

Das Laser Radar – reflektorlose Distanzbestimmung mittels Frequenzmodulation

Laser Radar – Non-contact Distance Measurement Using Frequency Modulation

Christoph Naab, Maria Hennes

Das Laser Radar ist ein portables, optisches, polares Messsystem, das Distanzen hochgenau und berührungslos erfasst. Der Messstrahl im nahen Infrarot ist in Form einer Dreieckschwingung frequenzmoduliert. Nach dem Prinzip eines Interferometers und Nutzung der Schwebung kann so die Entfernung durch Messen einer Frequenzdifferenz abgeleitet werden. Anwendung findet das Laser Radar im Bereich der Industrievermessung besonders in der Large Volume Metrology.

Schlüsselbegriffe: Laser Radar, Frequenzmodulation, FM, EDM, Industrievermessung, reflektorlos, CLR, FMCW-System, FMCLR, Chirp-Modulation

The Laser Radar is a portable optical polar measurement system, determining distances with high-precision and without contact. The measuring beam in the near infrared is frequency modulated in shape of a triangular-wave. According to the principle of an interferometer and using the beat frequency, the distance can be derived by measuring a frequency difference. Applications for the Laser Radar are in the field of industrial measurement, especially in the Large Volume Metrology.

Keywords: Laser Radar, frequency modulation, FM, EDM, industrial measurement, non-contact, CLR, FMCW-system, FMCLR, chirp-modulation

1 EINLEITUNG

Bei Tachymetern, Totalstationen oder terrestrischen Laserscannern wird zur reflektorlosen Entfernungsmessung meist das Impuls- oder Phasenvergleichsverfahren eingesetzt. Daneben gibt es weiter hybride Entwicklungen, die die beiden Verfahren aus der elektro-optischen Distanzmessung (EDM) miteinander kombinieren. Darüber hinaus ist es jedoch auch möglich, mit dem Verfahren der Frequenzmodulation (FM), wie es im Laser Radar Verwendung findet, Entfernungen reflektorlos zu messen. Technisch wurde diese Methode im

Laser Radar so umgesetzt, dass im Gegensatz zu den Geräten mit alternativen Verfahren Genauigkeiten im Submillimeterbereich bei maximalen Reichweiten von bis zu 60 m erzielt werden.

White (1999) kündigt unter dem Namen Coherent Laser Radar das Messsystem an und geht auf das verwendete Streckenmessprinzip im Ansatz ein. Es folgen Erwähnungen des Messsystems in Deumlich und Staiger (2002); Schwarz (2002) und Joeckel et al. (2008). Um die Eigenschaften des Laser Radars in der Anwendung besser interpretieren zu können, wird in diesem Beitrag das Streckenmessprinzip über die oben genannten Beiträge hinausgehend, näher erläutert.

2 DAS MESSSYSTEM LASER RADAR

Das Laser Radar ist ein portables, optisches Messsystem, das hochgenaue 3D-Punkterfassung reflektorlos ermöglicht. Es zählt zu den polaren Messsystemen und ist als Scanner ausgeführt.

Die Besonderheit dieses Instruments stellt die berührungslose Distanzbestimmung dar, die nach dem Prinzip der FM arbeitet. Aufgrund dieses Prinzips und einer Fokussierung des Messstrahls sind auch Auswertungen bei geringem Intensitätswert des Empfangssignals ($1 \cdot 10^{-9}$ der Ausgangsenergie (Nikon Metrolog NV, 2010a)), der vor allem durch den Reflexionsgrad der Oberfläche (Reflektivität) beeinflusst ist, möglich. Zur Streckenmessung wird ein frequenzmodulierter Messstrahl mit einer Trägerwellenlänge von 1550 nm verwendet, der damit nach DIN 5031 innerhalb des nahen Infrarots (NIR) in IR-B fällt.

In *Abb. 1* ist das Laser Radar MV224 der ehemaligen Firma Metris zu sehen, das eine maximale Reichweite von 24 m bietet und neben dem MV260 mit einer Maximaldistanz von 60 m zur Serie MV200 gehört. Hergestellt und vertrieben werden gegenwärtig die Geräte unter dem neuen Namen Nikon Metrology, wobei aktuell das Laser Radar als MV330 oder MV350 aus der G3 Serie mit einer maximalen Reichweite von 30 m bzw. 50 m erhältlich ist. Laut Spezifikation (Metris Belgium, 2008 und Nikon Metrology NV, 2010b) werden für die Serien MV200 und G3 3D-Punktgenauigkeiten (2σ) von etwa 10 ppm erreicht. Somit liegt die Genauigkeit beispielsweise auch bei einer Distanz von 30 m mit $301 \mu\text{m}$ im Submillimeterbereich.

Als Referenzpunkte zur Stationierung oder zum Registrieren von Objekten können dem Laser Radar durch die reflektorlose Messmethode spezifische Targets dienen. So kommen in der Praxis meist einfache Stahlkugeln (Tooling Balls) in verschiedenen Durchmessern, oder alternativ auch Zielmarken, zum Einsatz.



Abb. 1 | Laser Radar MV224

3 STRECKENMESSPRINZIP

Das Prinzip der Streckenmessung stellt beim Laser Radar ein besonderes Merkmal dar und ist maßgeblich für die Eigenschaften und das Messverhalten dieses Systems verantwortlich. Aufgrund der verwendeten Messmethode werden die weiteren Instrumentenbezeichnungen FMCLR (**F**requency **M**odulated **C**oherent **L**aser **R**adar) oder kurz CLR (**C**oherent **L**aser **R**adar) sowie FMCW-System (**F**requency **M**odulated **C**ontinuous **W**ave – System) gebraucht.

Im Hinblick auf das Streckenmessprinzip basieren grundsätzlich viele optische Distanzmesssysteme auf der Bestimmung der Laufzeit Δt bei bekannter Lichtgeschwindigkeit c , in (1) hier für Reflexverfahren mit doppelter Distanz D dargestellt:

$$2 \cdot D = c \cdot \Delta t \quad (1)$$

Die verstrichene Zeit Δt wird beim Laser Radar nicht direkt gemessen, sondern auf eine Frequenzdifferenz Δf zwischen Sende- und Empfangssignal, welche jeweils frequenzmoduliert sind, zurückgeführt. Da des Weiteren, wie die alternativen Bezeichnungen des Laser Radar zeigen, kontinuierlich eine Welle ausgesandt wird, ist die Anlehnung an das Impulsmessverfahren nach Joeckel et al. (2008) eher irreführend. So sollte das Prinzip der FM, wie z. B. auch das Phasenvergleichsverfahren, als eigenständiges Verfahren der Distanzbestimmung gelten.

3.1 Umsetzung der Frequenzmodulation

Die FM ist gemäß White (1999) nach folgendem Prinzip realisiert. Ausgehend von der Frequenz der Trägerwelle f_T mit rund 200 THz (dieser Näherung entspricht die Wellenlänge von ca. 1500 nm) wird in der Zeitspanne $\Delta t_m = 1$ ms diese Frequenz um Δf_m linear erhöht. Nach dem Erreichen der maximalen Frequenz f_{max} von rund 200,1 THz wird in derselben Zeitspanne Δt_m die Frequenz um das identische Δf_m linear verringert, bis wieder die Ausgangsfrequenz erreicht ist (vgl. *Abb. 2*). Die dabei entstehende Funktion wird auch als Dreieckschwingung bezeichnet, die wegen $\Delta t_m = 1$ ms mit einer Frequenz von 500 Hz schwingt¹. Im Englischsprachigen wird für diese Art der FM auch der Begriff „Chirp“ verwendet, der den linearen An- oder Abstieg beschreibt. Somit ist für die lineare FM auch „Chirp-Modulation“ oder „FM Chirp-Modulation“ im Gebrauch.

Grafisch veranschaulichen lässt sich die FM der Welle mit denen im Laser Radar realisierten Werten der MV200 Serie nur sehr schwer. Dies liegt zum einen daran, dass die exakte Modulationsfrequenz Δf_m mit 86 GHz nur etwa 0,4 ‰ der Trägerfrequenz f_T mit rund 193,4 THz beträgt (entsprechend der Wellenlänge von 1550 nm), und zum anderen daran, dass die Modulationszeit Δt_m von einer Millisekunde bezogen auf die Periodendauer der Trägerwelle von rund 5,2 fs (femto $\approx 10^{-15}$) sehr groß ist.

Aus diesen Gründen sind für *Abb. 3* abweichende Parameter für die Darstellung gewählt, wobei die Veranschaulichung der elektromagnetischen Welle E am Ort $x = 0$ erfolgt. In *Abb. 3* sind die Be-

¹ Mit Einführung der G3 Serie wurde die genannte Modulationszeit Δt_m optimiert und auf 0,25 ms reduziert, womit sich die Frequenz der Dreieckschwingung in den aktuellen Geräten auf 2.000 Hz erhöht.

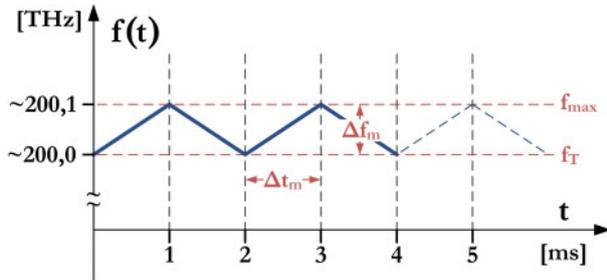


Abb. 2 | Frequenzmodulation in Form einer Dreieckschwingung

reiche hoher und niedriger Frequenz gut zu erkennen, da sie sich hier statt um 0,4 ‰ um etwa den Faktor 5 voneinander unterscheiden.

Konkret wird die Trägerwelle mit 1550 nm durch die Modulation von 86 GHz um bis zu 0,689 nm reduziert, d. h., die Wellenlänge des Messstrahls variiert stetig zwischen 1549,311 nm und 1550 nm. Dementsprechend sendet das Laser Radar im Mittel eine Wellenlänge von 1549,656 nm aus.

3.2 Nutzung der Frequenzdifferenz Δf

Für die Streckenbestimmung wird das Empfangssignal nach dem Prinzip eines Interferometers mit dem Sendesignal überlagert. Zur Veranschaulichung ist in *Abb. 4* das Sendesignal (rot) und ein theoretisches Empfangssignal (blau) gegen die Zeit t dargestellt. Zur Vereinfachung wird die Frequenzdifferenz am Ort $x=0$ betrachtet. Zu erkennen ist, dass die Frequenzänderung des empfangenen Signals mit der Frequenz $f_E(t)$ (blaue Dreieckschwingung) um die Zeit Δt gegen die Frequenzänderung des gesendeten Signals mit der Frequenz $f_S(t)$ (rote Dreieckschwingung) verzögert erfolgt. Diese sichtbare Verschiebung beruht auf der zweifach durchlaufenen Distanz zwischen Laser Radar und Objekt durch die Welle, vgl. (1). Die Zeit Δt wird als Differenz zwischen den jeweiligen Zeitpunkten, an denen Empfangs- und Sendesignal die jeweils gleiche Frequenz haben, positiv definiert (Definition: Zeitpunkt Empfangssignal minus Zeitpunkt Sendesignal).

Gleichzeitig zeigt sich aufgrund der zurückgelegten Strecke des Signals in der Zeit Δt zu jedem beliebigen Zeitpunkt eine Frequenzdifferenz Δf , die während der Zeit Δt_{beat} konstant ist (s. u.). Dabei gilt:

$$\Delta f = m \cdot \Delta t \tag{2}$$

Die Steigung m entspricht der Frequenzänderung pro Zeiteinheit, die sich durch $m = \frac{\Delta f_m}{\Delta t_m}$ definiert und somit bekannt ist. Die Frequenzdifferenz Δf ergibt sich damit zu

$$\Delta f = \frac{\Delta f_m}{\Delta t_m} \cdot \Delta t \tag{3}$$

Mit (1) resultiert:

$$D = \frac{c}{2} \cdot \frac{\Delta t_m}{\Delta f_m} \cdot \Delta f \tag{4}$$

Mit bekannter Ausbreitungsgeschwindigkeit des Lichtes im Medium und der Frequenzänderung pro Zeit kann somit durch alleiniges Messen der Frequenzdifferenz Δf die Distanz D zum Objekt ermittelt

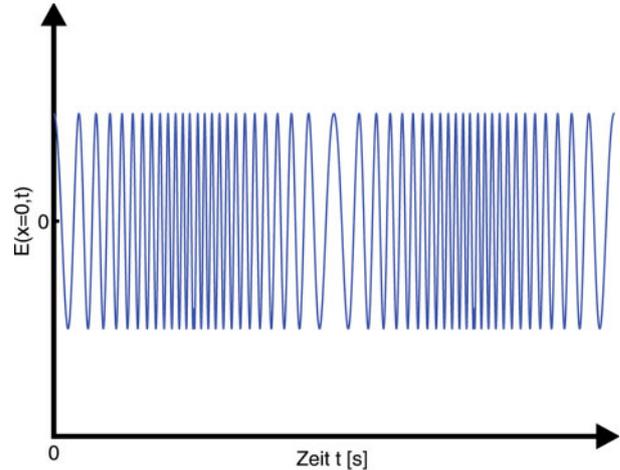


Abb. 3 | Frequenzmodulierte elektromagnetische Welle, exemplarisch

werden. (Auf die vermeintlich auftretende Mehrdeutigkeit durch an- und absteigendem Chirp wird nachfolgend eingegangen.)

Im Vakuum folgt $c = c_0$ und die Distanz D berechnet sich nach

$$D = \frac{c_0}{2} \cdot \frac{\Delta t_m}{\Delta f_m} \cdot \Delta f = 1,742979407 \cdot 10^{-6} [m \cdot s] \cdot \Delta f \tag{5}$$

Dabei ist $\Delta t_m = 1$ ms, $\Delta f_m = 86$ GHz und $c_0 = 299.792.458$ m/s. Folglich ist die Berechnung der Distanz im Vakuum unabhängig von der Frequenz der Trägerwelle f_T , da sie allein von den instrumentellen Parametern Δt_m , Δf_m der FM, der Konstanten c_0 und der gemessenen Größe Δf abhängt. Demnach ergibt sich die Distanz lediglich als ein Vielfaches der Frequenzdifferenz Δf . Dabei gilt allgemein, dass die Strecke umso genauer erfasst werden kann, je größer die Modulationsfrequenz Δf_m ist (unter der Voraussetzung gleicher absoluter Stabilität von Δf_m). Es sei darauf hingewiesen, dass im Medium aufgrund der Dispersion die Frequenz der Trägerwelle maßgeblich für die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Lichts verantwortlich ist.

In *Tab. 1* ist, ausgehend von Formel 5, der Bezug zwischen der Distanz D und der Frequenzdifferenz im Vakuum exemplarisch für spezifische Werte aufgeführt.

Es zeigt sich, dass für die Erzielung einer Messauflösung von $1 \mu\text{m}$ die Auflösung der Frequenzdifferenz etwa ein halbes Hertz betragen muss. Demgegenüber stehen die vergleichbar großen maximalen Distanzen von 24 m und 60 m, die von den Geräten der MV200 Serie

Distanz D	Frequenzdifferenz Δf
1 μm	0,574 Hz
1 m	0,574 MHz
24 m	13,770 MHz
60 m	34,424 MHz
1,74 μm	1 Hz
1,74 mm	1 kHz
149,896 km	86 GHz

Tab. 1 | Bezug zwischen Distanz und Frequenzdifferenz im Vakuum

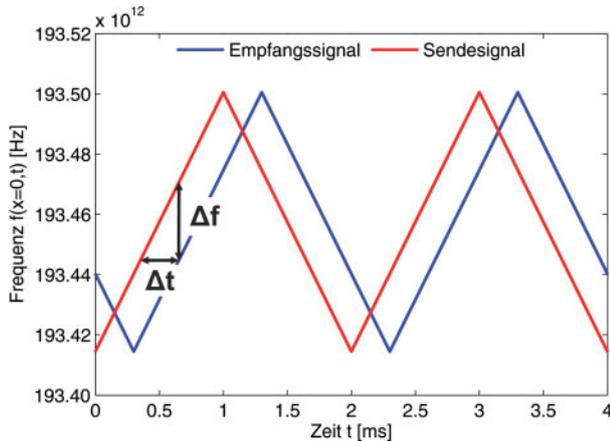


Abb. 4 | Frequenzen des Sende- und Empfangssignals, exemplarisch

erzielt werden. Somit muss gleichzeitig eine Frequenzdifferenz von rund 13,8 MHz bzw. 34,4 MHz messbar sein. Dies führt dazu, dass theoretisch für eine Messauflösung von einem Mikrometer 24 Millionen bzw. 60 Millionen Frequenzen auflösbar sein müssten. Durch technische Maßnahmen, die in Naab (2010) beschrieben sind, auf die hier aber nicht näher eingegangen wird, werden in der MV200 Serie diese großen Werte jedoch reduziert. Aus rein mathematischer Sicht wäre die Streckenbestimmung bis zu einer Distanz von rund 150 km eindeutig, da erst dann die maximale Frequenzdifferenz von 86 GHz erreicht ist². Tatsächlich ist jedoch die Kohärenzlänge der limitierende Faktor der Reichweite. Deswegen wurde die Reichweite auf 60 m (bzw. 50 m beim MV350) begrenzt, was durchaus zu einer praktikablen Umsetzung der Frequenzmessung unter dem Aspekt der Maximierung von Auflösungsvermögen und Reichweite bei moderater Frequenzdifferenz Δf führt.

Es ist anzumerken, dass aus Gründen der Anschaulichkeit in Abb. 4 ein exemplarischer, aber instrumentell nicht realisierbarer Fall dargestellt ist: Die Frequenzdifferenz zwischen Sende- und Empfangssignal Δf beträgt 25,8 GHz, was nach Formel (3) einem Δt von 0,3 ms entspricht. Dies bedeutete aber, dass sich das Ziel bei rund 45 km befinden haben müsste. Anschaulich ließe sich ein realitätsbezogener Fall nur bedingt darstellen, da selbst bei der maximalen Distanz von 60 m die Frequenzdifferenz von rund 34,4 MHz lediglich eine Zeitdifferenz Δt zwischen Sende- und Empfangssignal von rund 0,4 μs ergibt, sodass die beiden Signale grafisch nicht unterscheidbar sind.

Aufgrund der hardwarebedingten Auswertemethode kann lediglich der (vorzeichenfreie) Betrag von Δf erfasst werden, sodass sich für die konstante, beispielhafte Distanz von rund 45 km der in Abb. 5 gezeigte Verlauf der Frequenzdifferenz über die Zeit ergibt. Zu erkennen ist die gleichbleibende resultierende Frequenzdifferenz Δf von 25,8 GHz, welche lediglich bei $t = 0,15$ ms; 1,15 ms; 2,15 ms und 3,15 ms auf Null abfällt bzw. von Null ansteigt. Zu diesen Zeitpunkten schneiden sich in Abb. 4 das Sende- und Empfangssignal, was diesen markanten Verlauf der Frequenzdifferenz begründet. Abgeleitet von dem englischen Begriff „beat frequency“, was

² Die in Deumlich und Staiger (2002) genannte maximale Reichweite von 300 km setzt voraus, dass bei der Auswertung zwischen dem an- und absteigenden Chirp unterschieden werden kann, was so bisher technisch nicht realisiert ist (s. u.).

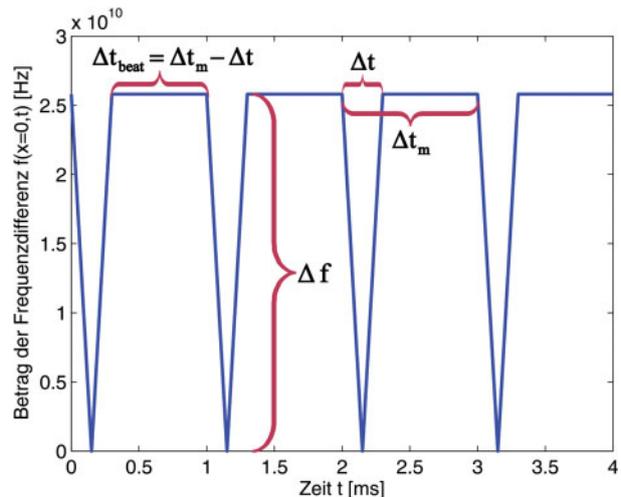


Abb. 5 | Betrag der Frequenzdifferenz zwischen Sende- und Empfangssignal

Schwebungsfrequenz bedeutet, lässt sich alternativ auch der Begriff „Beatfrequenz-Verlauf“ verwenden.

Betrachtet man den Verlauf der Frequenzdifferenz genauer, lassen sich, wie in Abb. 5 gekennzeichnet, neben Δf auch die Zeitdifferenz zwischen Sende- und Empfangssignal Δt , sowie die Modulationszeit Δt_m erkennen. Die Dauer der konstanten Frequenzdifferenz sei folgend mit Δt_{beat} bezeichnet, welche in Abb. 5 die waagrechten Abschnitte des Funktionsverlaufes ausmachen. Dieses Δt_{beat} kann als Differenz zwischen Δt_m und Δt ausgedrückt werden:

$$\Delta t_{beat} = \Delta t_m - \Delta t \quad (6)$$

bzw. mit (3)

$$\Delta t_{beat} = \Delta t_m - \frac{\Delta t_m}{\Delta f_m} \cdot \Delta f = \Delta t_m \cdot \left(1 - \frac{\Delta f}{\Delta f_m}\right) \quad (7)$$

Da mit wachsender Distanz Δf zunimmt, sinkt hierdurch die Zeitspanne Δt_{beat} , d. h., die Zeitspanne, in der eine ideell konstante Frequenzdifferenz zur Verarbeitung zur Verfügung steht. So ergibt sich, dass bei der maximalen Entfernung der MV200 Serie von 60 Metern die Frequenzdifferenz Δf zu 0,4 ‰ der Zeit nicht konstant ist. Die Schlussfolgerung von Joeckel et al. (2008), dass bei einer kürzeren Strecke aufgrund der längeren Zeitspanne Δt_{beat} diese genauer bestimmt werden kann, greift zu kurz. So dürfte es für die Auswertung unerheblich sein, ob bei der minimalen Distanz von 1,27 m zu 99,999 % der zur Verfügung stehenden Zeitspanne oder bei der maximalen Distanz zu 99,960 % der Zeitspanne ideell eine konstante Frequenzdifferenz vorliegt. Entscheidender ist beispielsweise das Signal-Rausch-Verhältnis, das bei größeren Distanzen, u. a. bedingt durch die Streuung oder turbulente Effekte, kleiner ausfällt. Die Genauigkeit ist ebenfalls stark von der Integrationszeit der Signale abhängig. So kann durch das Verfahren des Stackings, indem über ein festgesetztes Zeitfenster integriert wird, das Rauschen reduziert und damit die Genauigkeit der Streckenmessung gesteigert werden.

Daran zeigt sich, dass die erreichbare Messgeschwindigkeit stark mit der erzielten Messgenauigkeit korreliert ist. So kann nach Metris Belgium NV (2008) bei der Serie MV200 eine Messrate von 1.000 Pkt/s erreicht werden, was bei $\Delta t_m = 1$ ms bedeutet, dass maximal ein Chirp für die Auswertung verwendet werden kann, womit die Genauigkeit entsprechend sinkt.

Ergänzend sei aufgeführt, dass aufgrund der Auswertemethode, wie bereits erwähnt, nur der Betrag der Frequenzdifferenz Δf erfasst werden kann, woraus Mehrdeutigkeit resultiert. Jedoch wäre die Lösung dieser Mehrdeutigkeit erst ab Reichweiten größer rund 150 km erforderlich.

3.3 Verwendung der Schwebung

Zur Auswertung und Bestimmung der Frequenzdifferenz Δf werden die beiden Lichtwellen des Sende- und Empfangssignals nach dem Superpositionsprinzip überlagert. Da die beiden Wellen sich nur geringfügig in ihrer Frequenz unterscheiden, kommt es folglich für die Dauer von Δt_{beat} zu einer Schwebung. Solange sich die Entfernung zwischen Laser Radar und Objektpunkt nicht ändert, ist diese Schwebung während Δt_{beat} konstant.

Besitzt das Empfangssignal dieselbe Amplitude E_0 wie das Sendesignal, stellt sich eine klassische Schwebung ein, wie sie in *Abb. 6* beispielhaft dargestellt ist.

Rechnerisch lässt sich für diese Schwebung Formel (8) mittels Superposition am Ort $x=0$ aufstellen.

$$\begin{aligned}
 E(x=0, t) &= E_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_S \cdot t) + E_0 \cdot \cos(2\pi \cdot f_E \cdot t + \Delta\varphi_E) \\
 &= 2 \cdot E_0 \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_D \cdot t - \frac{\Delta\varphi_E}{2}\right) \cdot \cos\left(2\pi \cdot \bar{f} \cdot t + \frac{\Delta\varphi_E}{2}\right) \quad (8)
 \end{aligned}$$

Dabei ist der Nullphasenwinkel der gesendeten Welle zu Null gesetzt und $\Delta\varphi_E$ ist der Wert der Phasenverschiebung, die sich in der empfangenen Welle zeigt und, wie in Deumlich und Staiger (2002) angedeutet, bei der Reflexion einer elektromagnetischen Welle an einem elektrisch leitenden Material, wie z.B. Metall, auftritt.

Die in *Abb. 6* gezeigte blaue Welle oszilliert wegen (8) mit einer hohen Frequenz von $\bar{f} = \frac{f_S + f_E}{2}$, die der mittleren Frequenz von Sende- (f_S) und Empfangssignal (f_E) entspricht, wohingegen die einhüllenden Wellen in rot und schwarz langsam mit einer Frequenz von $f_D = \left|\frac{f_S - f_E}{2}\right|$ schwingen. Es lässt sich also die Gesamtwelle (blau)

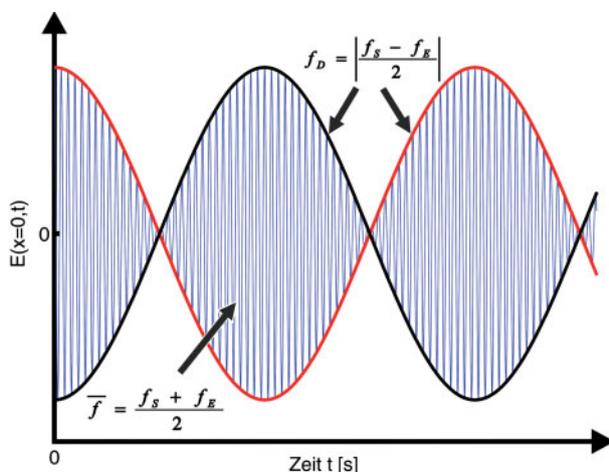


Abb. 6 | Exemplarische Schwebung bei gleichen Amplituden

als eine „wandernde“ Welle der Frequenz \bar{f} mit zeitveränderlicher oder modulierter Amplitude betrachten (Hecht, 2009). Ferner ist in diesem Zusammenhang der Begriff Schwebungsfrequenz $f_{\text{Schwebung}}$ gebräuchlich, der in Formel (9) definiert ist:

$$f_{\text{Schwebung}} = |f_S - f_E| \quad (9)$$

Diese Schwebungsfrequenz entspricht der Frequenzdifferenz Δf und ist mit $f_{\text{Schwebung}} = 2 \cdot f_D$ doppelt so groß wie die Frequenz der einhüllenden Wellen f_D . In *Abb. 6* ist $f_{\text{Schwebung}}$ selbst nicht zu erkennen, jedoch ließe sie sich ebenfalls direkt messen und zur Ermittlung der Distanz heranziehen.

Die Eleganz der vorgestellten Methode zur Distanzbestimmung liegt nun in der Möglichkeit zur Bestimmung der Frequenzdifferenz Δf die Frequenz der einhüllenden Wellen f_D zu nutzen. Hierbei umgeht man die Schwierigkeit, die Frequenzen $f_S(t)$ und $f_E(t)$ direkt messen zu müssen. Zum anderen halbiert sich die Periodendauer im Vergleich zur Schwebungsfrequenz, womit eine langsamer schwingende Welle erfasst werden muss.

Die Distanz berechnet sich damit nach (10):

$$D = c \cdot \frac{\Delta t_m}{\Delta f_m} \cdot f_D \quad (10)$$

Durch die Amplitudenänderung der Welle mit der mittleren Frequenz \bar{f} wird die Frequenzdifferenz Δf also indirekt durch f_D deutlich. Hierzu würde prinzipiell sogar eine Photodiode mit einer Grenzfrequenz von Δf reichen, die die Intensitätsvariationen erfasst.

Normalerweise ist die Amplitude des Empfangssignals nicht mit der des Sendesignals identisch, da nur ein geringer Teil der Energie der ausgesandten Welle wieder im Gerät empfangen wird. Es entsteht, dessen ungeachtet, weiterhin eine Schwebung, wobei es aber zu keiner punktuellen Auslöschung der Welle kommt, vgl. *Abb. 7*. In diesem Beispiel wurde die Amplitude des Empfangssignals auf 25% der Amplitude des Sendesignals geändert. Dieser Wert dient zur Veranschaulichung und entspricht keinem realistischen Wert, da lediglich $1 \cdot 10^{-9}$ der ausgesandten Energie für eine erfolgreiche Auswertung reflektiert werden muss. Wie zu erkennen, geht die Taillierung bereits schon bei 25% deutlich zurück; bei einem realistischen Verhältnis der Amplituden von $1 \cdot 10^{-9}$ wäre keine

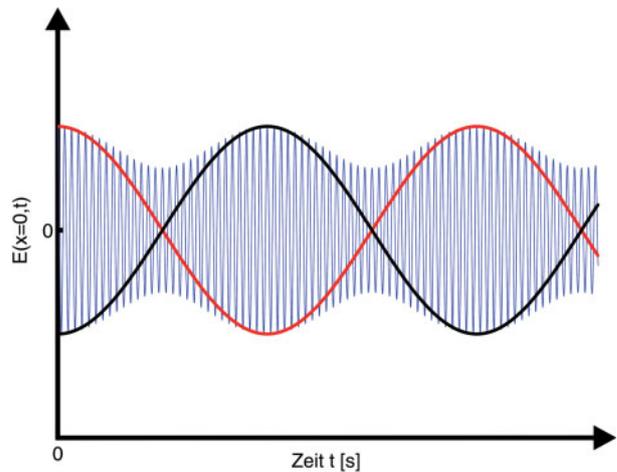


Abb. 7 | Exemplarische Schwebung bei unterschiedlichen Amplituden

Taillierung mehr zu erkennen und eine Erfassung der Frequenz der einhüllenden Wellen f_D bzw. die Frequenzdifferenz Δf wären messtechnisch schwierig. Diesem Problem kann jedoch technisch begegnet werden, indem vor der Überlagerung der Sende- und Empfangssignale das Empfangssignal verstärkt bzw. der zur Überlagerung benutzte Anteil des Sendesignal abgeschwächt wird, bis beide näherungsweise dieselbe Amplitude besitzen.

4 FAZIT

Durch die Verwendung der FM ist das Laser Radar ein aktives, optisches Messsystem, das berührungslos auf Grundlage von Reflexion arbeitet. Durch seine Ausführung als Scanner ist es möglich, Objekte flächenhaft zu erfassen, wobei das Scanraster nahezu beliebig gewählt werden kann. Hierbei sollte jedoch auf die benötigte Scanzeit geachtet werden. Beispielsweise wird bei einer Fläche von $30\text{ cm} \times 30\text{ cm}$ und einem Punktrasterabstand von $0,1\text{ mm}$ für die folglich rund neun Millionen Punkte bei der maximalen Messrate von 4.000 Pkt/s (G3 Serie) und entsprechend geringerer Genauigkeit eine Zeit von etwa 38 min benötigt. Da die erzielbare Messgenauigkeit des Laser Radars neben der Modulationsfrequenz und dem Signal-Rausch-Verhältnis auch stark von der Integrationszeit abhängt, vervielfacht sich die genannte Messdauer, falls höhere Genauigkeiten erzielt werden sollen. Allgemein liegen die erreichbaren Genauigkeiten aber durchweg weit unter denen anderer reflektorloser Messsysteme.

Die präzise, flächenhafte Erfassung von Objekten, auch mit großen Volumina, gewinnt immer mehr an Bedeutung, jedoch können terrestrische Laserscanner, die Genauigkeiten im Millimeter- bis Zentimeterbereich liefern, den hohen Genauigkeitsanspruch im industriellen Bereich nicht erfüllen. Mit den erzielbaren Genauigkeiten von etwa 10 ppm wird das Laser Radar diesen Anforderungen dagegen gerecht. Gleichzeitig besteht durch das Messverfahren kein physischer Kontakt mit der Oberfläche, wodurch beispielsweise auch empfindliche oder schwer zugängliche Oberflächen erfasst werden können. So ist es auf einfache Weise möglich ganze Objekte oder innerhalb bestimmter Werkteile Regionen messtechnisch zu erfassen, zu denen ein Operateur mit einem Reflektor keinen oder nur sehr schwer Zugang bekommen hätte. Wie auch bei anderen optischen Messsystemen kann es jedoch auch zu Abschattungen kommen und weiterhin ist ein erfolgreiches Messen stark von den Reflexionseigenschaften der Oberfläche abhängig, sodass beispielsweise spiegelnde oder transparente Objekte nur bedingt beobachtbar sind.

Wird auf ein elektrisch leitendes Material, wie z. B. Metall, gemessen, kommt es bei der Reflexion der Welle zu einer Phasenverschiebung, die u. a. von der Wellenlänge, dem Eintreffwinkel und dem Material abhängig ist. Diese Änderung der Phase kann einen beliebigen Wert zwischen 0 und π annehmen (Hecht, 2009), was z. B. eine Schwierigkeit bei dem ebenfalls berührungslos arbeitenden Phasenvergleichsverfahren darstellen kann. Bei dem Prinzip der FM, wie es beim Laser Radar zum Einsatz kommt, fällt dies nicht ins Gewicht, da, wie in (8) zu erkennen, eine Phasenverschiebung bedingt durch die Reflexion keinen Einfluss auf die zu messende Frequenzdifferenz hat.

Aufgrund des berührungslosen Messverfahrens können ferner Messabläufe vollautomatisiert und autonom in Prozess- oder Produktionsketten integriert werden, womit das Laser Radar auch als Inline-

Messsystem geeignet ist. Daneben findet das Laser Radar im Bereich der Industrievermessung aufgrund der genannten großen Reichweiten auch besondere Verwendung in der Large Volume Metrology. Typische Einsatzgebiete sind dabei Bauteile aus der Luft- und Raumfahrt, der Schifffahrtsindustrie, oder auch während der Fertigung von Windkraftanlagen.

Durch die bisher nicht erfolgende Differenzierung zwischen an- und absteigendem Chirp und dem Ausnutzen des Doppler-Effekts ist es mit dem dargestellten Verfahren der FM auch möglich, Geschwindigkeiten von Objekten direkt zu erfassen, sodass z. B. auch Oberflächenschwingungen detektierbar wären. Insofern bleibt es spannend, ob die nächsten Generationen des Laser Radars dies bereits leisten werden.

LITERATUR

- [1] Deumlich, F.; Staiger, R. (2002): Instrumentenkunde der Vermessungstechnik. 9., völlig neu bearb. und erw. Aufl. Herbert Wichmann Verlag, Heidelberg
- [2] DIN 5031 (1984): Strahlungsphysik im optischen Bereich und Lichttechnik. Deutsches Institut für Normung e.V., Berlin
- [3] Hecht, E. (2009): Optik. 5., verbesserte Auflage. Oldenbourg Wissenschaftsverlag, München
- [4] Joeckel, R.; Stober, M.; Huep, W. (2008): Elektronische Entfernungsmessung und Richtungsbestimmung und ihre Integration in aktuelle Positionierungsverfahren. 5., neu bearb. und erw. Aufl. Herbert Wichmann Verlag, Heidelberg
- [5] Metris Belgium (2008): Laser Radar MV224/260. Automated large volume inspection. Information brochure. Leuven
- [6] Naab, C. (2010): Eigenschaften des Laser Radars. Diplomarbeit. KIT, Geodätisches Institut, Karlsruhe, unveröffentlicht
- [7] Nikon Metrology NV (2010a): persönliche Mitteilung
- [8] Nikon Metrology NV (2010b): Laser Radar MV330/350. Automated large volume inspection. Information brochure. Leuven
- [9] Schwarz, W. (2002): Moderne Messverfahren in der Ingenieurgeodäsie und ihr praktischer Einsatz. In: Flächenmanagement und Bodenordnung 64, Heft 2, S. 87-97. Wiesbaden: Chmielorz Verlag
- [10] White, D.A. (1999): Coherent Laser Radar. True Noncontact 3-D Measurement Has Arrived. In: Quality Digest, August 1999. Chico, CA

Dipl.-Ing. Christoph Naab

KARLSRUHER INSTITUT FÜR TECHNOLOGIE (KIT)
GEODÄTISCHES INSTITUT

Englerstraße 7 | 76131 Karlsruhe
E-Mail: naab@kit.edu



Univ.-Prof. Dr.-Ing. Maria Hennes

KARLSRUHER INSTITUT FÜR TECHNOLOGIE (KIT)
GEODÄTISCHES INSTITUT

Englerstraße 7 | 76131 Karlsruhe
E-Mail: maria.hennes@kit.edu



Manuskript eingereicht: 23.4.2011 | Im Peer-Review-Verfahren begutachtet