

# Optimale Architektur zur Regelung hochdynamischer und resonanzbehafteter Antriebe

Dr. Ladislav Kucera, Triamec AG, Cham, Schweiz

## Optimal control architecture of highly dynamic motion systems with strong mechanical resonances

*This paper shows the importance of a good filtering of the position signal in order to avoid anti-aliasing. Together with a consequent reduction of lag time highly dynamic motion systems with strong mechanical resonances can be successfully controlled without the limitation of a strong noise development. This allows for active damping of the mechanical resonances. As a result, the bandwidth of the closed-loop system increases significantly. This could be proven with several practical setups in industrial motion applications and led to the development of a drive series TS100 with a 100kHz current- and a 50kHz position-control capability.*

*Low latency control, mechanical resonances, anti-aliasing-filter, analog encoder*

## 1 Hochdynamische Antriebstechnik

Stetig steigende Anforderungen an Produktivität und Genauigkeit zwingen die Maschinenbauer heute immer häufiger zum Einsatz von Luftlagern oder Filmlagern. Dem Vorteil der geringen Reibung steht jedoch ein Verlust an Lagerdämpfung gegenüber, wodurch ein hochdynamisches System mit ausgeprägten mechanischen Resonanzen entsteht.

Die fehlende Lagerdämpfung muss nun mit der Antriebsregelung erzeugt werden. In der Regelungstechnik ist Dämpfung mit einer Erhöhung der Verstärkung bei höheren Frequenzen gleichzusetzen. Kollidiert dies mit den Resonanzen, kann es eine erhebliche Reduktion der Regelungsbandbreite zur Folge haben.

Der wichtigste Ansatz zur Problemlösung ist eine sehr hohe Abtastrate und eine konsequente Vermeidung aller Arten von Totzeiten. Eine sinnvolle Abtastrate der Positionsregelung beginnt etwa ab 50kHz, und die gesamte Totzeit im System sollte unterhalb von 30µs liegen.

Hochdynamische Systeme benötigen auch eine hohe Regelverstärkung, sonst machen sie keinen Sinn. Messfehler aller Art, die bei kleineren Verstärkungen noch ohne Wirkung waren, erzeugen nun einen Lärm, der so stark werden kann, dass die Verstärkung nicht mehr weiter gesteigert werden kann, obwohl dies regelungstechnisch durchaus möglich wäre.

Das Verletzen des Abtast-Theorems, was in Drives häufig zu sehen ist, vergrößert den Rauschanteil in den Messsignalen. Die Lärmentwicklung steigt stark an und es

entstehen Messfehler im tiefen Frequenzbereich. Es ist deshalb wichtig, der Filterung der Messsignale besondere Beachtung zu schenken.

Vor allem bei der Positionserfassung mit analogen Phasensignalen ist eine korrekte Filterung aufwändig. Zuerst muss die Position aus den Phasensignalen berechnet werden, bevor mit der eigentlichen Filterung begonnen werden kann. Diese Abfolge, so einleuchtend sie auch klingen mag, wird häufig ignoriert, und es gelangt ein vollkommen ungefiltertes Positionssignal zur Regelung.

Aufgrund der vielen Fragen zum Thema Encoder am letzten Symposium (siehe [Kuc05]) widmet sich dieses Paper dieser Thematik. Es wird am Beispiel des Triamec Drives TS100 beschrieben, wie die Encoderauswertung ausgelegt und realisiert werden kann. Es wird für zwei Arten von Störsignalen gezeigt, was für Ergebnisse mit dem vorliegenden Positions-Filter zu erreichen sind.

## **2 Abtast-Theorem**

Das Abtast-Theorem ist eine Grundregel der digitalen Signalverarbeitung, die jeder kennt, gerne einhalten möchte, aber aufgrund technischer Rahmenbedingungen nicht kann. Damit es zu einer Verletzung (aliasing) kommt, müssen zwei Bedingungen erfüllt sein. Erstens muss eine Störung vorhanden sein, die oberhalb der halben Abtast-Frequenz liegt. Zweitens muss die Amplitude der Störquelle so groß sein, dass sie trotz Filterung innerhalb der Auflösung des AD-Wandlers zu liegen kommt.

Liegt eine Verletzung vor, so äußert sich dies in der Erfassung einer fehlerhaften Frequenz, die zwischen 0 und der halben Abtastfrequenz zu liegen kommt. Die Regelung wird auf dieses Signal reagieren und ein Stellsignal stellen, das als Reaktion auf die eigentliche Störung fehlerhaft ist.

## **3 Art der Störungen**

Es gibt zwei Arten von spektralen Störsignalen. Die erste sind kurze elektrische Störspitzen hervorgerufen durch die Leistungsschalter der Motorenansteuerung oder irgendwelcher Netzteile. Die zweite sind elektrische und mechanische Resonanzen oberhalb des Regelbereichs.

Störspitzen verfügen über eine hohe Frequenz und eine Amplitude, die durchaus die Größenordnung der Messsignale annehmen können. Die Breite der Störung hängt stark mit der Schaltgeschwindigkeit der Leistungsschalter zusammen. Sie werden aber etwa im Bereich von 50-500ns liegen. Die Störspitzen übertragen sich auf die analogen Encodersignale und werden am besten durch ein analoges Vorfilter entfernt. Nach der AD-Wandlung ist es hierfür zu spät.

Resonanzen oberhalb des Regelbereichs sind keine Seltenheit. Im Gegensatz zu den Störspitzen übertragen sich die Resonanzen direkt auf das Positionssignal und sind mit dem analogen Vorfilter nicht wegzubekommen, denn es darf erst nach der Encoderauswertung gefiltert werden.

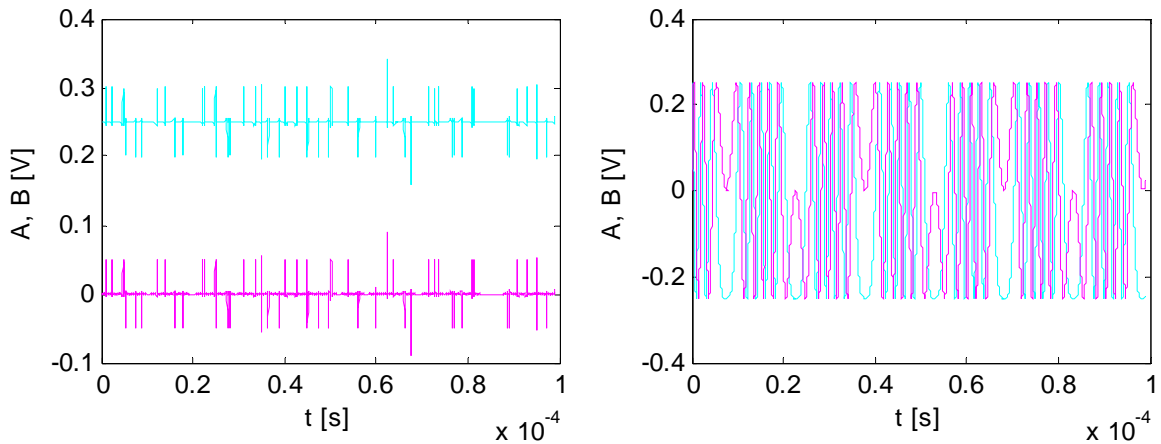


Bild 1: Links Stillstehender Encoder mit überlagerten elektrischen Störspitzen. Rechts Encodersignale bei einer 33kHz-Resonanz.

#### 4 Auswertung eines analogen Encoders

Die folgenden Kapitel beschreiben die Wirkungsweise der einzelnen Teilblöcke aus Bild 2. Der analoge Encoder liefert kontinuierliche Phasensignale bis zu einer Nutzfrequenz von 500kHz. Ein solches Signal muss mindestens mit 5MHz abgetastet werden. Bei einer Regelfrequenz von 50kHz müssten innerhalb eines Regeltaktes 100 Messwerte übertragen, zu Positionen umgewandelt und anschließend gefiltert werden. Damit wäre der DSP (Digital Signal Processor) schon mehr als ausgelastet. Aus diesem Grund wird ein FPGA (Field Programmable Gate Array) eingesetzt, das die digitale Filterung durchführt.

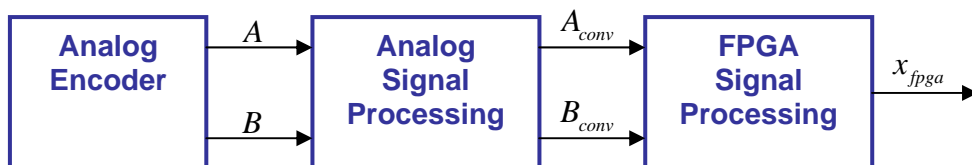


Bild 2: Signalfloss der Auswertung eines analogen Encoders.

Der analoge Encoder nimmt eine Transformation der Messposition  $x$  gemäß den folgenden Gleichungen vor.

$$A = A_0 \cos(2\pi x / x_{div}), \quad B = B_0 \sin(2\pi x / x_{div}) \quad (4.1)$$

Hierbei entspricht  $x_{div}$  der Encoderteilung (eine Periode) und beträgt typischerweise 5-20 $\mu$ m. Bei realen analogen Encodern werden die Signale mit Offset- und Amplituden- und Phasenfehler behaftet sein. Die Korrektur dieser Verzerrungen ist eine wichtige Aufgabe bei der Verarbeitung von Encodern. Diese Thematik ist aber sehr umfangreich und wird hier nicht behandelt.

Er wäre ein Trugschluss zu glauben, ein analoges Filter könnte für die gesamte Filteraufgabe herangezogen werden. Anhand der Gleichungen in (4.1) ist zu erkennen, dass der Encoder die Position mit der trigonometrischen Funktion spektral verändert. Hierbei macht es einen großen Unterschied, ob zum Beispiel eine

Resonanz bei stehender oder rotierender Achse erfasst wird. Wäre die Eckfrequenz beispielsweise bei 10kHz, so würde bei hohen Geschwindigkeiten die aufmodulierte Frequenz und mit ihr die Position verschwinden.

## 5 Analoge Signalverarbeitung

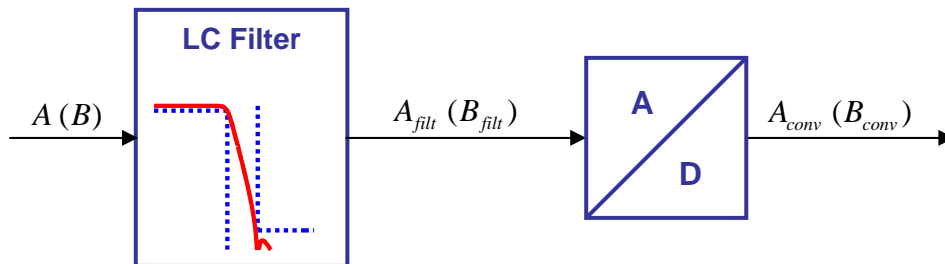


Bild 3: Die analoge Signalverarbeitung besteht aus einem analogen LC-Filter gefolgt von einer AD-Wandlung.

Durch die feine Encoderteilung  $x_{div}$  entstehen bei hohen Achsgeschwindigkeiten ansehnliche Signalfrequenzen. Um die Perioden zählen zu können, muss eine Periode mindestens mit 4 Punkten erfasst werden. Auch das LC-Filter benötigt ein sinnvolles Verhältnis zwischen Durchlass- und Sperrbereich. Als Summe aller Randbedingungen wird ein Wandler mit einer Abtastrate von 5MHz gewählt.

Die Aufgabe des analogen Vorfilters besteht nun darin, die 500kHz Nutzsingale möglichst unverfälscht durchzulassen und bei 2.5MHz bis aufs letzte Bit des AD-Wandlers zu sperren. Für eine 14 Bit Wandler-Auflösung beträgt die Dämpfung im Sperrbereich -78dB.

Da das Encoder-Signal zu einem bestimmten Zeitpunkt nur die Information einer Periode überträgt, dürfen die maximalen Fehler nach der Positionsberechnung nur  $x_{div}/4$  annehmen, da sonst der Periodenzähler aus dem Tritt gerät. Obwohl die Positionsfehler dadurch im  $\mu\text{m}$ -Bereich bleiben, erzeugen hochdynamische Antriebssysteme spürbare Reaktionen darauf.

Um die gegebene Spezifikation zu erfüllen, ist ein Filter mit 6 Polen und 2 Nullstellen notwendig. Da die analogen Encodersignale differentiell und mit  $120\Omega$  terminiert übertragen werden, bietet sich der Einsatz eines LC-Filters zwischen Kabel und Terminierung an. Die Auslegung des analogen LC-Filters bereitet wenig Schwierigkeiten, solange man sich an einen konventionellen Filtertyp wie z.B. das Butterworth-Filter hält. Die Werte der Induktivitäten und Kapazitäten können dann aus einer Tabelle für den entsprechenden Filtertyp herausgelesen werden (siehe [Hag96]).

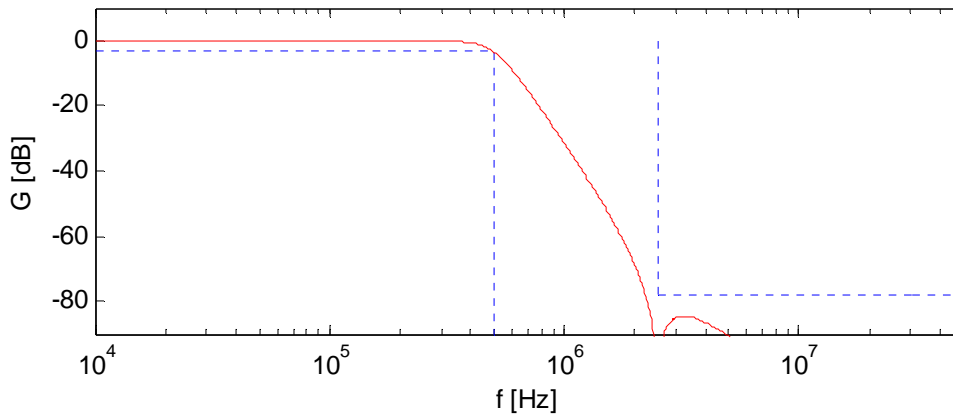


Bild 4: Frequenzgang des LC-Filters mit einem Durchlassbereich bei 500kHz (-3dB) und einem Sperrbereich bei 2.5MHz (-78dB). Um die geforderte Filterschärfe zu erreichen, wird das Butterworth-Filter 6ter Ordnung zusätzlich mit einem Notch-Filter bei 2.5MHz ergänzt. Die Abtastung erfolgt mit 5MHz.

## 6 FPGA-basierte Signalverarbeitung

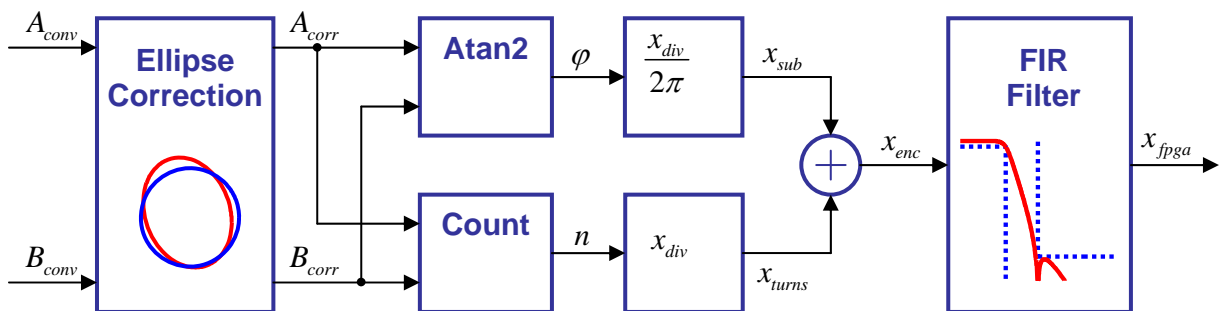


Bild 5: Im FPGA wird aus den Phasensignalen die Position berechnet und anschließend gefiltert.

Die digitale Auswertung der Encodersignale beginnt mit einer Korrektur der Ellipsensignale. Diese ist notwendig, da sonst ein Perioden-abhängiger Rippel entsteht. Dieser erzeugt einen geschwindigkeitsabhängigen Ton, der als solcher leicht identifiziert werden kann. Nach der Korrektur werden die Perioden gezählt und die Rücktransformation der Encoderposition durchgeführt. Die Position berechnet sich nach

$$x_{enc} = x_{div} \left( \frac{\text{atan2}(B_{conv}, A_{conv})}{2\pi} + n \right). \quad (6.1)$$

Wie im Kapitel 3 bereits erwähnt, können mechanische Systeme problemlos messbare Frequenzen außerhalb der Regelbereichs erzeugen. Aus diesem Grund muss für eine korrekte Einhaltung des Abtast-Theorems das Encodersignal gefiltert werden. Genau dieser Punkt wird meist unterlassen, weil eben kein leistungsstarkes FPGA zur Verfügung steht und der DSP oftmals schon völlig ausgelastet ist.

Die Encodersignale werden mit 5MHz abgetastet, während die Regelung mit 50kHz betrieben wird. Um eine Nutzsignal-Bandbreite von 10kHz zu erreichen, wird ein Filter mit 6 Polen und 4 Nullstellen benötigt.

Vor einigen Jahren hätte die Integration des Atan2 im FPGA eine größere Hürde dargestellt. Aus diesem Grund hätte man die Auslagerung des Positionsfilters in ein FPGA nicht in Erwägung gezogen. Heute bieten die FPGA-Hersteller genügend große und schnelle FPGA's an. Auch wird der Atan2 als Funktionsblock unentgeltlich zur Verfügung gestellt.

Das IIR-Filter (Infinite Impulse Response) aus Bild 6 lässt sich leider nicht ohne weiteres im FPGA realisieren. Durch die hohe Differenz der eingangsseitigen Abtastfrequenz und der Eckfrequenz des Filters entsteht bei der gegebenen Filterordnung ein sehr hoher Bedarf an numerischer Dynamik. Vorteilhafter ist daher die Verwendung eines FIR-Filters (Finite Impulse Response).

FIR-Filter, wie man sie typischerweise kennt, werden in der Nachrichtentechnik eingesetzt, wo eine Verzögerung des Signals keine Rolle spielt. In der Regelung ist dies sehr unerwünscht, da die so eingeführte Totzeit die geregelte Bandbreite reduziert. IIR-Filter besitzen bei derselben Filterschärfe im Vergleich zu FIR-Filtern mit symmetrischen  $\sin(x)/x$  Koeffizienten einen besseren Phasenverlauf. Aus diesem Grund ist es zu empfehlen, die FIR-Koeffizienten anhand der Impulsantwort des IIR-Filters nachzubilden. Die so genannte „Infinite Impulse Response“ muss zu einer sinnvollen „Finite Impulse Response“ gekürzt werden. Wie viele Koeffizienten notwendig sind, ist mit einer Kontrolle der FIR-Filter Übertragungsfunktion herauszufinden. Werden zu wenig Koeffizienten verwendet oder ist die Auflösung der Koeffizienten zu gering, wird das Filter nicht die gewünschte Filterschärfe aufweisen. Für einen detaillierten Einblick in die Theorie der FIR-Filter siehe [Lyo04].

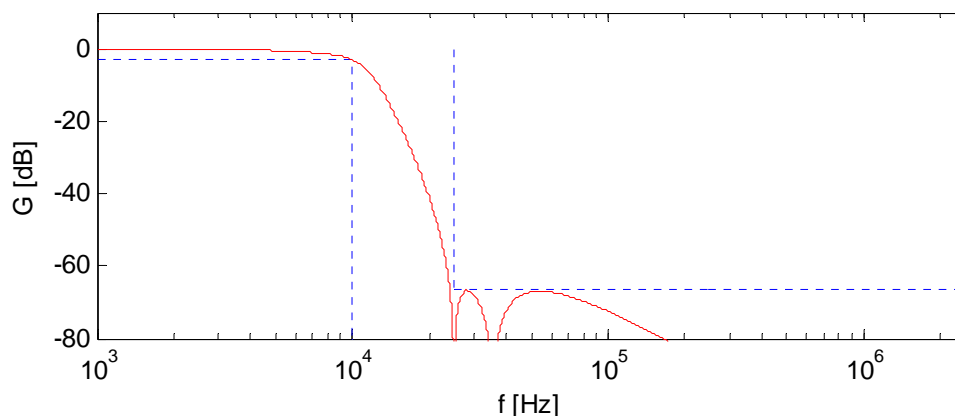


Bild 6: Frequenzgang des FIR-Filters mit einem Durchlassbereich bei 10kHz (-3dB) und einem Sperrbereich bei 25kHz (-66dB). Um die geforderte Filterschärfe zu erreichen, wird das Butterworth-Filter 6ter Ordnung zusätzlich mit zwei Notch-Filtern bei 25kHz und 35kHz ergänzt. Die Abtastung erfolgt mit 5MHz am Eingang und mit 50kHz am Ausgang.

## 7 Wirksamkeit des Anti-Aliasing Filters

Die folgenden Bilder beziehen sich auf die Störsignale aus Kapitel 3 und zeigen die Wirksamkeit der Filterung auf. Es ist leicht zu erkennen, dass die Störsignale ohne Filterung praktisch ungedämpft zur Regelung gelangen, während mit dem Anti-Aliasing-Filter nur noch ein Restrauschen nahe der Auflösungsgrenze verbleibt.

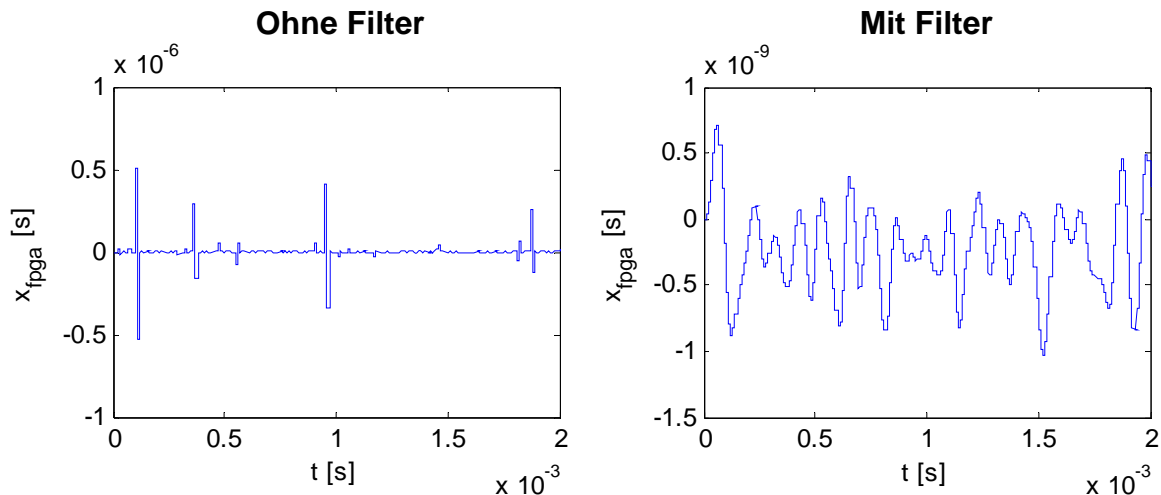


Bild 7: Ohne Filterung übertragen sich die Störspitzen (20% der Encoder-Signalamplitude) auf das Positions-Signal mit einer Amplitude von  $1\mu\text{m}$ . Das Anti-Aliasing-Filter entfernt die Störspitzen und es bleibt ein Noise im nm-Bereich.

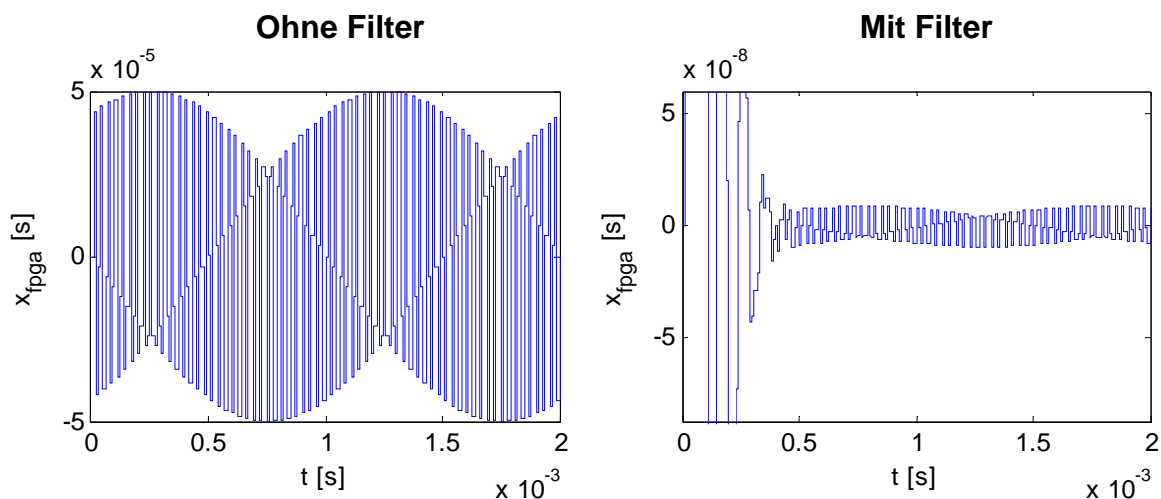


Bild 8: Frequenzen oberhalb der halben Abtastfrequenz (25kHz) werden ohne Filterung fehlerhaft abgetastet. Im gewählten Beispiel erzeugt eine 33kHz Resonanz mit  $50\mu\text{m}$  Amplitude eine neue Frequenz bei 18kHz, wobei diese zusätzlich mit einer Schwebung überlagert ist. Mit der Filterung wird dieser Anti-Aliasing-Fehler mit 1:1000 reduziert.

Leider hat die Filterung auch einen Nachteil. Durch die hohe Filterordnung entsteht ein frühzeitiger Phasenabfall, der letztlich zu einer Laufzeitverzögerung führt und die

Reaktionsfähigkeit der Regelung beeinflusst. Aus diesem Grund wurde die Spezifikation der FIR-Störunterdrückung von -78dB auf -66dB reduziert. Ein Filter mit geringerer Ordnung könnte womöglich bessere Ergebnisse liefern, wenn beispielsweise nur kleine Störungen im System vorhanden sind. Damit der Anwender für sich eine optimale Lösung finden kann, hat er im TS100 die Möglichkeit, die Filterordnung frei zu wählen.

## 8 Zusammenfassung

Um die Produktivität einer Anlage weiter steigern zu können, setzen Konstrukteure immer häufiger Leichtbau und reibungsfreie Lagerungsmethoden (Film- und Luftlager) ein. In der Folge entsteht ein hochdynamisches Antriebssystem mit ausgeprägten Resonanzen, die zusammen mit konventionellen Steuergeräten grosse regelungstechnische Probleme verursachen.

Triamec stellt mit der TS100 Serie erstmals einen Drive vor, der die Forderung nach minimaler Totzeit konsequent umsetzt und sich damit für hochdynamische Systeme eignet. Um die Lärmentwicklung minimal zu halten, verfügt der TS100 über eine einwandfrei Verarbeitung der Messsignale.

Besonders bei einem Analogencoder ist es wichtig, die Ellipsenfehler hinreichend gut zu korrigieren. Aber auch ein hochwertiges Anti-Aliasing-Filter ist nötig. Wie dieses auszulegen und zu implementieren ist, wird in diesem Paper detailliert beschrieben. Es wird gezeigt, dass diese Filterung reale Störquellen wie Störspitzen und hochfrequente mechanische Resonanzen bis zur Signalauflösung unterdrückt.

Erfahrungen aus verschiedenen Kundenprojekten haben die Wirksamkeit der obigen Maßnahmen bestätigt. In der Folge konnten die Kunden die geregelte Bandbreite ihrer hochdynamischen Anlagen signifikant steigern. Hochwertige Messsignal-Filter halten die Lärmentwicklung in Grenzen und ermöglichen einen Anlagebetrieb am regelungstechnischen Limit.

## 9 Literatur

- [Hag96] Jon B. Hagen, *Radio-frequency electronics*, Cambridge University Press, 1996
- [Kuc05] L. Kucera, *Regelung hochdynamischer Antriebssysteme mit ausgeprägten mechanischen Resonanzen*, Tagungsband SPS/IPC/Drives 2005, Franzis, 2005
- [Lyo04] Richard G. Lyons, *Understanding Digital Signal Processing*, Prentice Hall, 2004