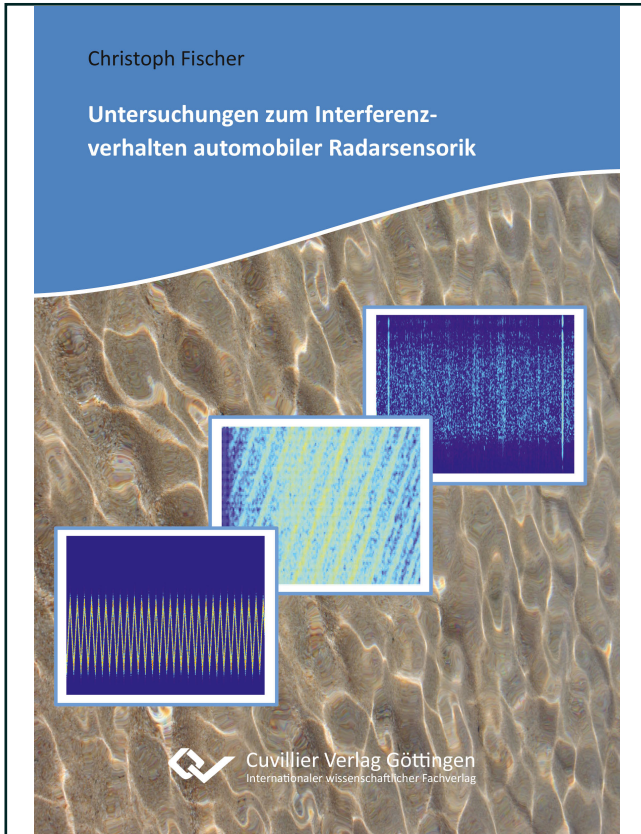




Christoph Fischer (Autor)  
**Untersuchungen zum Interferenzverhalten  
automobiler Radarsensorik**



<https://cuvillier.de/de/shop/publications/7295>

Copyright:  
Cuvillier Verlag, Inhaberin Annette Jentsch-Cuvillier, Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen,  
Germany  
Telefon: +49 (0)551 54724-0, E-Mail: [info@cuvillier.de](mailto:info@cuvillier.de), Website: <https://cuvillier.de>

# KAPITEL 1

---

## Einleitung und Stand der Technik

---

Gegenwärtig befinden sich die Sicherheitssysteme in der Automobilindustrie im Umbruch von der alleinigen Verwendung passiver Systeme, beispielsweise Sicherheitsgurte und Airbags, hin zu aktiven Systemen, wie dem Notbremsassistenten. Dabei werden Erfahrungen aus den Assistenzsystemen benutzt, um die gesteigerten Anforderungen an Zuverlässigkeit zu erfüllen. Radarsensorik spielt bei den aktiven Fahrerassistenzsystemen seit jeher eine wichtige Rolle. Seit der Einführung des adaptiven Tempomats 1999 in der Mercedes S-Klasse [1] finden Radarsensoren überall dort Anwendung, wo ein möglichst wetterunabhängiges Sensorsystem benötigt wird. Zudem bieten Radarsensoren den Vorteil des verdeckten Verbaus [2]. Durch die Entwicklung hin zum hoch automatisierten Fahren ergibt sich ein weiteres Feld, das eine extrem zuverlässige Umgebungserfassung benötigt [3, 4]. Hierbei sind Radarsensoren auch vor dem Hintergrund der redundanten Umgebungserfassung in Kombination mit anderen Sensortechnologien ein wichtiger Teil des im Fahrzeug verbauten Sensormix [5, 6].

Das folgende Kapitel soll eine Einführung in den Stand der Technik der bei Automobilen verwendeten Radarsensorik geben und abzusehende Entwicklungen vorstellen, die auch die Motivation für die vorliegende Arbeit darstellen.

### 1.1 Erfassung der Fahrzeugumgebung

Das erste radarbasierte Fahrerassistenzsystem wurde 1999 mit der adaptiven Geschwindigkeitsregelung in Serie gebracht [1]. Dabei wurden durch den Radarsensor Geschwindigkeit und Entfernung des vorausfahrenden Fahrzeugs ermittelt und daraufhin die eigene Geschwindigkeit angepasst (vgl. Abbildung 1.1).



**Abbildung 1.1:** Prinzipdarstellung der Funktionsweise (links [7]) und Abbildung der Anzeige (rechts [8]) der ersten adaptiven Geschwindigkeitsregelung.

In den folgenden Jahren wurden immer mehr Funktionen mit Hilfe von Radarsensorik realisiert. Dazu zählen beispielsweise (aus [1]):

- Kollisionswarnung und -vermeidung: Bei einer bevorstehenden Kollision wird eine Notbremsung initiiert.
- Totwinkelüberwachung: Befindet sich ein anderes Fahrzeug im toten Winkel, wird der Fahrer darüber informiert.
- Fahrstreifenwechsellassistent: Dies ist eine Erweiterung der Totwinkelüberwachung auf größere Entfernungen. Der Fahrer wird informiert, wenn sich ein anderes Fahrzeug von hinten auf der benachbarten Fahrspur nähert.
- Heckaufprallschutz: Wird erkannt, dass ein anderes Fahrzeug auf das eigene auffahren wird, werden Maßnahmen ergriffen, die Schwere des bevorstehenden Unfalls so weit wie möglich abzumildern.

Gegenwärtig werden weitere Funktionen erforscht und entwickelt, zu denen die Radarsensorik einen wichtigen Beitrag liefert. Darunter gibt es auch Anwendungen, die über die eigentliche Detektion von Objekten hinaus gehen, wie zum Beispiel die Fahrspurerkennung durch Trennung der Fahrbahnoberfläche vom Fahrbahnrand (Randbebauung, -bewuchs) [9].

## 1.2 Technologien und Trends

Die Anforderungen an die im vorigen Abschnitt aufgezählten Funktionen nehmen stark zu. So hatten frühere Radarsensoren keine Möglichkeit, bei mehreren

Zielen in ähnlicher Entfernung und mit ähnlicher Relativgeschwindigkeit korrekte Winkelinformationen zu liefern. Heutige Radarsensoren dagegen können ein sehr detailliertes zweidimensionales Abbild der Umgebung liefern und eng nebeneinander stehende Ziele auflösen [10]. Eine entscheidende Anforderung der Industrie ist jedoch der günstige Preis eines Sensors. Damit wird es immer wichtiger, die Möglichkeiten des Sensorsystems auf die funktionalen Anforderungen anzupassen und somit eine kosteneffiziente Lösung zu implementieren. Auch aus diesem Grund existiert eine Vielzahl unterschiedlicher technologischer Ansätze, die mit ihren verschiedenen Spezifikationen auf die einzelnen Funktionen zugeschnitten sind. In der Regel werden diese Einsatzgebiete nach den Entfernungsbereichen nah, mittel und fern (vgl. [10]) unterschieden.

Neben der technischen Entwicklung halten Fahrerassistenzsysteme Einzug in die Testkataloge, zum Beispiel der EuroNCAP [11–13]. Dort ist für Personenkraftwagen seit 2013 ein automatischer Notbremsassistent vorgeschrieben, um eine sehr gute Bewertung zu erhalten. Weiterhin ist für die Neuzulassung von Lastkraftwagen seit dem 1. November 2015 EU-weit ein *advanced emergency braking system* (AEBS, erweiterter Notbremsassistent) erforderlich [14,15]. Obwohl nicht vorgeschrieben ist womit diese Systeme realisiert werden ist davon auszugehen, dass viele Hersteller Radarsensoren verwenden. Darum ist zu erwarten, dass Radarsensoren in naher Zukunft eine große Marktdurchdringung erreichen werden.

### 1.3 Ausblick und Motivation dieser Arbeit

Durch die stark zunehmende Verbreitung von Assistenzsystemen wird sich auch die Anzahl der in Fahrzeugen verbauten und damit im Straßenverkehr befindlichen Radar-Sensoren weiter erhöhen (siehe zum Beispiel [16]). Da sich alle Radar-Sensoren die limitierte Ressource Frequenz-Spektrum teilen, kann nicht garantiert werden, dass allein durch sendeseitige Verfahren zur Störminimierung, wie zum Beispiel dem Verwenden einer um  $45^\circ$  verkippten Polarisation [17], alle Interaktionen verschiedener Sensortypen ausgeschlossen werden können. Dabei ist zwischen Interferenz und einer tatsächlichen Störung im Sinne einer Funktionsbeeinträchtigung zu unterscheiden. Dieser Umstand erfordert die weitere Behandlung der empfangenen Signale anderer Sensoren im Empfangszweig, was das Ziel dieser Arbeit ist. In weiterer Zukunft sind Systeme vorstellbar, die die Signale anderer Radare zur Informationsgewinnung nutzen. Hierzu sind in dieser Arbeit ebenfalls Ansätze aufgezeigt.



## KAPITEL 2

---

# Grundlagen automobiler Radarsensorik

---

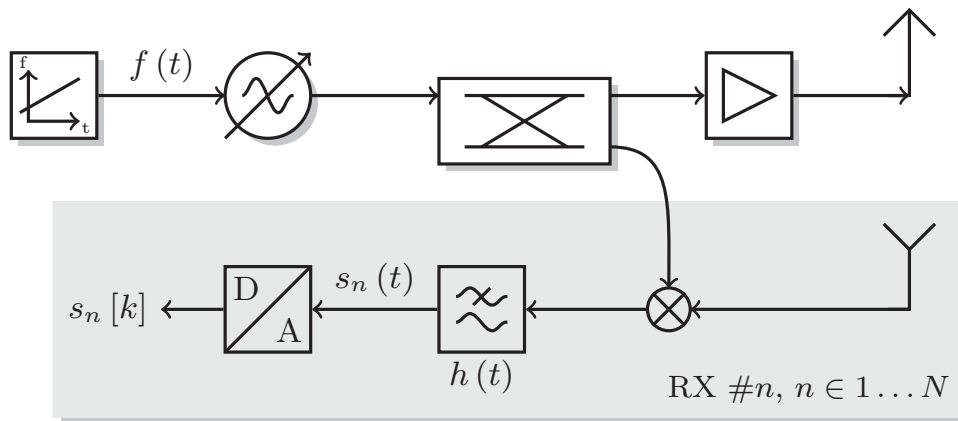
### 2.1 Einführung und Übersicht

In den folgenden Abschnitten sollen die theoretischen Grundlagen moderner Radarsensoren vorgestellt werden. Dabei wird zuerst ein generisches Sensormodell eingeführt und anhand dessen die einzelnen Signalverarbeitungsblöcke und ihre unterschiedlichen Ausführungen behandelt.

In modernen Radarsensoren werden viele unterschiedliche Technologien und Algorithmen von Antennen über die Halbleiter bis hin zu den Objektbildungs- und Zielverfolgungsalgorithmen benötigt. Da sich diese Arbeit mit einem algorithmischen Thema beschäftigt, liegt der Schwerpunkt der hier vorgestellten Grundlagen auf der digitalen Signalverarbeitung. Halbleiter und weitere analoge Elemente, wie zum Beispiel Filter, werden, sofern nicht explizit erwähnt, als ideale Bauelemente angenommen.

Die fortschreitende Miniaturisierung der Halbleiterbauelemente ermöglicht die Integration von immer mehr Transistoren auf immer kleinerer Fläche. Zusammen mit der Verbesserung der Halbleitertechnologie ist somit die Realisierung von immer komplexeren Systemen mit höheren Betriebsfrequenzen und besseren Leistungsdaten bei annähernd konstanten Kosten möglich. Ein Beispiel hierfür ist die Integration von mehreren Empfangskanälen auf einem Chip. Dies ermöglicht die kostengünstige Herstellung von Sensoren mit Empfangsarrays, bei denen die Signale möglichst nah an der Empfangsantenne digitalisiert werden [18].

Trotz der vielen realisierbaren Funktionen und Leistungsparameter besteht der prinzipielle Aufbau eines CW-Radarsensors (*Continuous Wave*) aus nur wenigen Baugruppen (vgl. Abbildung 2.1). Ausgehend von dieser Abbildung soll



**Abbildung 2.1:** Blockschaltbild eines FMCW-Radars bis zum Analog-Digital-Wandler. Der grau unterlegte Empfangszweig kann  $N$ -fach vorhanden sein, was in  $N$  digitalen Empfangssignalen resultiert.

in dem folgenden Kapitel die Funktionsweise eines automobilen Radarsensors und der verwendeten Modulationsverfahren erläutert werden.

## 2.2 Verbreitete Sendeverfahren

### 2.2.1 Einführung

Elektromagnetische Wellen können von Objekten reflektiert werden [19, 20]. Abhängig von der Beschaffenheit des Objektes variieren die Reflexionseigenschaften mitunter sehr stark. So hat die Form eines Objektes starken Einfluss darauf, ob sich die reflektierten Wellen richtungsabhängig konstruktiv oder destruktiv überlagern und das Material des Objektes beeinflusst die reflektierte und absorbierte Leistung des Signals. Diese Eigenschaften werden unter dem Begriff des Radar-Rückstreuquerschnitts  $\sigma$  (*Radar Cross Section*, RCS) zusammengefasst [21]. Der RCS beschreibt, wie groß ein Ziel für den Radarsensor erscheint und bestimmt damit die Detektionsreichweite eines Objektes. Die Empfangsleistung  $P_{RX}$  hängt dabei über die (monostatische) Radargleichung

$$P_{RX}(r) = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4 L_s} \quad (2.2.1)$$

zur vierten Potenz von der Entfernung  $r$  des Objektes ab. Zusätzlich Einfluss haben neben der Sendeleistung  $P_{TX}$  die Antennengewinne der Sende- und der Empfangsantenne  $G_{TX}$  und  $G_{RX}$ , die Wellenlänge  $\lambda$  zum Quadrat und die

zusätzlichen Verluste  $L_s$ , zum Beispiel durch Absorption der Welle in der Atmosphäre. Die Dämpfung, die ein Signal auf dem Weg vom Sender über die Reflexion am Objekt zum Empfänger erfährt, kann nicht zur Bestimmung der Zielentfernung verwendet werden, da sich im Allgemeinen viele Objekte mit unterschiedlichen RCS-Werten im Sichtbereich eines Sensors befinden. Mit Hilfe der Vakuum-Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  kann die Zielentfernung  $r$  jedoch über die Laufzeit  $\tau$  des Signals gemessen werden:

$$\tau = \frac{2r}{c_0}. \quad (2.2.2)$$

Weiteren Einfluss auf das Empfangssignal hat der Doppler-Effekt. Hat das beobachtete Objekt eine Relativgeschwindigkeit in radialer Richtung  $v_{\text{rel}}$  (vom Sensor weg oder auf ihn zu), so erfährt das Signal bei der Reflexion eine Frequenzverschiebung  $f_d$  proportional zu der Sendefrequenz  $f$  und der Relativgeschwindigkeit  $v_{\text{rel}}$ :

$$f_d = f \frac{2v_{\text{rel}}}{c_0} = \frac{2v_{\text{rel}}}{\lambda} \quad \text{für } v_{\text{rel}} \ll c_0. \quad (2.2.3)$$

Mit den beiden Beiträgen aus Gleichung (2.2.2) und Gleichung (2.2.3) sowie einem allgemeinen Dämpfungsterm  $L(r, \sigma, \lambda)$ , in dem die Beiträge der Antennengewinne, der Ausbreitungsdämpfung und der Reflexionseigenschaften des Ziels zusammengefasst werden, kann der Zusammenhang von Sendesignal  $s_{\text{TX}}(t)$  und Empfangssignal  $s_{\text{RX}}(t)$  mit Hilfe des Dirac-Impulses  $\delta(t)$  und des Faltungsoperators  $*$  folgendermaßen formuliert werden:

$$s_{\text{RX}}(t) = L(r, \sigma, \lambda) s_{\text{TX}}(t) * \delta(t - \tau) \cdot e^{j2\pi f_d t}, \quad (2.2.4)$$

$$= L(r, \sigma, \lambda) s_{\text{TX}}(t) * \delta\left(t - \frac{2r}{c_0}\right) \cdot e^{j2\pi \frac{2v_{\text{rel}}}{\lambda} t}. \quad (2.2.5)$$

Streng genommen gilt diese Gleichung nur für eine Frequenz, sodass bei Signalen mit einer Bandbreite  $B = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$ , mit der maximalen und der minimalen Frequenz des Signals  $f_{\text{max}}$  und  $f_{\text{min}}$ , die verschiedenen Signalanteile eine unterschiedliche Dopplerverschiebung erfahren. In der Praxis wird oft eine konstante Dopplerverschiebung angenommen, da der maximale Fehler proportional zur relativen Bandbreite  $b$  bezogen auf die Mittenfrequenz  $f_0$  des Signals

$$b = \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_0} \quad \text{mit } f_0 = \frac{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}}{2} \quad (2.2.6)$$

gering ist. Bei Signalen mit großer relativer Bandbreite kann es aber durchaus notwendig sein, die variable Dopplerverschiebung bei der Signalverarbeitung zu berücksichtigen.



Basierend auf diesen Einflussgrößen lassen sich verschiedene Verfahren finden, um diese zu bestimmen und daraus die Messgrößen Entfernung und Relativgeschwindigkeit abzuleiten. Die im automobilen Umfeld wichtigsten Radarverfahren oder *Waveforms* werden in den folgenden Kapiteln vorgestellt. Das Pulsradar, bei dem die Entfernung eines Ziels über die Laufzeit eines kurzen Hochfrequenzpulses gemessen wird, wird bewusst vernachlässigt, da Pulsradare in der automobilen Radartechnik eine geringe Bedeutung haben.

### 2.2.2 Dauerstrichverfahren

Bei automobiler Radarsensorik sind Dauerstrichradarverfahren (*Continuous Wave*, CW) sehr verbreitet. Im Vergleich zu Pulsradaren haben diese den Vorteil geringerer Spitzenleistungen, die sich bei hohen Frequenzen schwer realisieren lassen. Durch ihren hohen Verarbeitungsgewinn wird nur eine geringe mittlere Sendeleistung benötigt, um die im Automobilbereich erforderlichen Reichweiten zu erzielen. Dies hat eine geringere Wärmeentwicklung zur Folge und ist gerade im 77 GHz-Band wichtig, da bei diesen hohen Frequenzen der Wirkungsgrad der Endstufen teilweise unter 10 % liegt [10]. Weiterhin sind CW-Radare unempfindlicher gegenüber Störungen, da sich Nutz- und Störsignal in einem engen Frequenzbereich aufhalten und über einen längeren Zeitraum kohärent sein müssen, um Falschziele hervorzurufen. Die zugehörigen Mechanismen werden in Kapitel 3 ausführlich vorgestellt.

Bei CW-Radaren wird ein Signal mit einem Frequenzverlauf ausgesendet und das empfangene mit dem aktuell ausgesendeten Signal heruntergemischt, wie im Blockschaltbild in Abbildung 2.1 dargestellt. Gebräuchliche Frequenzverläufe sind beispielsweise

$$f_{\text{CW}}(t) = f_0, \quad (2.2.7)$$

$$f_{N\text{-FSK}}(t) = f_0 + \sum_{n=1}^N \text{rect} \left( \frac{t}{T} - \frac{2n-1}{2} \right) f_n, \quad (2.2.8)$$

$$f_{\text{FMCW}}(t) = f_0 + f(t). \quad (2.2.9)$$

Die analoge Demodulation durch die Multiplikation der Empfangssignale mit dem Sendesignal hat den großen Vorteil, dass empfangsseitig nicht die vollständige Hochfrequenz-Bandbreite digital verarbeitet werden muss, sondern nur ein schmalbandigeres Basisbandsignal. Die im Basisband tatsächlich notwendige Bandbreite richtet sich nach der verwendeten Modulation und den weiteren Parametern des Radarsensors wie Reichweite, Entfernung- und Geschwindigkeitsauflösung.

Die Momentanphase  $\varphi(t)$  ist mit der Momentanfrequenz  $f(t)$  über

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \quad (2.2.10)$$

verknüpft. Mit Gleichung (2.2.7), der allgemeinen Amplitude  $A_0$  und der Startphase  $\varphi_0$ , kann damit das Sendesignal eines CW-Radars im Zeitbereich wie folgt beschrieben werden:

$$s_{\text{CW}}(t) = A_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0). \quad (2.2.11)$$

Im Frequenzbereich lautet das Signal:

$$S_{\text{CW}}(f) = \frac{A_0}{2} e^{j\varphi_0} [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)]. \quad (2.2.12)$$

Ohne Berücksichtigung der Dämpfung ist das von einem Ziel in der Entfernung  $r$  und mit der Relativgeschwindigkeit  $v_{\text{rel}}$  zurück reflektierte Empfangssignal das verzögerte und um die Dopplerfrequenz  $f_d$  verschobene Sendesignal, entsprechend Gleichung (2.2.5):

$$\begin{aligned} s_{\text{CW,RX}}(t) &= e^{j2\pi f_d t} \cdot \delta(t - \tau) * s_{\text{CW,TX}}(t), \\ &= \cos(2\pi(f_0 + f_d)(t - \tau) + \varphi_0), \\ &= \cos(2\pi(f_0 + f_d)t - 2\pi(f_0 + f_d)\tau + \varphi_0), \end{aligned} \quad (2.2.13)$$

$$= \cos(2\pi(f_0 + f_d)t + \varphi'_0). \quad (2.2.14)$$

Aus Gleichung (2.2.13) ist ersichtlich, dass die Signallaufzeit  $\tau$ , die über Gleichung (2.2.2) mit der Zielentfernung zusammenhängt, beim reinen CW-Radar in einer konstanten Phasenverschiebung enthalten ist. Damit kann die Position eines einzelnen Reflektors im Bereich einer halben Wellenlänge der Sendefrequenz genau bestimmt werden. Da typische Automobilradare im cm- oder mm-Wellenbereich arbeiten ist diese Information nur bei Spezialanwendungen von Nutzen (zum Beispiel [22]), da bei diesen kurzen Wellenlängen entsprechend viele Mehrdeutigkeiten auftreten. Durch wechselweise Verwendung  $N$  verschiedener Sendefrequenzen  $f_n$  mit  $n=1 \dots N$  kann jedoch der Eindeigkeitsbereich der Entfernungsmessung signifikant vergrößert werden [23]. Dieses Frequenzsprungverfahren (*Frequency Shift Keying*, FSK) ist für diese Arbeit jedoch nicht relevant, da es weniger verbreitet ist als das frequenzmodulierte Dauerstrich-Verfahren (*Frequency Modulated Continuous Wave*, FMCW) [24], das im Folgenden vorgestellt wird. Die grundlegenden Mechanismen gelten jedoch für beide Verfahren.

### 2.2.3 Frequenzmoduliertes Dauerstrichradar

Ein Radarsensor, der nach dem FMCW-Verfahren arbeitet, sendet ein in der Frequenz veränderliches Signal aus, dessen Momentanfrequenz allgemein durch

$$f_{\text{FMCW}}(t) = f_0 + f(t) \quad (2.2.15)$$

angegeben werden kann. Diese setzt sich aus der Trägerfrequenz  $f_0$  und dem eigentliche Nutzsinalanteil  $f(t)$  zusammen. Für den Signalanteil sind verschiedene Kurvenformen denkbar, in der Praxis dominiert jedoch die lineare Rampe [23]

$$f(t) = S \cdot t. \quad (2.2.16)$$

$S$  beschreibt dabei die Steigung der Frequenzrampe. Für das Sendesignal eines Radars mit linear moduliertem FMCW ergibt sich mit Gleichung (2.2.10)

$$\begin{aligned} s_{\text{FMCW}}(t) &= A \cdot \cos(\varphi(t)), \\ &= A \cdot \cos\left(2\pi \int f_{\text{FMCW}}(t) dt\right), \\ &= A \cdot \cos\left(\pi S t^2 + 2\pi f_0 t + \varphi_0\right). \end{aligned} \quad (2.2.17)$$

### Empfangsseitige Signalverarbeitung

Die von einem Objekt verursachte Frequenzverschiebung des reflektierten und empfangenen Signals wird zum einen durch die Entfernung und zum anderen durch die radiale Relativgeschwindigkeit von Radar und Objekt hervorgerufen (vgl. Abbildung 2.2). Diese Überlagerung kann mittels einer einzelnen Rampe nicht aufgelöst werden. Deshalb muss eine zweite Rampe mit unterschiedlicher Steigung verwendet werden. In Abbildung 2.2 ist ein Szenario dargestellt, bei dem zwei Rampen mit den Steigungen  $S$  und  $-S$  verwendet werden. Die Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  des mit dem Sendesignal heruntergemischten Empfangssignals sind in Abbildung 2.3 dargestellt. Sie können mit den folgenden Gleichungen beschrieben werden:

$$\begin{aligned} f_1 &= |f_d - f_r| & f_2 &= |f_d + f_r| \\ f_1 &= \left| f_0 \frac{2v}{c_0} - S\tau \right| = \left| f_0 \frac{2v}{c_0} - S \frac{2r}{c_0} \right| & f_2 &= \left| f_0 \frac{2v}{c_0} + S \frac{2r}{c_0} \right| \end{aligned} \quad (2.2.18)$$

$$f_d = \frac{1}{2}(f_2 - f_1) \quad f_r = \frac{1}{2}(f_1 + f_2). \quad (2.2.19)$$