



Veranstaltungsort:

Heinz Nixdorf MuseumsForum
Fürstenallee 7, 33102 Paderborn

- **Mechatronische Produkte**
(neue Funktionalitäten, Industrie 4.0, Kosteneffizienz, Zuverlässigkeit, ...)
- **Ressourceneffizienz**
(Energie, Material, ...)
- **Automatisierte Mobilität**
(Konzepte, Modelle, Sensorik)
- **Systems Engineering und Entwicklungsmanagement**
(Prozesse, Verfahren, Software, ...)
- **Innovative Konzepte und digitale Geschäftsmodelle**
(Modelle, Regelung, Optimierung, Eco-Systeme)
- **Nutzerfreundlichkeit und Akzeptanz**
(Assistenzsysteme, Schnittstellen, Interaktion, Gesetzgebung, ...)
- **Systemvernetzung und Systemintegration**
(Konzepte, Verfahren, ...)
- **Smarte Aktoren**
(Konzepte, Beispiele, ...)
- **Serienfertigung mechatronischer Produkte**
(Fallbeispiele, Komponenten, Architektur, Qualitätsmanagement, ...)

www.VDI-Mechatroniktagung.de

Elektromagnetische Schwingungstilgung für Stahlbänder mit unbekannter harmonischer Störung

Electromagnetic vibration compensation for steel strips with unknown harmonic disturbances

Lukas Marko¹, Martin Saxinger¹, Andreas Steinboeck², Andreas Kugi¹, ¹Christian Doppler Labor für modellbasierte Prozessregelung in der Stahlindustrie, Technische Universität Wien, Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik, 1040 Wien, Österreich, {marko, saxinger, kugi}@acin.tuwien.ac.at ²Technische Universität Wien, Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik, 1040 Wien, Österreich, steinboeck@acin.tuwien.ac.at

Kurzfassung

In diesem Beitrag wird eine robuste Ausgangsregelung für die elektromagnetische Positionierung und Schwingungsdämpfung von unter Zugspannung stehenden Stahlbändern entwickelt. Dabei wird die nichtlineare Strom-Kraft-Charakteristik der verwendeten elektromagnetischen Aktuatoren im Entwurf explizit berücksichtigt. Weiters nutzt das vorgestellte Regelungskonzept maßgeblich die Eigenschaften der Passivität des mechanischen Subsystems, wodurch sich eine hohe Robustheit gegenüber unbekanntem und langsam variierenden Prozessparametern ergibt. Anschließend wird das vorgestellte Regelungskonzept um eine Kompensation unbekannter harmonischer Störungen erweitert. Die Robustheit des mechatronischen Gesamtkonzepts ermöglicht die systematische Unterdrückung von Störungen mit beliebigen unbekanntem Frequenzen, unabhängig von den mechanischen Resonanzfrequenzen des Stahlbandes.

Abstract

In this contribution, a robust output feedback controller for the electromagnetic position and vibration damping control of tensioned steel strips is developed. The nonlinear current-to-force characteristic of the electromagnetic actuators is explicitly considered in the control design. The control algorithm exploits the passive structure of the mechanical subsystem. This guarantees high robustness against unknown and slowly varying parameters of the plant. Subsequently, the proposed output feedback controller is extended by a harmonic disturbance compensation scheme. The robustness of the overall mechatronic design allows for a systematic compensation of disturbances with arbitrary unknown frequencies independent of the natural frequencies of the considered steel strip.

1 Einleitung

Bei der kontinuierlichen Feuerverzinkung von Stahlblech wird ein erhitztes Stahlband durch ein Bad mit flüssigem Zink geführt, siehe **Bild 1**. Danach wird überschüssiges, am Band haftendes Zink mit Hilfe von Luftabstreifdüsen abgeblasen. Ebenheitsfehler und transversale Bewegungen des Stahlbandes führen dabei zu ungleichmäßigen Spaltbreiten zwischen den Luftabstreifdüsen und dem Band und damit zu einer ungleichmäßigen Zinkschichtdicke. Zur lokalen Kompensation dieser Effekte haben sich in den letzten Jahren elektromagnetische Bandstabilisatoren etabliert [1]. Wesentliche Funktionalitäten dabei sind das Einprägen eines gewünschten Bandprofils und die Unterdrückung von zufälligen Störungen. Unvermeidbare harmonische Störungen, z. B. zufolge von Rollenexzentrizitäten, wurden dabei bisher allerdings nur unzureichend kompensiert [2].

Die in diesem Beitrag betrachtete Aufgabenstellung der elektromagnetischen Bandpositionsregelung und Schwingungstilgung für Stahlbänder hat einige Gemeinsamkeiten mit der Positionsregelung in Magnetlagern [3, 4] und dem magnetischen Schweben von dünnen Stahlplatten [5]. Aufgrund der rauen industriellen Umgebung in der Feuerverzinkung ergeben sich allerdings zusätzliche Anforderungen an die Regelung, vor allem in Hinblick auf die Robustheit der eingesetzten Konzepte.

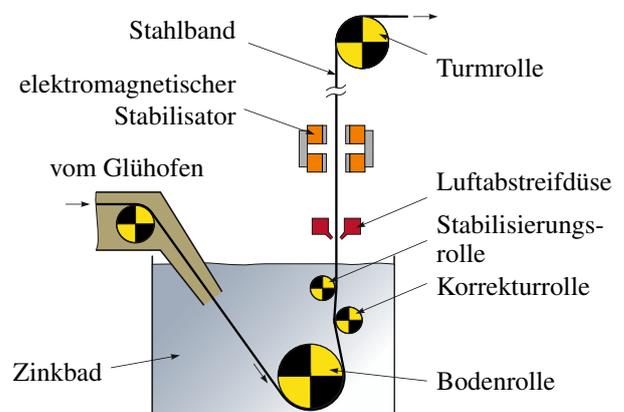


Abbildung 1 Kontinuierliche Feuerverzinkungsanlage für Stahlbänder.

Im Bereich der Magnetlager werden typischerweise Luftspalte im Bereich von 1 mm mit Variationen von $\pm 100 \mu\text{m}$ realisiert. Typische Ebenheitsdefekte und Schwingungsamplituden von Stahlbändern in Feuerverzinkungsanlagen liegen aber im Bereich von 10 mm oder mehr. Um ausreichend Prozesssicherheit zu gewährleisten, wird daher ein nomineller Abstand zwischen Band und Elektromagneten von bis zu 30 mm gewählt. In Kombination mit der auftretenden magnetischen Sättigung, sowohl des Magnet-

kerns als auch des Stahlbandes, führt dies zu einem stark nichtlinearen Zusammenhang zwischen dem eingepprägten Spulenstrom und der Magnetkraft auf das Band [6]. Erschwerend kommt hinzu, dass wesentliche Parameter, wie Banddicke oder Bandzug, im Laufe der Produktion variieren oder, wie die Dämpfung des mechanischen Systems, grundsätzlich unbekannt sind. Ziel dieses Beitrags ist daher die Entwicklung eines robusten Konzepts für die Bandpositionsregelung und Kompensation unbekannter harmonischer Störungen an der Stelle der Positionsmessung bei minimalem Einsatz von Modellinformation.

Die Kompensation unbekannter harmonischer Störungen ist ein sehr gut erforschtes Feld der Regelungstechnik. Die Lösungsansätze lassen sich dabei grundsätzlich in Zustandsregelungskonzepte [2] und Konzepte auf Basis einer Ausgangsrückführung [7] unterteilen. Aufgrund der angestrebten Robustheit des Regelungsalgorithmus in Kombination mit dem Resonanzverhalten des Stahlbandes wird im Weiteren eine Ausgangsrückführung, vor allem auf Basis von [8], verwendet. Auf adaptive Konzepte, bei denen auch das Verhalten der Strecke geschätzt wird, siehe z. B. [9], wird dabei verzichtet. Stattdessen wird explizit die Passivitätseigenschaft der Systemgleichungen ausgenutzt, um eine robuste Kompensation der unbekannt harmonischen Störung zu ermöglichen.

Im Weiteren wird großer Wert auf eine direkte industrielle Anwendbarkeit des vorgestellten Algorithmus gelegt. Dabei soll durch eine geringe Anzahl an Entwurfsparametern eine einfache Adaption des Algorithmus möglich sein. Dazu wird in Abschnitt 2 zunächst ein Versuchsaufbau gemeinsam mit den beschreibenden Systemgleichungen vorgestellt. Anschließend wird in Abschnitt 3 das entwickelte Ausgangsregelungskonzept zur Bandpositionsregelung und Kompensation unbekannter harmonischer Störungen vorgestellt. Darauf aufbauend wird in Abschnitt 4 die Robustheit der entwickelten Regelung auf Basis von Messungen an einem Versuchsaufbau gezeigt. Abschließend gibt Abschnitt 5 eine kurze Zusammenfassung des Beitrags.

2 Versuchsaufbau und Modellierung

Der verwendete Versuchsaufbau, siehe **Bild 2**, wurde im Detail in [2] vorgestellt. In diesem Beitrag wird damit vorrangig ein Stahlband mit einer Länge von 2.04 m, einer Breite von 150 mm und einer Dicke von 0.68 mm untersucht. Am linken Rand ($x = 0$) kann durch einen Linearaktuator eine zeitlich veränderliche Randauslenkung w_0 des Bandes eingeppräggt werden. Diese wird in weiterer Folge als externe harmonische Störung der Form

$$w_0 = A_0 \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (1)$$

vorgegeben. Dabei bezeichnen A_0 , f_0 und ϕ_0 die in der weiteren Regelungsaufgabe unbekannt Amplitude, unbekannt Frequenz und unbekannt Phase der Störung. Am rechten Rand kann ein gewünschter Bandzug N bis ca. 1 kN im Band eingestellt werden. Die beiden Elektromagnete an der Position $x = 640$ mm werden jeweils über unterlager-

te PI-Stromregler angesteuert, so dass den äußeren Regelkreisen der Sollspulenstrom der Magnete als Stellgröße zur Verfügung steht.

Die Realisierung einer robusten Ausgangsregelung für elastische mechanische Systeme erfordert kollokierte Eingangs- und Ausgangsgrößen. Wird dies nicht berücksichtigt, kann es aufgrund von Parametervariationen der Regelstrecke zum sogenannten „pole-zero-flipping“ kommen [10]. Dabei ändert sich die Reihenfolge von Pol- und Nullstellen entlang der imaginären Achse und damit auch das grundlegende dynamische Verhalten des Systems. Der nachfolgenden Regelungsstrategie liegt daher die Annahme zugrunde, dass eine zur Magnetkraft f_m kollokierte Positionsmessung zur Verfügung steht. Da eine Messung der Bänderauslenkung direkt zwischen den Magneten nicht möglich ist, befinden sich unmittelbar vor und nach dem oberseitigen Magneten zwei Laserabstandssensoren zur Messung der Bänderauslenkung (siehe **Bild 2**). Die Bänderauslenkung zwischen den Magneten wird dann als Mittelwert der beiden Messungen zu

$$y = \frac{1}{2} (w_{\text{Isr},1} + w_{\text{Isr},2}) \quad (2)$$

berechnet. Dieses Vorgehen wird auch als „sensor averaging“ bezeichnet und führt zu einer näherungsweise Kollokation zwischen dem gemessenen Systemausgang y und der resultierenden Magnetkraft f_m [11].

Das mechanische Verhalten des Bandes kann durch ein (hochdimensionales) lineares, zeitinvariantes System zweiter Ordnung

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{w}} + \mathbf{D}\dot{\mathbf{w}} + \mathbf{K}\mathbf{w} = \mathbf{b}_m f_m + \mathbf{b}_0 w_0 + \mathbf{b}_1 \dot{w}_0 + \mathbf{b}_2 \ddot{w}_0 \quad (3)$$

mit einer örtlich diskretisierten Bänderauslenkung \mathbf{w} beschrieben werden [2]. Dabei bezeichnen \mathbf{M} , \mathbf{D} und \mathbf{K} jeweils die positiv definite Massen-, Dämpfungs- und Steifigkeitsmatrix. Der Vektor \mathbf{b}_m bildet den Systemeingang für die Magnetkraft f_m und die Vektoren \mathbf{b}_0 , \mathbf{b}_1 und \mathbf{b}_2 beschreiben die Wirkung der eingepprägten Randauslenkung w_0 auf das System. Dabei ist zu beachten, dass \mathbf{K} nicht nur von der Biegesteifigkeit des Bandes sondern auch signifikant vom aufgetragenen Bandzug N abhängt [2]. Der zur Magnetkraft kollokierte Positionsausgang des Systems hat die Form

$$y = \mathbf{b}_m^T \mathbf{w}. \quad (4)$$

Damit lässt sich das Eingangs-Ausgangsverhalten des Systems im Laplace-Bereich mit der Laplace-Variablen s durch

$$Y(s) = G_m(s)F_m(s) + G_0(s)W_0(s) \quad (5)$$

darstellen. Dabei bezeichnen Y , F_m und W_0 jeweils die Laplace-Transformierten des Ausgangs y , der Magnetkraft f_m und der Randauslenkung w_0 .

3 Robuste Ausgangsregelung

Ziel der Ausgangsregelung ist die Positionsregelung des Bandes und die Kompensation harmonischer Störungen an der Stelle des Systemausgangs y . Das Hauptaugen-

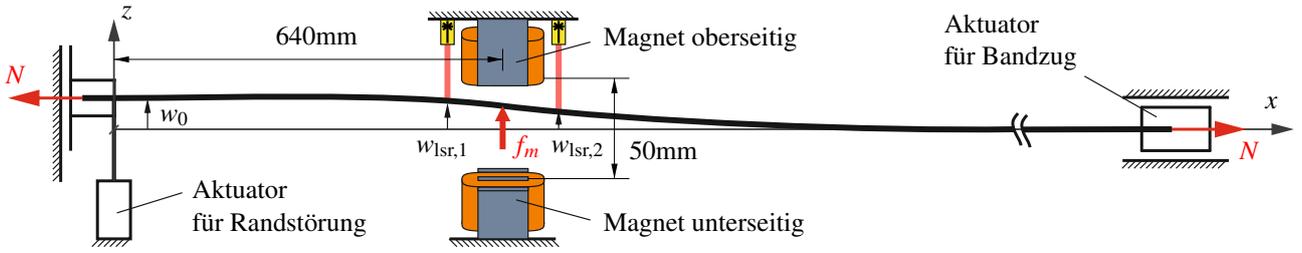


Abbildung 2 Versuchsaufbau zur elektromagnetischen Positionsregelung eines unter Zugspannung stehenden Stahlbandes.

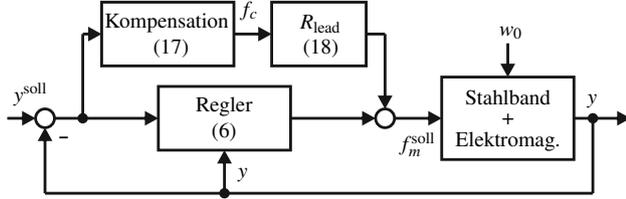


Abbildung 3 Mechatronisches Gesamtkonzept zur Kompensation harmonischer Störungen.

merk beim Entwurf liegt in der Entwicklung eines robusten und echtzeitfähigen Algorithmus, der auch bei stark schwankenden Systemparametern, wie z. B. der Banddicke oder auch des Bandzugs N , noch eine stabile Regelung und Kompensation ermöglicht. Außerdem wird besonderer Wert auf die Skalierbarkeit des Algorithmus bezüglich der Systemordnung von (3) gelegt. Aus diesem Grund sind beobachter- bzw. modellbasierte Regelungskonzepte wie z. B. modale Regelung, LQG und H_∞ -Regelung, aber auch Notch-Filter nicht anwendbar [10].

Im Weiteren werden für den Reglerentwurf folgende Annahmen getroffen:

- (A1) Es herrscht ideale Kollokation zwischen der Positionsmessung y und der Magnetkraft f_m . Aufgrund von unvermeidbarer Dämpfung des Bandes gilt damit $\arg \{G_m(j\omega)\} \in (-\pi, 0] \forall \omega$.
- (A2) $G_m(s)$ und $G_0(s)$ besitzen keine Nullstellen bei $\pm j\omega$.
- (A3) Die Dynamik der unterlagerten Stromregelkreise sowie die Dynamik zwischen Spulenstrom und Magnetkraft ist hinreichend schnell und kann im Entwurf vernachlässigt werden.

Annahme (A1) garantiert, dass es sich bei $sG_m(s)$ um eine streng positiv reelle Übertragungsfunktion handelt. Mit einer Messung der Geschwindigkeit \dot{y} wäre also eine passivierende und damit robuste Ausgangsrückführung möglich. Durch Annahme (A2) wird sichergestellt, dass für die externe Störung (1) ein eindeutiger zeitlicher Verlauf der Magnetkraft f_m existiert um $y = 0$ zu garantieren.

Im Zuge des Entwurfs der Bandpositionsregelung wird zunächst in Abschnitt 3.1 eine gewünschte Sollmagnetkraft f_m^{soll} berechnet. Diese Sollmagnetkraft wird anschließend in Abschnitt 3.2 in Sollströme I_+ und I_- für die Magnete oberhalb bzw. unterhalb des Bandes umgerechnet. Diese Form der Kompensation der nichtlinearen Eingangskarakteristik wird teilweise auch in der Positions-

regelung bei Magnetlagern eingesetzt [4]. Bei der Positionsregelung dünner Stahlplatten [5] bzw. bei Bandstabilisierungssystemen in industriellen Feuerverzinkungsanlagen [1] wird diese Art der Kompensation typischerweise allerdings noch nicht verwendet. Abschließend wird das gezeigte Regelungskonzept in Abschnitt 3.3 um eine Kompensation unbekannter harmonischer Störungen erweitert. Während des gesamten Entwurfs wird dabei davon ausgegangen, dass $G_m(s)$ nur näherungsweise bekannt ist und damit nur indirekt für den Reglerentwurf zur Verfügung steht. Das mechatronische Gesamtkonzept der vorgestellten Schwingungstilgung ist in **Bild 3** nochmals als Blockschaltbild zusammengefasst.

3.1 Bandpositionsregelung

Bild 4 zeigt ein typisches Bodediagramm von $G_m(s)$. Im Folgenden wird eine passivierende DT1-Ausgangsrückführung mit Integralanteil, ähnlich zu [12], mit einem Regelgesetz der Form

$$F_m^{\text{soll}}(s) = -\frac{k_d s}{1 + \tau_d s} Y(s) - \frac{k_i}{s} (Y(s) - Y^{\text{soll}}(s)) \quad (6)$$

$$= -R(s)Y(s) + \frac{k_i}{s} Y^{\text{soll}}(s)$$

entworfen. Hier bezeichnen F_m^{soll} und Y^{soll} die Laplace-Transformierten der gewünschten Sollmagnetkraft f_m^{soll} und der Sollbandauslenkung y^{soll} . Die Parameter k_d und k_i bezeichnen die D- und I-Verstärkung des Regelgesetzes und τ_d bestimmt die Lage des Realisierungspols der DT1-Rückführung. Die Sollbandposition wird in (6) nur über den Integralanteil im Regler berücksichtigt. Diese Form der Sollwertgewichtung vermeidet schnelle Änderungen der Sollmagnetkraft zufolge sprungförmiger Änderungen in y^{soll} und verhindert damit die Anregung ungewollter Schwingungen im System [13].

In der Struktur nach (6) müssen die Reglerkoeffizienten k_i und k_d passend gewählt werden, um eine robuste Ausgangsregelung sicherzustellen. Der hochdimensionale Charakter von (3) schließt dabei die Anwendung von gängigen PID-Einstellregeln, z. B. nach [13], aus. Die Reglerkoeffizienten k_i und k_d werden im Weiteren so gewählt, dass sich die Nullstellen von $R(s)$,

$$n_{\pm} = \frac{-k_i \tau_d \pm j \sqrt{4k_i k_d - (k_i \tau_d)^2}}{2k_d} \approx \pm j \frac{\sqrt{k_i}}{\sqrt{k_d}}, \quad (7)$$

vor der ersten Resonanzfrequenz der Strecke bei 7.6 Hz befinden. **Bild 4** zeigt den Einfluss der so gewählten Reglernullstellen auf die Übertragungsfunktion des offenen Krei-

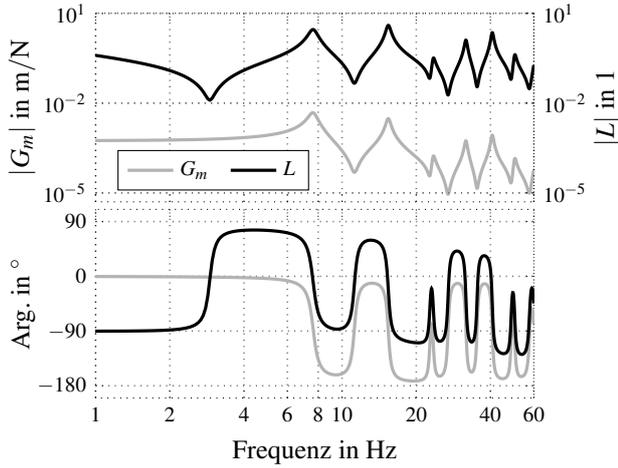


Abbildung 4 Typisches Bodediagramm von $G_m(s)$ und $L(s)$ für $N = 700\text{N}$ Bandzug. Die Regelparameter wurden entsprechend **Tabelle 1** in Abschnitt 4 gewählt.

ses $L(s) = R(s)G_m(s)$. Durch den fehlenden P-Anteil in der Rückführung kommt es bei $\sqrt{k_i}/(2\pi\sqrt{k_d}) = 2.9\text{Hz}$ zu einer steilen Phasenhebung von nahezu 180° . Gemeinsam mit der Annahme (A1) führt diese Phasenhebung, auch bei nicht vernachlässigbarer Sensor- und Aktuatordynamik, zu einem robusten geschlossenen Regelkreis.

Anmerkung 1 Der einfache Realisierungspol in (6) führt zur Verstärkung des Messrauschens bei hohen Frequenzen. Typischerweise wird dies durch die Verwendung von Realisierungfiltern höherer Ordnung vermieden [13]. Für die gegebene Anwendung wäre dieser Ansatz allerdings nicht sinnvoll, da der Einsatz von Filtern höherer Ordnung unweigerlich mit einer verminderten Phasenreserve und damit auch einer geringeren Robustheit des Regelkreises verbunden wäre.

3.2 Inversion der Kraftcharakteristik

Entsprechend der Annahme (A3) kann die Magnetkraft auf das Band als statische Abbildung modelliert werden. Durch Simulationen des quasistatischen elektromagnetischen Teilsystems zeigt sich eine vernachlässigbare gegenseitige Beeinflussung der gegenüberliegenden Magnete [6]. Damit lässt sich die Magnetkraft f_m näherungsweise in der Form

$$f_m = g(I_+, y) - g(I_-, -y) \quad (8)$$

angeben. Hier bezeichnet $g(\cdot, \cdot)$ die nichtlineare Kraft-Strom-Abstand-Charakteristik zwischen einem Magnet und dem Stahlband, und I_+ und I_- sind die Spulenströme der Magnete oberhalb und unterhalb des Bandes. Im Gegensatz zu [2] wird in diesem Beitrag davon ausgegangen, dass keine Messung der realen Kraftcharakteristik der Magnete vorhanden ist. Im Folgenden wird $g(\cdot, \cdot)$ daher mittels FEM-Modell vorausberechnet. Eventuelle Abweichungen von der realen Charakteristik müssen durch die Robustheit des Reglers kompensiert werden.

Zur Berechnung von I_+ und I_- aus einer gegebenen Sollkraft f_m^{soll} wird zunächst ΔI als Differenz zwischen I_+ und

I_- eingeführt. Damit wäre eine Inversion von (8) auch ohne Offsetstrom I_0 möglich [2]. Diese führt allerdings zu $\partial f_m / \partial \Delta I = 0$ bei $\Delta I = 0$, wodurch sich bereits bei geringen Änderungen von f_m^{soll} hohe Änderungsraten in ΔI ergeben. Dies kann die Güte des Regelkreises negativ beeinflussen [3,4]. Daher wird im Weiteren bei der Inversion von (8) ein Offsetstrom $I_0 > 0$ berücksichtigt. Die Berechnung der Spulenströme bei gegebenem Differenzstrom ΔI ergibt sich dann zu

$$I_{\pm} = \max\{0, I_0 \pm \Delta I/2\}. \quad (9)$$

Einsetzen von (9) in (8) führt auf eine Kraft-Differenzstrom-Abstand-Charakteristik der Form

$$f_m = \tilde{g}(\Delta I, y). \quad (10)$$

Diese Charakteristik kann nun invertiert werden, um die Sollströme in der Form

$$I_{\pm}^{\text{soll}} = \max\{0, I_0 \pm \tilde{g}^{-1}(f_m^{\text{soll}}, y)/2\} \quad (11)$$

zu berechnen. Die Funktion $\tilde{g}^{-1}(f_m^{\text{soll}}, y)$ wird dabei als Lookup Tabelle im Regler hinterlegt und mittels linearer Interpolation ausgewertet.

3.3 Kompensation harmonischer Störungen

Aufgrund von Annahme (A2) ist es möglich, die eingeschwungene Randstörung nach (1) in eine für den Ausgang y äquivalente harmonische Störkraft

$$f_s = s_0 \sin(\theta_0) + c_0 \cos(\theta_0) \quad (12)$$

an der Stelle der Elektromagnete umzurechnen. Die Sinus- und Kosinuskomponente s_0 und c_0 sowie die zeitvariante Phasenlage

$$\theta_0 = \theta_0(0) + \int_0^t \omega_0 d\tau, \quad (13)$$

mit dem Anfangswert $\theta_0(0)$ und der Störfrequenz ω_0 , sind dabei für die Ausgangsregelung weiterhin unbekannt.

Die Kompensation der harmonischen Störung erfolgt nun zusätzlich zum Ausgangsregler nach (6). Damit kann die Kompensation je nach Bedarf zu- und abgeschaltet werden. Dazu wird (6) um eine Kompensationskraft f_c erweitert. Mit (12) ergibt sich aus (5) damit

$$Y(s) = G_m(s)(F_m(s) + F_c(s) + F_s(s)), \quad (14)$$

wobei F_c und F_s die Laplace-Transformierte der Kompensationskraft f_c und der Störkraft f_s beschreiben. Für den über (6) geschlossenen Kreis ergibt sich damit das Eingangs-Ausgangsverhalten

$$Y(s) = T_{cy}(s)(F_c(s) + F_s(s)) + \frac{k_i/s}{1 + G_m(s)R(s)} Y^{\text{soll}}(s) \quad (15)$$

mit der Übertragungsfunktion

$$T_{cy}(s) = \frac{G_m(s)}{1 + G_m(s)R(s)}. \quad (16)$$

Mit der Struktur in (15) kann nun ein adaptiver Algorithmus

mus in Anlehnung an [8] zur Unterdrückung der unbekannt harmonischen Störung verwendet werden. Dieser besteht aus einem Amplitudenschätzer in der Form

$$\begin{aligned}\hat{s} &= k_c \sin(\hat{\theta}) (y^{\text{soll}} - y) \\ \hat{c} &= k_c \cos(\hat{\theta}) (y^{\text{soll}} - y),\end{aligned}\quad (17a)$$

erweitert um einen Phasen- und Frequenzschätzer

$$\begin{aligned}\hat{\theta} &= k_\theta \hat{\delta} + \hat{\omega}_0 \\ \hat{\omega}_0 &= k_\omega \hat{\delta}.\end{aligned}\quad (17b)$$

Dabei bezeichnen \hat{s} und \hat{c} die Schätzung des Sinus- und Kosinusanteils in (12) und $\hat{\theta}$ und $\hat{\omega}_0$ stehen für die Schätzung der unbekannt Phasenlage und Frequenz. Die Adaption in (17b) erfolgt über den geschätzten Phasendrift

$$\hat{\delta} = \frac{1}{\hat{s}^2 + \hat{c}^2 + r_{\min}^2} (\hat{s}\hat{c} - \hat{c}\hat{s}).\quad (17c)$$

Über die Konstanten k_c , k_θ , k_ω kann die Adaptiongeschwindigkeit der Kompensation eingestellt werden. Im Vergleich zu [8] wurde hier der zusätzliche Regularisierungsparameter r_{\min} eingeführt, der einen Start bei $\hat{s}(0) = \hat{c}(0) = 0$ ermöglicht. Die Berechnung der Kompensationskraft erfolgt anschließend auf Basis der geschätzten Größen zu

$$f_c = \hat{s} \sin(\hat{\theta}) + \hat{c} \cos(\hat{\theta}).\quad (17d)$$

Nach [8] ist der Kompensationsalgorithmus nach (17) lokal exponentiell stabil, sofern $|\arg\{T_{cy}(j\omega_0)\}| < \pi/2$ gilt und k_c hinreichend klein gewählt wird. Leider ist die Rechnung zu dem Beweis in [8] fehlerhaft. Die Korrektur der Rechnung unter zusätzlicher Anwendung des Routh-Hurwitz-Verfahrens zeigt allerdings die lokale Stabilität von (17), sofern $|\arg\{T_{cy}(j\omega_0)\}| < \pi/2$ erfüllt ist und k_c und k_ω hinreichend klein gewählt werden.

Da die Störfrequenz ω_0 nicht bekannt ist, ergibt sich aus der obigen Anforderung, dass $|\arg\{T_{cy}(j\omega)\}| < \pi/2$ für alle ω im möglichen Bereich von ω_0 gelten muss. Aus **Bild 5** ist damit ersichtlich, dass für $T_{cy}(s)$ mit (17) zunächst nur Störungen bis zur ersten Resonanzfrequenz von $G_m(s)$ kompensiert werden können. Um diese Limitierung zu beseitigen, wird der Kompensation ein zusätzliches Lead-Glied $R_{\text{lead}}(s)$ nachgeschaltet, siehe **Bild 3**. Dadurch ergibt sich aus Sicht von (17) die Streckenübertragungsfunktion

$$T'_{cy}(s) = R_{\text{lead}}(s)T_{cy}(s) = \frac{1 + \tau_c s}{1 + \tau_d s} T_{cy}(s).\quad (18)$$

Der Pol von $R_{\text{lead}}(s)$ wird über τ_d parametrisiert und ist gleich dem des Ausgangsreglers (6) gewählt. Die gewünschte Phasenhebung wird über die Zeitkonstante τ_c eingestellt. **Bild 5** zeigt den Effekt von $R_{\text{lead}}(s)$ für unterschiedliche Werte von τ_c . In diesem Fall ermöglicht der Einsatz von $R_{\text{lead}}(s)$ eine Kompensation unbekannter Störungen bis rund 20 Hz. Weiters zeigt sich, dass τ_c nicht beliebig hoch gewählt werden kann, wenn $|\arg\{T_{cy}(j\omega_0)\}| < \pi/2$ auch für niedrige Störfrequenzen gelten soll.

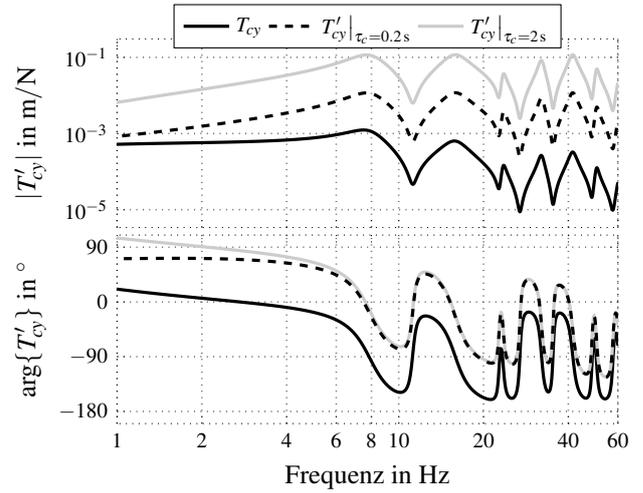


Abbildung 5 Einfluss von τ_c auf das Streckenübertragungsverhalten aus Sicht der Kompensation.

4 Messergebnisse

Im Folgenden wird durch Messungen am Versuchsaufbau gemäß **Bild 2** die Robustheit des entwickelten Konzepts gezeigt. Alle Blöcke in **Bild 3** wurden zeitdiskret mit der Abtastzeit $T_a = 1$ ms und den Parameterwerten nach **Tabelle 1** implementiert. Dabei wurden (6) und $R_{\text{lead}}(s)$ in (18) entsprechend einem Abtast-Halteglied nullter Ordnung diskretisiert. Für (17) wurde das explizite Euler-Verfahren verwendet.

Tabelle 1 Regelparameter der Versuchsdurchführung.

k_i	5 kN/(sm)	k_c	500 N/(sm)
k_d	15 N s/m	k_θ	10
τ_d	4 ms	k_ω	15/s
I_0	1 A	τ_c	2 s
		r_{\min}	$1 \cdot 10^{-8}$ N

Bild 6 vergleicht den Ausgang y für einen linearen Anstieg der Störfrequenz ω_0 . Dabei wird der Fall ohne Regelung, der Fall mit Positionsregelung aber ohne Kompensation und der Fall mit Positionsregelung und aktiver Kompensation der unbekannt harmonischen Störung unterschieden. Die Messung zeigt, dass der Kompensationsalgorithmus der zeitlichen Änderung der unbekannt Störfrequenz gut folgen kann. Außerdem führt der Einsatz der Kompensation zu einer deutlichen Reduktion des Ausgangsfehlers auch im Vergleich zum reinen Ausgangsregler.

Um den Effekt der Kompensation weiter zu verdeutlichen, zeigt **Bild 7** die Spektren des Ausgangsfehlers bei unterschiedlichen Störfrequenzen für einen Bandzug von $N = 600$ N. Dabei wurde die gleiche Reglerparametrierung wie für die Messungen aus **Bild 6** (Bandzug von $N = 800$ N) verwendet. Die Störfrequenz wurde dabei unter, über und nahe der Resonanzfrequenz des Bandes bei rund 7 Hz gewählt. **Bild 7** verdeutlicht, dass der Ausgangsregler ohne Kompensation nicht in der Lage ist die har-

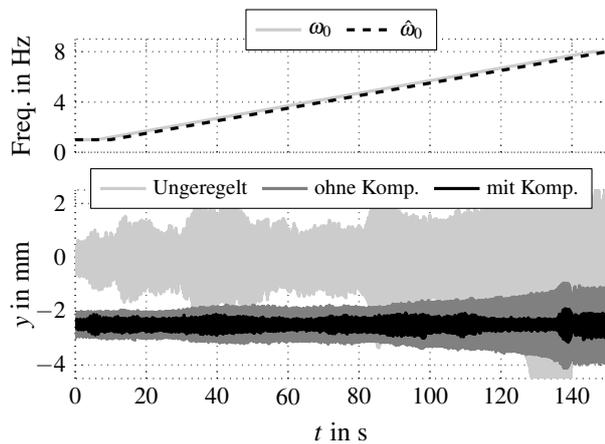


Abbildung 6 Vergleich der unregulierten Strecke und der regulierten Strecke ohne Kompensation und mit Kompensation bei linear ansteigender Störfrequenz von 1 Hz bis 8 Hz ($N = 800N$, $y^{\text{soll}} = -2.5\text{ mm}$, $A_0 = 0.5\text{ mm}$).

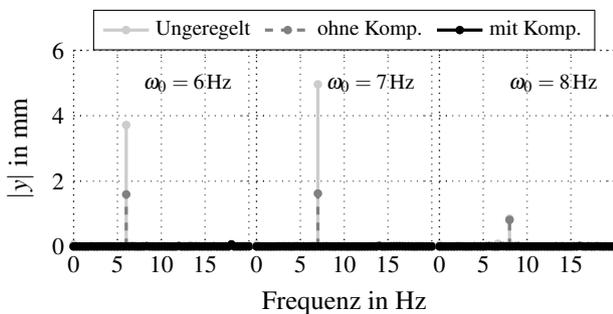


Abbildung 7 Spektrum der Bandschwingung am Ausgang bei unterschiedlichen Störfrequenzen unterhalb, in der Nähe und über der ersten Resonanzfrequenz der Strecke ($N = 600N$, $y^{\text{soll}} = 0\text{ mm}$, $A_0 = 1\text{ mm}$).

monische Störung vollständig zu unterdrücken. Durch Verwendung des Kompensationsalgorithmus kann die Störung allerdings auch oberhalb der ersten Resonanzfrequenz der Strecke nahezu vollständig kompensiert werden.

5 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde zunächst eine robuste Ausgangsregelung für die elektromagnetische Positionierung und Schwingungsdämpfung von unter Zugspannung stehenden Stahlbändern entwickelt. Dabei wurde ein vorausgerechnetes Modell der Elektromagnete zur Kompensation der nichtlinearen Strom-Kraft-Charakteristik verwendet. Das vorgestellte Regelungskonzept wurde anschließend um eine Kompensation unbekannter harmonischer Störungen erweitert. Diese erlaubt die Unterdrückung harmonischer Störungen auch oberhalb der ersten Resonanzfrequenz des Stahlbandes. Die physikalisch motivierte Struktur des gezeigten Regelalgorithmus ermöglicht dabei dessen Einsatz bei minimaler Information über die Strecke. Abschließend wurde die Effektivität und Robustheit des mechatronischen Gesamtkonzepts anhand von Messungen für variierende Streckenparameter und Störfrequenzen gezeigt.

6 Literatur

- [1] Irle, M.; Jordan, A.: *EMG-eMASS - Homogeneous zinc layer and high production speed via an electromagnetic strip stabilization*. In: Proc. of the 3rd Int. Steel Conf. on New Developments in Metallurgical Process Technologies. Jun. 2007 Düsseldorf, Deutschland. S. 105-109.
- [2] Saxinger, M.; Marko, L.; Steinboeck, A.; Kugi, A.: *Active rejection control for unknown harmonic disturbances of the transverse deflection of steel strips with control input, system output, sensor output, and disturbance input at different positions*. Mechatronics. (2018) 56, S. 73-86.
- [3] Schweitzer, G.; Maslen, E. H.: *Magnetic Bearings - Theory, Design, and Application*. Springer Berlin Heidelberg, 2009.
- [4] Jastrzebski, R. P.; Pöllänen, R.: *Compensation of nonlinearities in active magnetic bearings with variable force bias for zero- and reduced-bias operation*. Mechatronics. (2009) 19-5, S. 629-638.
- [5] Takada, Y.; Kimura, T.; Nakagawa, T.: *Influence of Inductance Properties on a Magnetic Levitation for Thin-Steel Plates*. IEEE Transactions on Magnetics. (2017) 53-11, S. 1-5.
- [6] Marko, L.; Saxinger, M.; Steinboeck, A.; Kugi, A.: *Magnetic actuator design for strip stabilizers in hot dip galvanizing lines*. In: Proc. of the IEEE IAS Annual Meeting, Okt. 2018 Portland, USA. S. 1-9.
- [7] Bodson, M.: *Rejection of periodic disturbances of unknown and time-varying frequency*. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. (2005) 19-2-3, S. 67-88.
- [8] Pin, G.: *A Direct Approach for the Frequency-Adaptive Feedforward Cancellation of Harmonic Disturbances*. IEEE Transactions on Signal Processing. (2010) 58-7, S. 3523-3530.
- [9] Pigg S.; Bodson, M.: *Adaptive harmonic steady-state disturbance rejection with frequency tracking*. In: Proc. of the 49th IEEE Conf. on Decision and Control (CDC). Dez. 2010 Atlanta, USA. S. 887-892.
- [10] Preumont, A.: *Vibration Control of Active Structures: An Introduction*. Springer International Publishing: 4. Edition, 2018.
- [11] Weng, M.; Lu, X.; Trumper, D. L.: *Vibration control of flexible beams using sensor averaging and actuator averaging methods*. IEEE Transactions on Control Systems Technology. (2002) 10-4, S. 568-577.
- [12] Meurer, T.; Thull, D.; Kugi, A.: *Flatness-based tracking control of a piezoactuated Euler-Bernoulli beam with non-collocated output feedback: theory and experiments*. International Journal of Control. (2008) 81-3, S. 475-493.
- [13] Åström, K. J.; Hägglund T.: *Advanced PID Control*. ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.