursachte Störungen vom Signalprozessor ferngehalten werden.

Der Signalprozessor berechnet on-line zunächst die Faltungsintegrale von Gl. (24) bzw. (28) und anschließend mit Hilfe der in [19] dargestellten rekursiven Variante der Methode der kleinsten Quadrate die Motorparameter. Der Schätzalgorithmus wurde immer mit den Anfangswerten $\underline{\vartheta}(0) = 0$ gestartet.

In den **Bildern 8** und **9** wird über die Ermittlung der elektrischen und mechanischen Parameter eines vierpoligen 5,5 kW – Käfigläufermotors berichtet. **Bild 8** zeigt die Konvergenz der elektrischen Motorparameter. Der ASM wurde dabei mit dem Sollwert $n^* = 0.5$ betrieben. Die Filterfrequenz betrug $f_{\text{MOD}} = 50$ Hz .

Zur Identifikation der mechanischen Motorparameter wurde der Betriebsfall periodisches Reversieren mit den Umschalt Drehzahlen $n_u \approx \pm 1.0$ gewählt. **Bild 9** zeigt die Konvergenz der mechanischen Zeitkonstanten T_A sowie den zeitlichen Verlauf der Drehzahl. Die Ermittlung der elektrischen und der mechanischen Motorparameter benötigte jeweils etwa 10s.

9 Kontrolle der Parameter

Im dritten Verfahrensschritt erfolgt eine Kontrolle der identifizierten elektrischen und mechanischen Parameter. Hierzu wird der härteste dynamische Betriebsfall, das periodische Reversieren, gewählt. Hierbei wird der Asynchronmotor drehmoment geregelt betrieben. Beim Erreichen der Umschalt Drehzahlen n_u und n_o wird stets der Drehmoment-Sollwert m^* umgepolt.

Bei der ersten Kontrolle der identifizierten Parameter werden das Luftspaltmoment der ASM während des periodischen Reversierens parallel und in Echtzeit mit Hilfe

1. des \underline{i}_1, n - Modells
2. des \underline{u}_1, n - Modells
3. des $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modells
4. des m_1 - Beobachters nach [20] sowie
5. der Bewegungsgleichung (6) über m_b und m_w

berechnet und die Schätzergebnisse einander gegenübergestellt.

Bild 10 zeigt diese Gegenüberstellung für $n_u = 0.1$, $n_o = 0.9$ und $m^* \approx 0.3$.

Bei der zweiten Kontrolle der identifizierten Parameter werden die gemessene (n) und die in Echtzeit geschätzte (\hat{n}) Drehzahl beim periodischen Reversieren einander gegenübergestellt. Die Drehzahlschätzung basiert auf dem Prinzip des Modellabgleiches, einem sog. Modell reference adaptive system (MRAS) nach [24]. **Bild 11** zeigt das Signalflussbild dieser MRAS-Drehzahlschätzung: Als Referenz-Modell, das die Drehzahl nicht benötigen darf, wird das $\underline{u}_1, \underline{i}_1$ - Modell der Asynchronmaschine verwendet:

$$\frac{d\underline{\psi}_1}{dt} = \underline{u}_1 - R_1 \underline{i}_1 \quad (31)$$

$$\underline{\psi}_2 = \frac{X_2}{X_h} (\underline{\psi}_1 - \sigma X_1 \underline{i}_1) \quad (32)$$

Gl. (32) erhält man aus den Gln. (3) und (4). Als abzugleichendes Modell wird das \dot{i}_1, n -Modell der Asynchronmaschine im ständerbezogenen Koordinatensystem benutzt. Dieses wird durch folgende Differentialgleichung beschrieben [3]:

$$T_2 \frac{d\underline{\psi}_2}{dt} + \underline{\psi}_2 = jn T_2 \underline{\psi}_2 + X_h \dot{i}_1 \quad , \quad (33)$$

wobei T_2 die normierte Läuferzeitkonstante gemäß Gl. (16) ist. Mit beiden Modellen wird der Läuferflussraumzeiger $\underline{\psi}_2$ berechnet. Der Fehler dieser Läuferflussschätzung

$$e = \left| \underline{\psi}_2^{(S)} \times \underline{\psi}_2^{(L)} \right| \quad (34)$$

bewirkt über einen PI-Regler die Drehzahl-Adaption des \dot{i}_1, n -Modells. Dabei entspricht das Ausgangssignal des PI-Reglers dem Schätzwert für die Drehzahl.

Bild 12 zeigt eine Gegenüberstellung von gemessener und geschätzter Drehzahl. Die MRAS-Drehzahlschätzung im dynamischen Betrieb stellt ein scharfes Kriterium für die Qualität der identifizierten Motorparameter dar, da in die beiden zugrundeliegenden Motormodelle praktisch alle Motorparameter eingehen.

Literatur

- [1] Pfaff, F.: *Regelung elektrischer Antriebe*. Bd.1.; R. Oldenbourg Verlag, München-Wien 1994
- [2] Kovacs, K.P.; Racz, I.: *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen*. Bd. 1 und Bd. 2. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest 1959
- [3] Zägelein, W.: *Drehzahlregelung des Asynchronmotors unter Verwendung eines Beobachters mit geringer Parameterempfindlichkeit*. Diss. Univ. Erlangen-Nürnberg 1984
- [4] Schäfer, U.: *Feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine mit Feldschwächung unter Berücksichtigung der Eisensättigung und Erwärmung*. Diss. RWTH Aachen 1989
- [5] Schumacher, W.: *Mikrorechnergeregelter Asynchron-Stellantrieb*. Diss. TU Braunschweig 1985
- [6] Reitz, U.: *On-Line-Berechnung der Parameter der Asynchronmaschine bei schnell veränderlicher Belastung*. Diss. TH Darmstadt 1987
- [7] Schierling, H.: *Selbsteinstellendes und selbstanpassendes Antriebsregelsystem für die Asynchronmaschine mit Pulswechselrichter*. Diss. TH Darmstadt 1987
- [8] Schroedl, M.: *Entwurf und Aufbau eines nichtlinearen Parameterbeobachters für transient betriebene Asynchronmaschinen*. Diss. TU Wien 1987
- [9] Heinemann, G.: *Selbsteinstellende, feldorientierte Regelung für einen asynchronen Drehstromantrieb*. Diss. TU Braunschweig 1992
- [10] Ruff, M.: *Ein automatisiertes Verfahren zur off-line-Identifikation der elektrischen Parameter von pulswechselrichtergespeisten Asynchronmotoren*. Diss. Univ. GH Paderborn 1997
- [11] Baumann, T. : *Selbsteinstellung von Asynchronantrieben*. Diss. TU Dresden 1997
- [12] Chrzan, P. : *Selected synthesis issues of vector-controlled induction motor drives*. Zeszyty Nauk. P. Gdanskiej-Elektryka Nr. 85
- [13] Bünte, A.: *Selbsteinstellender Antrieb mit drehmomentoptimal betriebem Asynchronmotor*. Diss. Univ. GH Paderborn 1998
- [14] Schümann, U.; Orlik, B.: *Identifikation der elektrischen Parameter von Asynchronmaschinen im Stillstand*. IWK 1998 Ilmenau, Bd. 4, S. 640-645
- [15] Hillenbrand, F.: *Identifikation linearer zeitvarianter Systeme und ihre Anwendung auf Induktionsmaschinen*. Diss. TU Berlin 1982
- [16] Metzger, K.: *Eine Methode zur Prüfung von Kleinmotoren unter Einsatz eines Parameterschätzverfahrens*. Diss. TU Berlin 1983
- [17] Elten, D.: *Die Anwendung einer modellgestützten Identifikationsmethode zur Bestimmung elektrischer Parameter von Induktionsmotoren*. Diss. TU Berlin 1989
- [18] Filbert, D.; Metzger, K.: *Messung der Eigenschaften einer Glättungsdrossel bei Betriebsbedingungen*. etz Archiv 7 (1985), S. 85-88
- [19] Isermann R.: *Identifikation dynamischer Systeme*. Bd. 1 und 2.; Springer-Verlag, Berlin 1988
- [20] Beckert, U.; Neuber, W.: *Drehmoment-Beobachter für Asynchronmaschinen*. antriebstechnik 38 (1999) Heft 9, S. 79-83
- [21] Beckert, U.; Kertzsch, J.; Neuber, W.: *Identifikation der elektrischen Parameter der Asynchronmaschine im Stillstand*. antriebstechnik 40 (2001), H. 4, S. 116-120
- [22] Beckert, U.; Neuber, W.: *Parameteridentifikation von Asynchronmaschinen mit Stromverdrängungsläufer*. antriebstechnik 41 (2002), H. 2, S. 42-47
- [23] Kertzsch, J.: *Ein Verfahren zur Identifikation der elektrischen Parameter von Asynchronmaschinen*. Diss. TU Bergakademie Freiberg 2002
- [24] Schauder, C.: *Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers*. IEEE Trans. Industry Appl., Vol. 28, No. 5, 1992, pp. 1054-1061

Verzeichnis der Bildunterschriften

- Bild 1: Verwendete Gewichtsfunktion und ihre Ableitungen
- Bild 2: Zugrunde gelegte Struktur der FOR
- Bild 3: Parameter-Varianz in Abhängigkeit von der normierten Drehzahl
und der Frequenz des Testsignals für $m = 0,75$
- Bild 4: Parameter-Varianz in Abhängigkeit vom normierten Drehmoment
und der Frequenz des Testsignals für $n = 0,7$
- Bild 5: Parameteridentifikation mit Testsignal (Simulation)
Zeitlicher Verlauf der Systemgrößen bei
 $n = 0.3$; $m_w = 1.0$
 $f_{\text{Test}} = 40 \text{ Hz}$; $\Delta \hat{\psi}_{2x}^* = 0.01$
(Indizes x, y : Größen im läuferflussbezogenen Koordinatensystem)
- Bild 6: Parameteridentifikation mit Testsignal (Simulation)
Konvergenz der Parameter
 $n = 0.3$; $f_{\text{Test}} = 40 \text{ Hz}$; $f_{\text{MOD}} = 50 \text{ Hz}$
- Bild 7: Prinzipielle Struktur der Identifikation
- Bild 8: Identifikation der elektrischen Parameter (Messung)
Konvergenz der Parameter
- Bild 9: Identifikation der mechanischen Parameter im dynamischen Betrieb (Messung)
Konvergenz der mechanischen Zeitkonstanten
- Bild 10: Kontrolle der identifizierten Parameter
Zeitliche Verläufe des Luftspaltmomentes, berechnet mit verschiedenen
Motormodellen, sowie der Drehzahl beim periodischen Reversieren
- Bild 11: Signalflussbild der MRAS-Drehzahlschätzung
- Bild 12: Kontrolle der identifizierten Parameter
Zeitliche Verläufe der gemessenen (n) und geschätzten (\hat{n}) Drehzahl
beim periodischen Reversieren

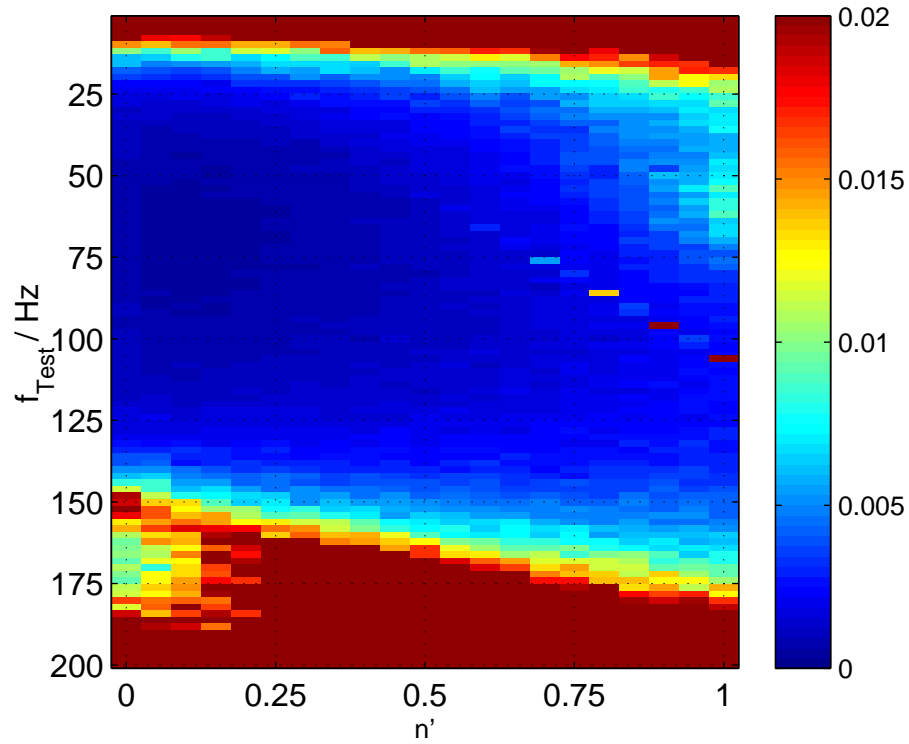


Bild 3: Parameter-Varianz in Abhängigkeit von der normierten Drehzahl und der Frequenz des Testsignals für $m = 0,75$

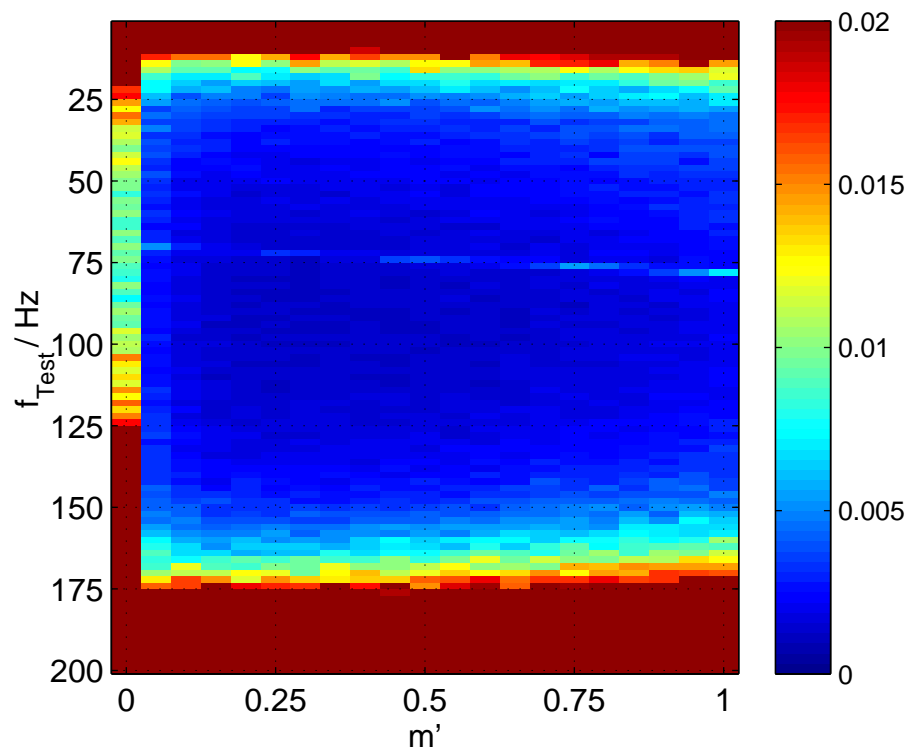


Bild 4: Parameter-Varianz in Abhängigkeit vom normierten Drehmoment und der Frequenz des Testsignals für $n = 0,7$

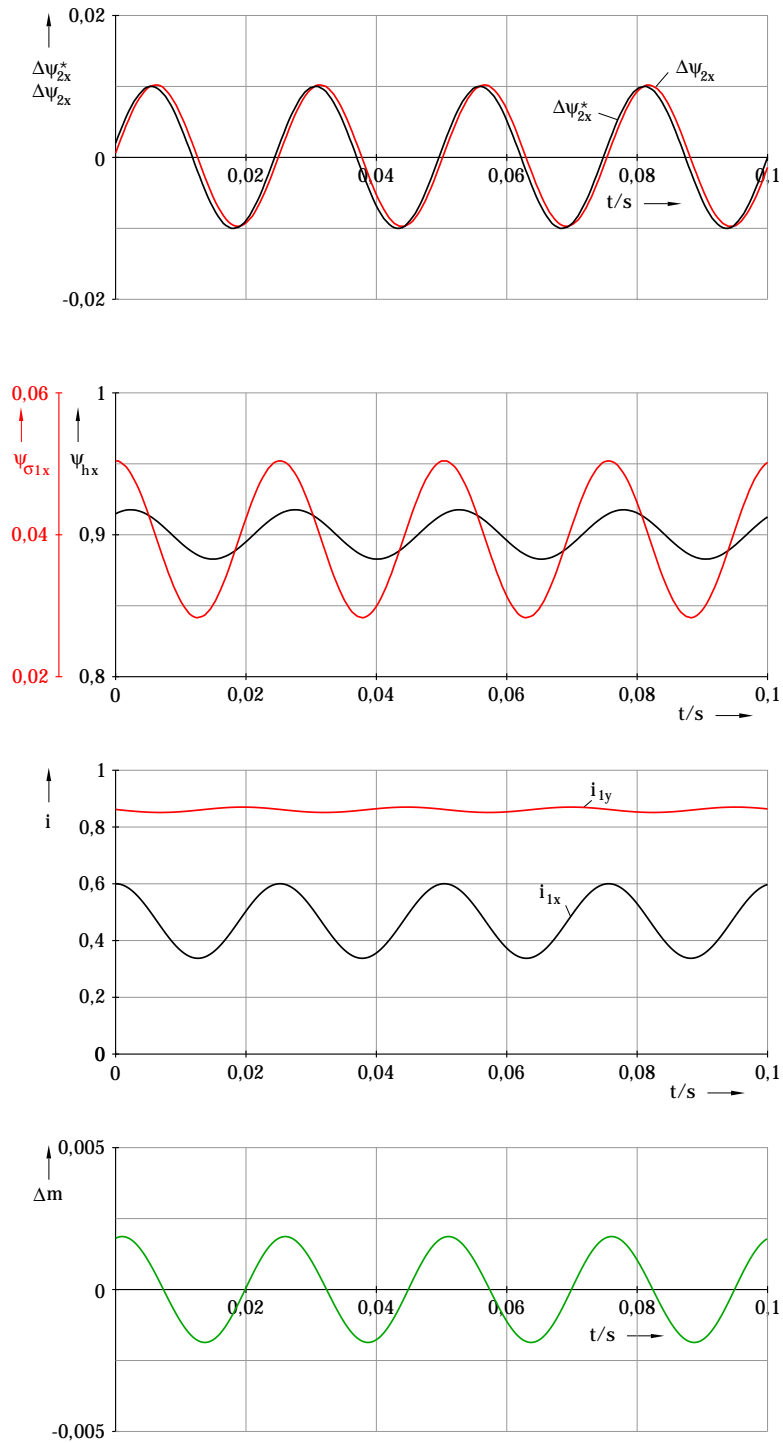


Bild 5: Parameteridentifikation mit Testsignal (Simulation)

Zeitlicher Verlauf der Systemgrößen bei

$$n = 0.3 ; \quad m_w = 1.0$$

$$f_{\text{Test}} = 40 \text{ Hz} ; \quad \Delta \hat{\psi}_{2x}^* = 0.01$$

(Indizes x, y: Größen im läuferflussbezogenen Koordinatensystem)

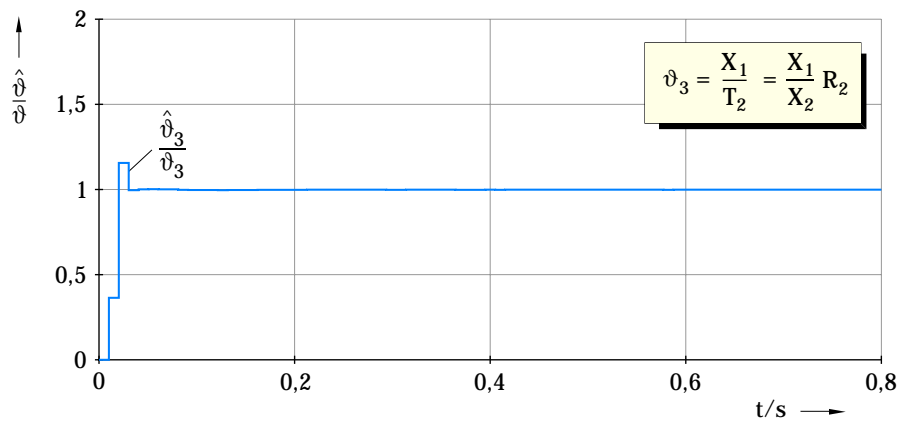
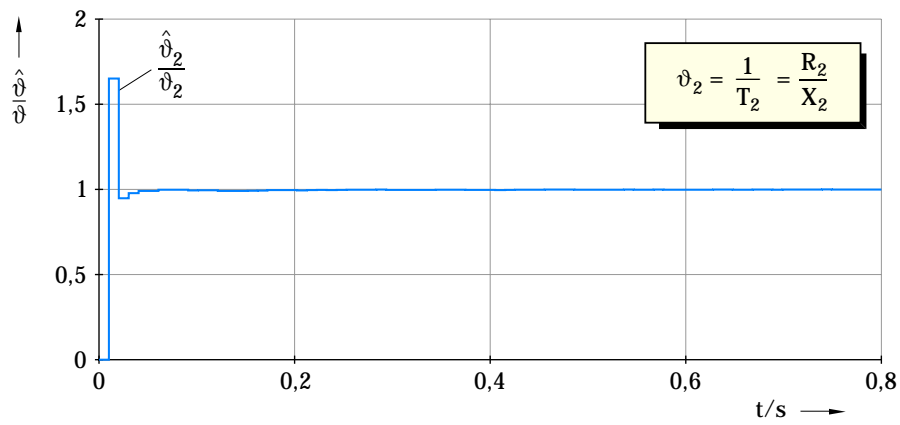
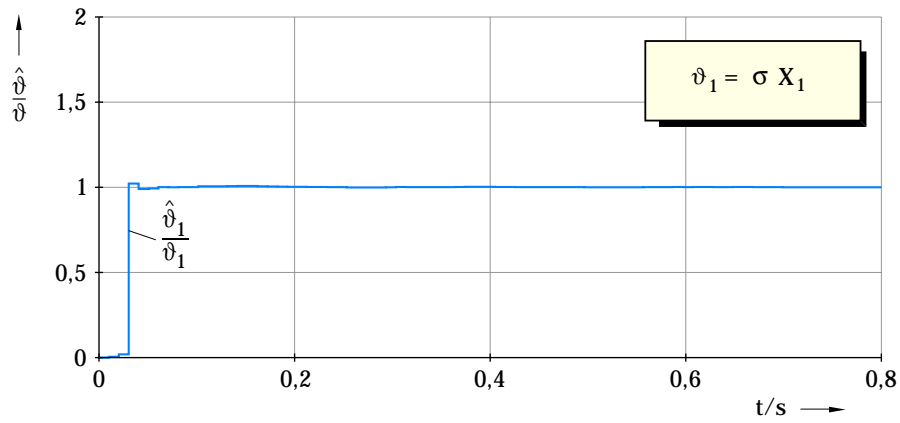


Bild 6: Parameteridentifikation mit Testsignal (Simulation)

Konvergenz der Parameter

$n = 0.3 ; \quad f_{\text{Test}} = 40 \text{ Hz} ; \quad f_{\text{MOD}} = 50 \text{ Hz}$

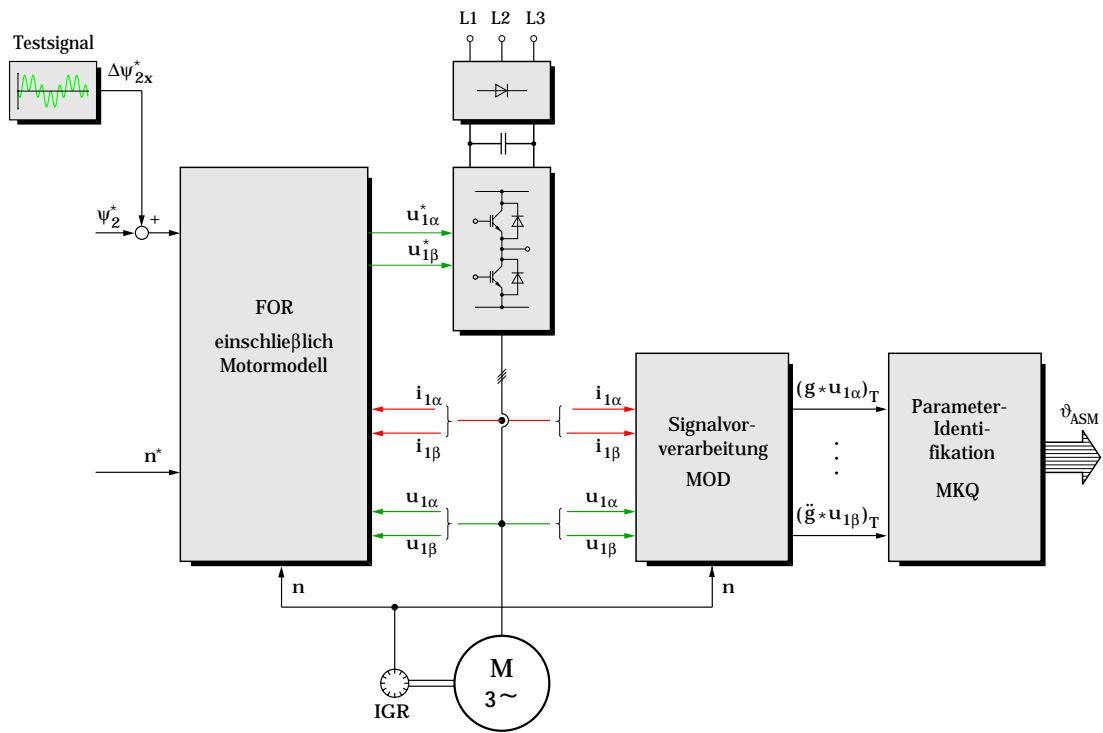


Bild 7: Prinzipielle Struktur der Identifikation

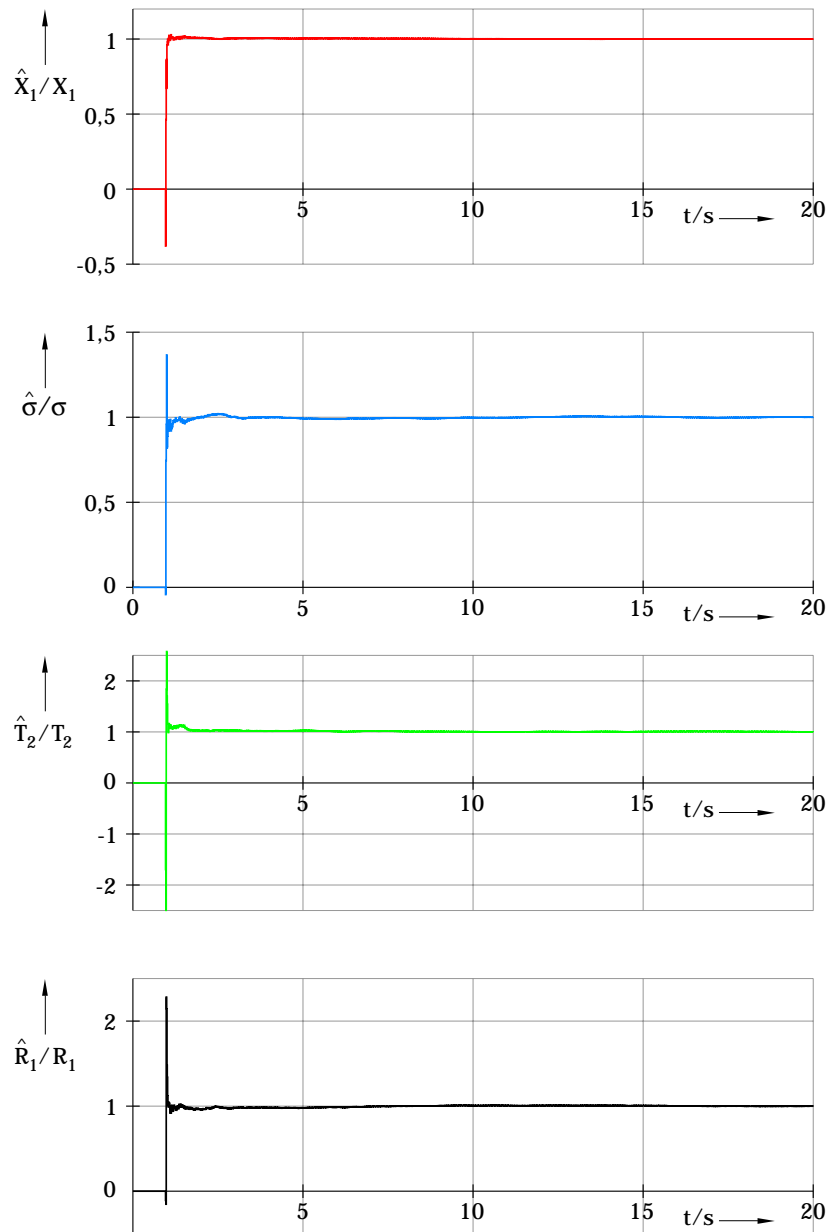


Bild 8: Identifikation der elektrischen Parameter (Messung)

Konvergenz der Parameter

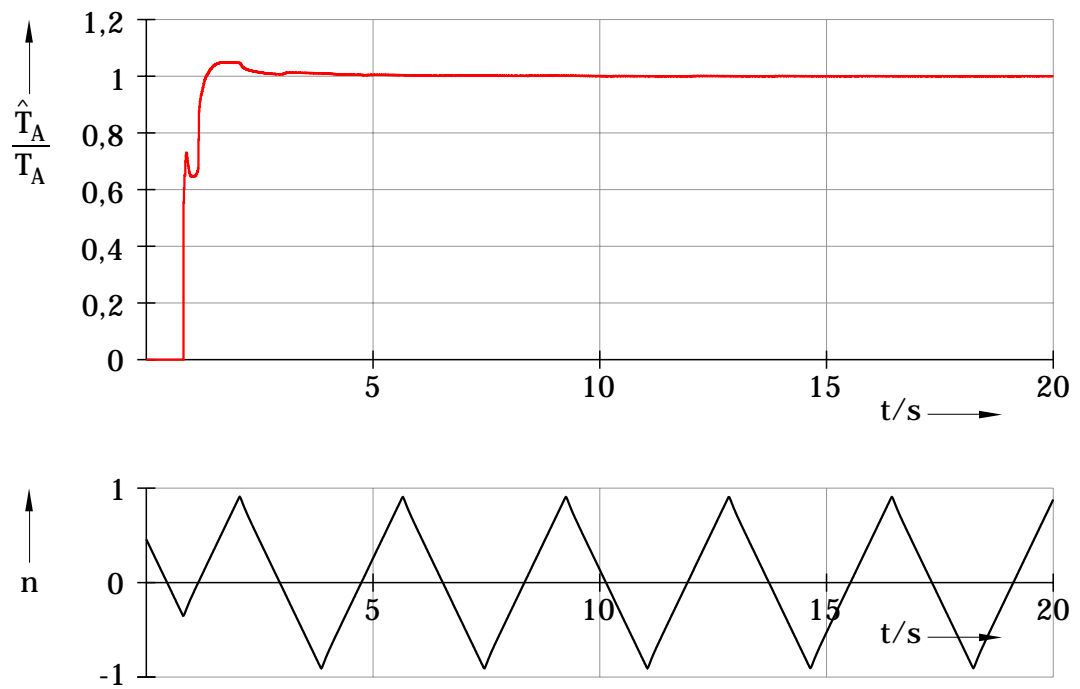


Bild 9: Identifikation der mechanischen Parameter im dynamischen Betrieb (Messung)
 Konvergenz der mechanischen Zeitkonstanten

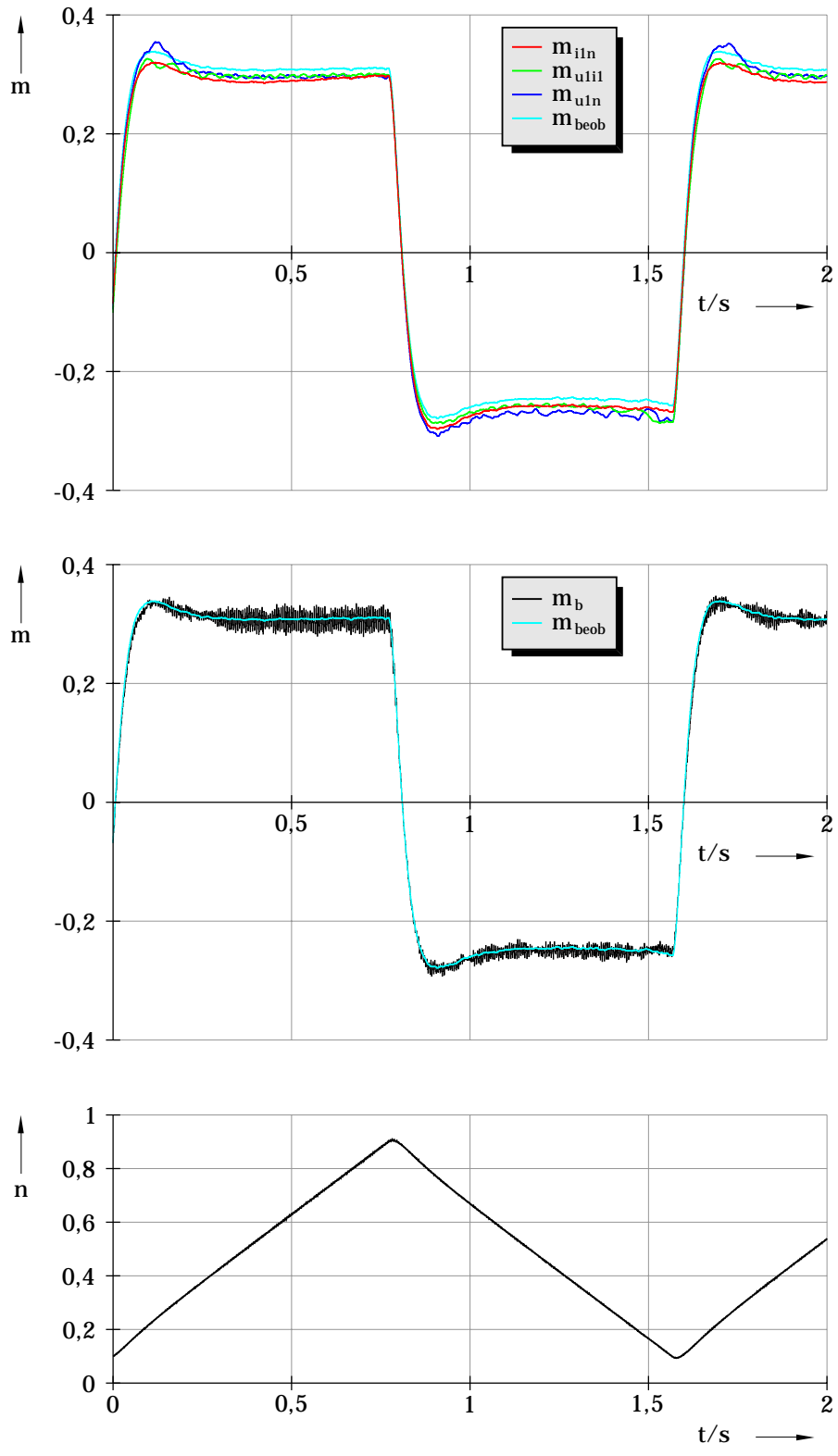


Bild 10: Kontrolle der identifizierten Parameter

Zeitliche Verläufe des Luftspaltesmomentes, berechnet mit verschiedenen Motormodellen, sowie der Drehzahl beim periodischen Reversieren

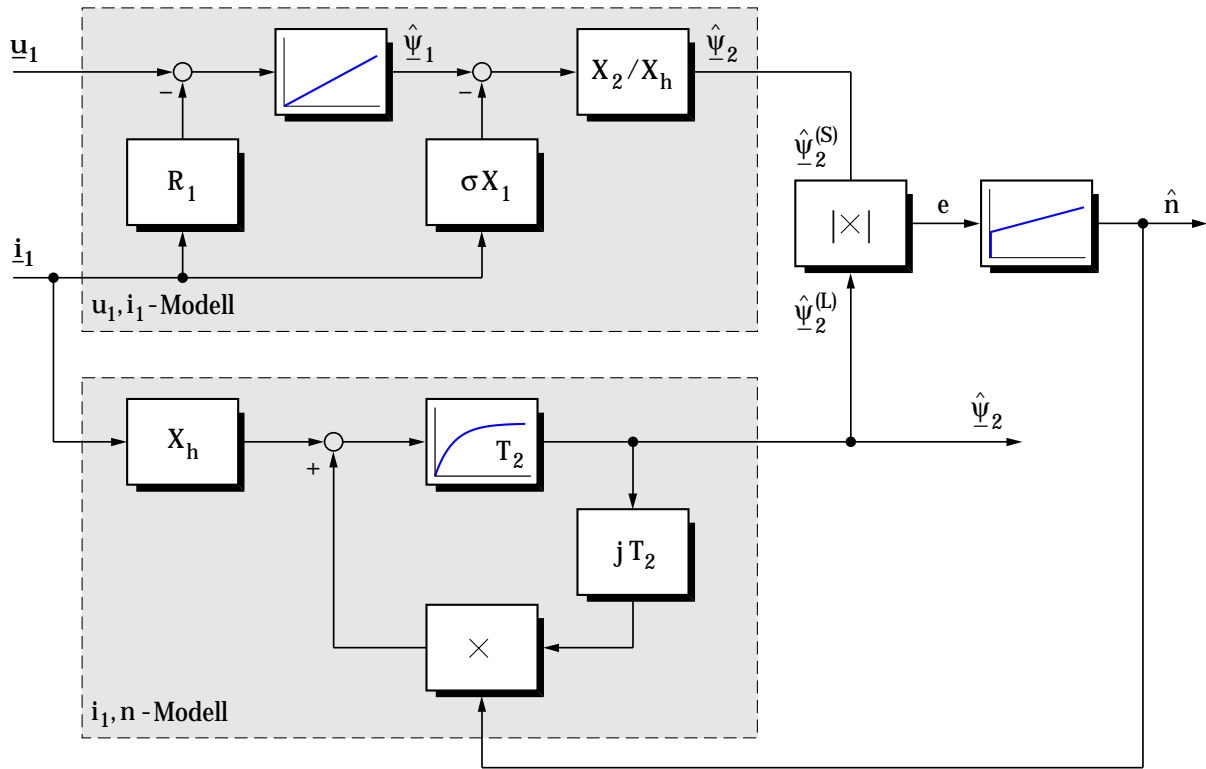


Bild 11: Signalflussbild der MRAS-Drehzahlschätzung

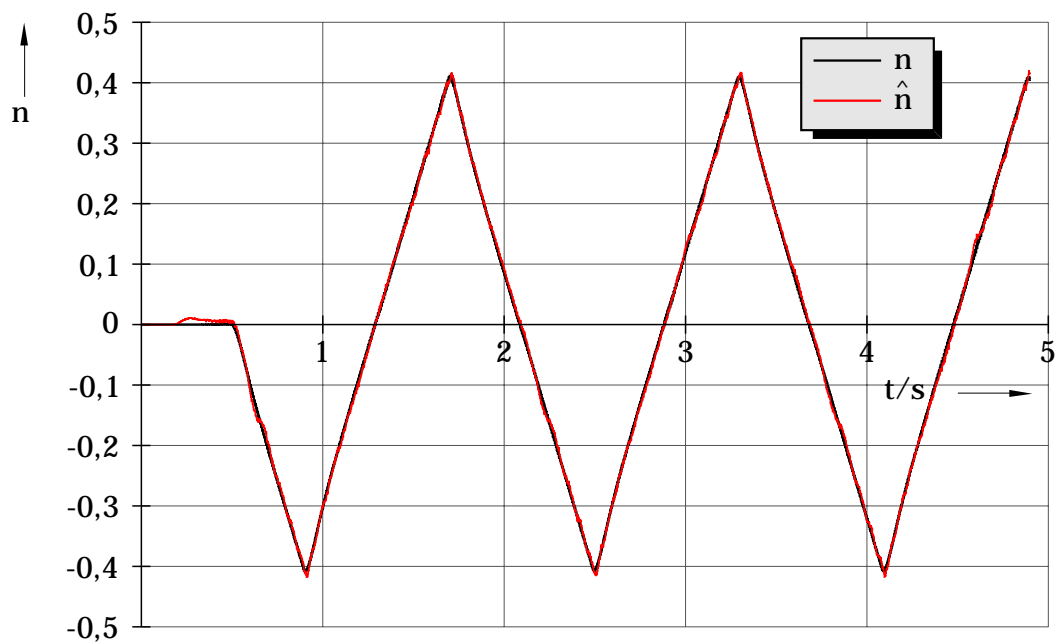


Bild 12: Kontrolle der identifizierten Parameter

Zeitliche Verläufe der gemessenen (n) und geschätzten (\hat{n}) Drehzahl beim periodischen Reversieren