

# **Optimierung von Sendesignalen zur Vermeidung von Scheinzielen für frequenzmodulierte Dauerstrich-Radarsysteme im Automobil**

**Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines  
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung**

vorgelegt von  
**Marcus Reiher**  
aus Esslingen a. N.

Mit freundlicher Genehmigung von Marcus Reiher für die  
Benutzung im Automotive-Radarpraktikum vom ISS. Bitte die  
abgekürzte Version dieser Dissertation nicht weiter elektronisch  
verteilen. 2017, ISS, Uni. Stuttgart

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. Bin Yang  
Mitberichter: Univ.-Prof. Dr. techn. Andreas Stelzer

Tag der Einreichung: 26.01.2011  
Tag der mündlichen Prüfung: 06.10.2011

**Institut für Signalverarbeitung und Systemtheorie  
der Universität Stuttgart**

# Inhaltsverzeichnis

<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>ix</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>xiii</b>
<b>Zusammenfassung</b>	<b>xv</b>
<b>Englische Zusammenfassung (Abstract)</b>	<b>xvii</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Gliederung	1
1.2 Umfelderkennung im Automobil	2
1.2.1 Anwendungen	2
1.2.2 Sensorik	5
1.2.3 Datenfusion und Szenenanalyse	9
<b>2 Charakterisierung verschiedener Radarkonzepte</b>	<b>11</b>
2.1 Gemeinsames Grundprinzip	11
2.1.1 Physikalische Grundlagen	11
2.1.2 Systemtheoretische Betrachtung	12
2.1.3 Systemkonzept und Radargleichung	13
2.2 Leistungsdaten	14
2.2.1 Genauigkeit, Trennfähigkeit und Eindeutigkeit	14
2.2.2 Messgrößen und Störeffekte	15
2.3 Puls-Prinzip	17
2.3.1 Puls- und Puls-Doppler-Radar	17
2.3.2 Pseudo-Noise-Radar	21
2.4 Dauerstrich-Prinzip	21
2.4.1 FMCW-Prinzip	22
2.4.2 FSK-Prinzip	30
2.5 Antennenkonzepte und Sensorgruppen	35
2.5.1 Sequentielle Verarbeitung	35
2.5.2 Parallele Verarbeitung	36
2.6 Fazit	37
<b>3 Modulation und Signalverarbeitung des LFMCW-Radars</b>	<b>39</b>
3.1 Aufbau der Modulation	39
3.2 Verarbeitung im Zeitbereich	40
3.2.1 Allgemeines Mischsignal	40

3.2.2	Tiefpassfilterung und Abtastung	46
3.2.3	Spektralanalyse	48
3.3	Verarbeitung im Frequenzbereich	52
3.3.1	Peakdetektion	52
3.3.2	Peakinterpolation	57
3.4	Verarbeitung der Detektionen	61
3.4.1	Verschiedene Ansätze	61
3.4.2	Aufstellen der Hypothesen	63
3.4.3	Validierung der Hypothesen	66
3.5	Verarbeitung der Matches	66
3.5.1	Parameterschätzung	66
3.5.2	Optimaler Messzeitpunkt	68
3.5.3	Varianz der Frequenzschätzung	69
3.6	Verarbeitung der Ziele	70
3.7	Systemeigenschaften	71
3.7.1	Erfassungsbereich	71
3.7.2	Genauigkeit und Trennfähigkeit	72
3.8	Fazit	73
<b>4</b>	<b>Fehlmatches beim LFM CW-Radar</b>	<b>75</b>
4.1	Entstehung von Fehlmatches	75
4.1.1	Charakterisierung von Fehlmatches	75
4.1.2	Relevante Einflussfaktoren	78
4.2	Eigenschaften von Fehlmatches	84
4.2.1	Auftrittsbereiche in der $(d,v)$ -Ebene	84
4.2.2	Maximale Anzahl von Fehlmatches für eine bekannte Ziellanzahl	85
4.2.3	Auftrittswahrscheinlichkeit in der $(d,v)$ -Ebene	90
4.2.4	Detektionswahrscheinlichkeit in der $(d,v)$ -Ebene	94
4.2.5	Bestimmung und Analyse von ROC-Kurven	95
4.3	Möglichkeiten zur Vermeidung von Fehlmatches	98
4.3.1	Statische Auslegung der Modulation	98
4.3.2	Übergang zu einer Modulationssequenz	100
4.3.3	Adaptive Auslegung der Modulation	103
4.4	Möglichkeiten zur Erkennung von Fehlmatches	105
4.4.1	Nutzung von Gütemaßen	105
4.4.2	Erkennung und Nutzung von Peaküberlagerung	106
4.4.3	Nutzung von Extremfrequenzen	108
4.4.4	Nutzung von a-priori-Information	117
4.5	Fazit	119
<b>5</b>	<b>Entwurf statischer Modulationen und Modulationssequenzen</b>	<b>121</b>
5.1	Weitere Kenngrößen zur Bewertung einer Modulation	121
5.1.1	Kenngrößen zu Zielmatches	121
5.1.2	Kenngrößen zu Überlagerung	125

5.2	Freiheitsgrade und Randbedingungen	133
5.2.1	Freiheitsgrade einer Modulation	133
5.2.2	Randbedingungen aus Systemsicht	134
5.3	Vorgehen bei der Optimierung	136
5.3.1	Historische Ansätze	137
5.3.2	Charakterisierung der Kostenfunktion	138
5.3.3	Numerische Optimierung	139
5.4	Fazit	140
<b>6</b>	<b>Entwurf adaptiver Modulationen</b>	<b>141</b>
6.1	Konzepte zur Adaption	141
6.1.1	Realisierungsmöglichkeiten	141
6.1.2	Durchführung der Szenenanalyse	142
6.1.3	Definition verschiedener Klassen von Modulationen	143
6.1.4	Betrachtung verschiedener Indikatoren	144
6.1.5	Realisierung der Adaption	145
6.2	Adaptive Auslegung der Modulation	146
6.2.1	Sichtbereich	146
6.2.2	Insensitiver Bereich	147
6.2.3	Überlagerung mit stationären Zielen	147
6.2.4	Track-Kovarianzen	147
6.3	Modulationssequenz mit adaptiver Abfolge	148
6.3.1	Auswahl der Modulation	148
6.3.2	Aufbau der Modulationsbibliothek	149
6.4	Fazit	150
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>151</b>
7.1	Zusammenfassung	151
7.2	Ausblick	153
<b>A</b>	<b>Herleitungen</b>	<b>155</b>
A.1	Dopplereffekt	155
A.2	Anzahl belegter Entfernungstore	156
A.3	Momentane Differenzfrequenz	157
A.4	SNR im Zeitbereich und im Frequenzbereich	158
A.5	Auftrittswahrscheinlichkeit für Fehlmatches	159
A.6	Detektionswahrscheinlichkeit für Zielmatches	163
A.7	Schnittpunkte zweier Mehrdeutigkeitsgeraden	165
A.8	Adaptive Minimierung der Track-Kovarianzen	165
A.9	Alternative Betrachtung	166
<b>B</b>	<b>Tabellen</b>	<b>167</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>171</b>



# Symbolverzeichnis

## Allgemeine Notation

$x$	Skalar
$\underline{x}$	Vektor bzw. Spaltenmatrix
$\mathbf{X}$	Matrix
$\mathbb{X}$	Menge
$\mathbb{N}$	Menge der natürlichen Zahlen
$\mathbb{R}$	Menge der reellen Zahlen
$\mathbb{Z}$	Menge der ganzen Zahlen

## Operatoren

$ \cdot $	Kardinalitätsoperator, Mächtigkeit einer Menge
$(\cdot)^*$	Konjugiert komplexer Wert
$ x $	Betrag des Skalars $x$
$\ \underline{x}\ $	Euklidische Norm des Vektors $\underline{x}$
$\overline{A}$	Komplementärereignis, $\overline{A} := \Omega \setminus A$
$\lfloor \cdot \rfloor$	Abrunden auf eine ganze Zahl
$\lceil \cdot \rceil$	Aufrunden auf eine ganze Zahl
$\delta(\cdot)$	Dirac'sche Delta-Distribution
$E[\cdot]$	Erwartungswert einer Zufallsvariable
$\mathcal{F}\{\cdot\}$	Fouriertransformation
$\mathcal{F}^{-1}\{\cdot\}$	Inverse Fouriertransformation
$\underline{x}^H, \mathbf{X}^H$	Hermiteisch transponierte (Spalten-) Matrix
$\Im\{\cdot\}$	Imaginärteil
$\mathbf{X}^\dagger$	Moore-Penrose Pseudo-Inverse der Matrix $\mathbf{X}$
$\mathcal{O}(\cdot)$	Landau-Symbol, Komplexitätsoperator
$P(\cdot)$	Wahrscheinlichkeit eines Ereignisses
$\text{sgn}[\cdot]$	Vorzeichenoperator, $\text{sgn}[x] := \frac{x}{ x }, \forall x \neq 0, \text{sgn}[0] := 0$
$\underline{x}^T, \mathbf{X}^T$	Transponierte (Spalten-) Matrix
$\text{Var}[\cdot]$	Varianz einer Zufallsvariable
$[a, b]$	Abgeschlossenes Intervall auf $\mathbb{R}$
$\text{comb}_T\{x(t)\}$	Comb-Operator, Abtastung einer Funktion mit Dirac-Impulsen

$\text{Cov}[X, Y]$	Kovarianz der Zufallsvariablen $X$ und $Y$
$E[X Y]$	Erwartungswert der Zufallsvariable $X$ unter der Bedingung $Y$
$\mathbf{X} \odot \mathbf{Y}$	Hadamard-Produkt, elementweise Multiplikation der Matrizen $\mathbf{X}$ und $\mathbf{Y}$
$\arg \min_{\mathbb{X}}(\cdot)$	Element der Menge $\mathbb{X}$ , für das ein Minimum des Arguments vorliegt
$\max_{\mathbb{X}}(\cdot)$	Maximum des Arguments bei Variation über der Menge $\mathbb{X}$
$\min_{\mathbb{X}}(\cdot)$	Minimum des Arguments bei Variation über der Menge $\mathbb{X}$
$\text{mod}[a, b]$	Modulo-Operator, $c := \text{mod}[a, b] \Rightarrow a = Qb + c, Q \in \mathbb{Z}$
$P(A B)$	Wahrscheinlichkeit des Ereignisses $A$ unter der Bedingung $B$
$\text{rep}_T\{x(t)\}$	Rep-Operator, periodische Wiederholung des Arguments

### Konstanten und spezielle Funktionen

$c$	Lichtgeschwindigkeit im Ausbreitungsmedium
$\text{erf}(\cdot)$	Gauß'sche Fehlerfunktion
$I_x(\cdot)$	Besselfunktion der Ordnung $x$
$j$	Imaginäre Einheit, $j := \sqrt{-1}$
$\underline{1}_x$	Indikatorvektor des $x$ -ten Elements
$\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$	Gauß'sche Normalverteilung mit Erwartungswert $\mu$ und Varianz $\sigma^2$
$\mathcal{U}(a, b)$	Gleichverteilung mit dem Träger $[a, b]$

### Häufig verwendete Formelzeichen

$a$	Radiale Relativbeschleunigung eines Reflexionszentrums
$\underline{a}, \mathbf{A}$	Rampenvektor bzw. -matrix im Frequenzbereich
$A_{\text{Tx}}(t), A_{\text{Rx}}(t)$	Amplitudenverlauf von Sende- bzw. Empfangssignal
$\underline{b}, \mathbf{B}$	Rampenvektor bzw. -matrix im normierten Frequenznummernbereich
$\mathcal{B}_{i,\min}, \mathcal{B}_{i,\max}$	Untere bzw. obere Grenzfrequenz des insensitiven Bereichs in Spektrum $i$
$B_{\tilde{W}}$	Breite der Hauptkeule der Fensterfunktion in FFT-Bins
$\zeta$	Zelle in der quantisierten $(d, v)$ -Ebene
$\mathbf{C}_{\underline{X}}$	Auto-Kovarianzmatrix des Zufallsvektors $\underline{X}$
$d$	Radialer Abstand eines Reflexionszentrums
$\delta_d$	Genauigkeit der Abstandsschätzung, $\delta_d := G\sigma_d$
$\delta_k$	Genauigkeit der Frequenznummernschätzung, $\delta_k := G\sigma_k$
$\delta_v$	Genauigkeit der Relativgeschwindigkeitsschätzung, $\delta_v := G\sigma_v$
$\Delta d$	Trennfähigkeit im Abstand
$\Delta k$	Trennfähigkeit im Frequenznummernbereich
$\Delta v$	Trennfähigkeit in der Relativgeschwindigkeit
$\eta$	Schwelle des CFAR-Detektors
$f$	Kontinuierliche Frequenz

$f_c$	Mittenfrequenz einer Frequenzrampe
$f_D$	Frequenzverschiebung durch Dopplereffekt
$F_i$	Frequenzhub der Frequenzrampe $i$
$f_{ij}$	Differenzfrequenz von Ziel $j$ im Spektrum $i$
$f_{\text{sample}}$	Abtastfrequenz des Empfangs- bzw. Mischsignals
$f_{\text{Tx}}(t), f_{\text{Rx}}(t)$	Frequenzverlauf von Sende- bzw. Empfangssignal
$G$	Gatefaktor
$G_{\text{Tx}}, G_{\text{Rx}}$	Gewinn der Sende- bzw. Empfangsantenne
$i$	Standardindex einer Frequenzrampe
$\mathbf{I}_x$	Einheitsmatrix der Dimension $x$
$j$	Standardindex eines Ziels
$k$	diskrete Frequenz
$k_{ij}$	Normierte Differenzfrequenz von Ziel $j$ im Spektrum $i$
$\mathbf{K}$	Matrix der Frequenznummernkombinationen
$\mathcal{K}$	Menge der Indizes der Kombinationsrampen
$L_i$	Anzahl der Abtastpunkte bzw. FFT-Länge der Frequenzrampe $i$
$\lambda_c$	Mittlere Wellenlänge der elektromagnetischen Welle einer Frequenzrampe
$M$	Anzahl Ziele im Erfassungsbereich
$M_K$	Anzahl Kombinations-Fehlmatches pro Zyklus
$M_{\text{Ü}}$	Anzahl Überlagerungs-Fehlmatches pro Zyklus
$M_Z$	Anzahl Zufalls-Fehlmatches pro Zyklus
$n$	diskrete Zeit
$N$	Anzahl Frequenzrampen der Modulation
$N_{\text{FA}}$	Anzahl Falschalarmfrequenzen pro Match
$N_{\text{SP}}$	Schnittpunktordnung
$\Omega$	Ereignisraum, Menge aller Elementarereignisse
$\underline{p}$	Koeffizientenvektor eines Ziels
$\varphi_{\text{Tx}}(t), \varphi_{\text{Rx}}(t)$	Phasenverlauf von Sende- bzw. Empfangssignal
$\mathbf{P}$	Matrix der Zielvektoren
$P_\zeta$	Belegungswahrscheinlichkeit einer Zelle in der quantisierten $(d,v)$ -Ebene
$P_{D,i}$	Wahrscheinlichkeit einer Frequenzdetektion in Spektrum $i$
$p_{\text{DV}}(d,v)$	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Aufenthaltsort eines Einzelziels
$P_{\text{eMatch}}$	Wahrscheinlichkeit einer richtigen Klassifikation eines Matches als eMatch
$P_{\text{exist}}$	Existenzwahrscheinlichkeit eines Matches
$P_{\text{FA},i}$	Wahrscheinlichkeit eines Falschalarms in Spektrum $i$
$P_{\text{Tx}}, P_{\text{Rx}}$	Leistung von Sende- bzw. Empfangssignal
$\Delta\varphi$	Phasendifferenz
$\sigma$	Radarrückstreuquerschnitt



$r$	Radialer Relativdruck eines Reflexionszentrums
$R_i$	Zellen der quantisierten $(d,v)$ -Mehrdeutigkeitsgerade in Frequenzrampe $i$
$\sigma_\alpha^2$	Varianz der Winkelschätzung
$\sigma_d^2$	Varianz der Abstandsschätzung
$\sigma_f^2$	Varianz des Amplitudenrauschens im Frequenzbereich
$\sigma_k^2$	Varianz der normierten Frequenznummernschätzung
$\sigma_\varphi^2$	Varianz des Phasenrauschens
$\sigma_t^2$	Varianz des Amplitudenrauschens im Zeitbereich
$\sigma_v^2$	Varianz der Relativgeschwindigkeitsschätzung
$s_i$	Steigung der Frequenzrampe $i$
$\mathcal{S}$	Menge der Indizes der Suchrampen
$s_{\text{Tx}}$	Sendesignal
$s_{\text{Rx}}$	Empfangssignal
$t$	Kontinuierliche Zeit
$t_i$	Mittelpunkt der Frequenzrampe $i$
$\tau$	Einwege-Laufzeit eines Signals
$T_i$	Dauer der Frequenzrampe $i$
$T_{\text{mod}}$	Gesamtdauer der Modulation
$T_{\text{tot}}$	Totzeit der Hochfrequenzquelle zwischen zwei Frequenzrampen
$T_{\text{sample}}$	Abtastdauer eines Samples des Empfangs- bzw. Mischsignals
$T_{\text{Zyklus}}$	Gesamtdauer eines Sende- und Auswertezyklus
$v$	Radiale Relativgeschwindigkeit eines Reflexionszentrums
$v_{\text{ego}}$	Eigengeschwindigkeit des Radarfahrzeugs über Grund
$\tilde{w}$	Fensterfunktion im Frequenznummernbereich
$Z$	Anzahl zu schätzender Bewegungspolynom-Koeffizienten eines Ziels
$Z_{\text{Schutz}}$	Anzahl der Schutzzellen bei der CFAR-Detektion
$Z_{\text{Test}}$	Anzahl der Testzellen bei der CFAR-Detektion

# Abkürzungsverzeichnis

<b>ABS</b>	<i>Anti-Lock Braking System</i> : Anti-Blockiersystem, garantiert optimale Verzögerung des Fahrzeugs auf beliebigem Untergrund
<b>ACC</b>	<i>Adaptive Cruise Control</i> : adaptive Geschwindigkeitsregelung
<b>AMLFMCW</b>	<i>Amplitude Modulated LFM CW</i> : amplitudenmoduliertes LFM CW
<b>AEB</b>	<i>Autonomous Emergency Brake</i> : Automatische Notbremse
<b>AWGN</b>	<i>Additive White Gaussian Noise</i> : additives überlagertes, weißes Gauß'sches Rauschen
<b>CA-CFAR</b>	<i>Cell Averaging-CFAR</i> : CFAR-Detektor mit Mittelung
<b>CFAR</b>	<i>Constant False Alarm Rate</i> : Detektion mit konstanter Rate an Falschalarmen
<b>CNR</b>	<i>Clutter to Noise Ratio</i> : Clutter-zu-Rausch-Verhältnis
<b>COG</b>	<i>Center of Gravity</i> : Schwerpunkt
<b>CRLB</b>	<i>Cramér-Rao Lower Bound</i> : Eine untere Schranke für die Varianz aller erwartungstreuen Schätzer
<b>CW</b>	<i>Continuous Wave</i> : Dauerstrich
<b>DFT</b>	<i>Discrete Fourier Transform</i> : diskrete Fouriertransformation, Abtastung der Fouriertransformation im Frequenzbereich
<b>DOA</b>	<i>Direction of Arrival</i> : Empfangsrichtung, Einfallrichtung
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i> : Digitaler Signalprozessor
<b>EIRP</b>	<i>Equivalent Isotropically Radiated Power</i> : äquivalente, isotrop abgestrahlte Leistung
<b>ESC</b>	<i>Electronic Stability Control</i> : Elektronisches Stabilitäts-Programm, stabilisiert das Fahrzeug in dynamischen Situationen
<b>ETSI</b>	<i>European Telecommunications Standards Institute</i> : Europäisches Institut für Telekommunikationsnormen
<b>FFT</b>	<i>Fast Fourier Transform</i> : schnelle Fouriertransformation
<b>FMCW</b>	<i>Frequency Modulated Continuous Wave</i> : frequenzmodulierter Dauerstrich

<b>FPGA</b>	<i>Field Programmable Gate Array</i> : Anwender-programmierbare Anordnung logischer Gatter
<b>FSK</b>	<i>Frequency Shift Keying</i> : Frequenzumtastung
<b>GMM</b>	<i>Gaussian Mixture Model</i> : Gauß'sches Mischungsmodell
<b>GO-CFAR</b>	<i>Greatest of-CFAR</i> : CFAR-Detektor mit Maximumsbildung
<b>GPS</b>	<i>Global Positioning System</i> : globales Positionierungssystem
<b>IQ</b>	<i>Inphase-Quadratur</i>
<b>JPDA</b>	<i>Joint Probabilistic Data Association</i> : gekoppelte wahrscheinlichkeitsbasierte Datenassoziation
<b>KRAFAS</b>	<i>Kostenoptimierter Radarsensor für aktive Fahrerassistenzsysteme</i>
<b>LFMCW</b>	<i>Linear FMCW</i> : linear frequenzmodulierter Dauerstrich
<b>LFMSK</b>	<i>Linear Frequency Modulated Shift Keying</i> : lineare Frequenzumtastung
<b>LRR</b>	<i>Long Range Radar</i> : Fernbereichsradar
<b>MHT</b>	<i>Multiple Hypothesis Tracking</i> : Vielfach-Hypothesen-Verfolgung
<b>MRR</b>	<i>Mid Range Radar</i> : Mittenbereichsradar
<b>NLFMCW</b>	<i>Non Linear FMCW</i> : nichtlineares FMCW
<b>OS-CFAR</b>	<i>Ordered Statistics-CFAR</i> : CFAR-Detektor mit geordneter Statistik
<b>PMD</b>	<i>Photonic Mixer Device</i> : Photomischdetektor
<b>PN</b>	<i>Pseudo Noise</i> : Deterministische Folge mit ähnlichen statistischen Eigenschaften wie echtes Rauschen
<b>RCS</b>	<i>Radar Cross Section</i> : Radarrückstreuquerschnitt
<b>ROC</b>	<i>Receiver Operating Characteristic</i> : Kompromiss-Darstellung der Empfänger-Leistungsfähigkeit
<b>SFMCW</b>	<i>Stepped FMCW</i> : gestuftes FMCW
<b>SIR</b>	<i>Signal to Interference Ratio</i> : Signal-zu-Interferenz-Verhältnis
<b>SNR</b>	<i>Signal to Noise Ratio</i> : Signal-zu-Rausch-Verhältnis
<b>SRR</b>	<i>Short Range Radar</i> : Nahbereichsradar
<b>STFT</b>	<i>Short Time Fourier Transform</i> : Kurzzeit-Fouriertransformation

# Abstract

The thesis at hand focuses on the design of the transmit signal of a radar system in an automotive environment. Attention is paid to the description of specialized requirements that are relevant for practical use. These requirements reach far beyond the well-known performance indicators as field of view or measurement accuracy. Moreover, various algorithms to ensure the robustness of the radar system will be developed, enabling an even more detailed look on the origin and especially the properties of mismatches. These properties are afterwards used to develop efficient indicators and procedures that finally enable the robust layout of modulations. The methods and procedures required for such a layout are analyzed afterwards in their three main occurrences that are the static single modulation, the static sequence of multiple modulations and last but not least the fully adaptive modulation design or selection from a dictionary of modulations.

The main focus of this work is the analysis and enhancement of theoretical as well as practical relevant requirements for the measurement performance of the radar sensor. Additional effort is spent for the development of methods to increase the robustness of the sensor, primarily by avoidance or reliable identification of mismatches, as persistently unidentified mismatches might turn into ghost targets. Hence the main goal of this work is the analysis of fundamental properties and conditions for mismatch occurrence in interaction with the design of the transmit signal.

Chapter 1 gives an overview of the most important applications for automotive surround sensing and emphasizes on the similarities and differences of the various concepts. One result is the strong relationship between the concept of radar with ultrasonic and lidar. In contrast, a comparison of radar with a camera sensor shows that their sensing properties complement each other very well, enabling the assembly of robust and yet high performance sensing systems based on sensor fusion.

Chapter 2 analyzes the physical and system theoretic basics of any arbitrary radar system and elaborates the well-known radar equation starting from a simple examination of the transmit and receive power. A comprehensive and comparative overview of the performance indicators and characteristics of various concepts for transmit signal design embodies the main part of this chapter. Among other things it will be shown that for a pulse radar, ghost targets can originate from false detections solely, while additional situation-dependent ghost targets are possible for an **LFMCW** radar. Their relevance prevails for an **LFMCW** radar, as this radar type features a higher **SNR** and thus increased spectral detection performance, lowering the occurrence of false detections. In comparison to an **LFMSK** radar system the **LFMCW** is of inferior performance regarding the probability for the occurrence of mismatches from a simple theoretical point of view. Yet this statement is almost fully reversed if additional

attention is paid to the achievable quality of phase measurement in a realistic scenario with realistic levels of [SNR](#).

A detailed analysis of the transmit signal and its effect on the various components of the signal processing chain, starting with the transmission of the electromagnetic wave up to the temporal filtering of the estimated target parameters is carried out in [chapter 3](#). The signal model derived in this section is far more detailed than anything known from literature up to now. During the description and analysis of the processing chain the focus is on the depiction and collection of effects deviating from the ideal approach but still being very important constraints for the layout of the signal processing blocks. The usage of a single mixer instead of a complex [IQ](#)-mixer for example, puts far-reaching constraints on target detection and hence on mismatch occurrence. Beyond that, optimal working points for all blocks of the signal processing chain are derived and their correlation with the modulation design is illustrated.

[Chapter 4](#) poses the starting point of a comprehensive insight into the process of origination of mismatches and their properties. This way, powerful algorithms have been developed to allow for an analytical statement about the probability for the occurrence of mismatches and the probability for the detection of target matches as well. From these probabilities, approaches for identification and avoidance of mismatches are developed, using a classification of mismatches into three classes. The change-over from a static single modulation to a sequence of different modulations turns out to be very promising regarding the occurrence of mismatches.

The following two chapters focus on the design of optimal transmit signals accounting for real world requirements and constraints. [Chapter 5](#) emphasizes on the design of optimal static transmit signals, while [chapter 6](#) emphasizes on the design of optimal adaptive transmit signals. The main focus is the description and formalization of requirements from the viewpoint of practice, especially regarding the superposition of a target with clutter. Methods to analyze, describe and optimize the performance of the transmit signal in practically relevant situations complete the chapter, especially algorithms to ensure an optimal temporal alignment of the different frequency ramps.

# Kapitel 1

## Einleitung

Die vorliegende Arbeit entstammt einem Themenkomplex, der im vergangenen Jahrzehnt sehr stark an Bedeutung gewonnen hat, der Entwicklung von Umfeld-erfassenden Fahrerassistenzsystemen im Automobil. Dieser Begriff kennzeichnet Systeme, die den Fahrer durch Überwachung und Prädiktion verschiedener Kenngrößen der Fahrzeugbewegung und des Umfeldes vor kritischen Situationen warnen sollen bzw. bei Eintritt einer solchen Situation aktiv eingreifen, wodurch Unfallzahlen reduziert und die Auswirkungen auf beteiligte Personen minimiert werden können. Vorangetrieben wird diese Entwicklung durch eine Initiative der Europäischen Union (vgl. [Society 2008]), welche zum Ziel hat, die Todeszahlen im Straßenverkehr im Jahr 2010 gegenüber denen des Jahres 2001 zu halbieren. Im Jahr 2008 sind allein in Deutschland rund 4500 Menschen im Straßenverkehr tödlich verunglückt (siehe [Destatis 2008]), eine detaillierte Übersicht zur Häufigkeit verschiedener Unfallarten weltweit bietet [Jacobs 2000].

Die vorausgegangene Periode war der Entwicklung der sogenannten *passiven Sicherheit* gewidmet. Darunter werden Bauteile, Maßnahmen und technische Einrichtungen am Fahrzeug verstanden, die bei Eintritt eines Unfalls die Insassen schützen. Dazu zählen z. B. eine verwindungssteife Sicherheitskarosserie mit optimierten Verformungszonen, der integrierte Seitenaufprallschutz sowie insbesondere die vielfältigen Airbag-Konzepte für alle Insassen mit Präkonditionierung weiterer Systeme, wie Gurtstraffer, Sitze, Fenster, Schiebedach und Kraftstoffpumpe. Den ersten großen Durchbruch bei der *aktiven Sicherheit* erzielte die Robert Bosch GmbH im Jahr 1978 mit der Entwicklung des ABS<sup>1</sup>, ein weiterer bekannter Vertreter ist das ESC<sup>2</sup>, das erstmals 1995 verfügbar war. Parallel dazu entwickelte sich die schnell wachsende Klasse der *Fahrerassistenzsysteme*, die teilweise auch als Untermenge der Systeme zur aktiven Sicherheit angesehen wird. Einen guten Überblick über verschiedene aktuelle Anwendungen und Sensorkonzepte im Automobil bietet [Winner 2009].

### 1.1 Gliederung

Kapitel 1 stellt die wichtigsten Anwendungen und Sensorkonzepte für die Umfelderkennung im Automobil vor. In Kapitel 2 werden die physikalischen und systemtheoretischen Grund-

---

<sup>1</sup>*Anti-Lock Braking System*: Anti-Blockiersystem, garantiert optimale Verzögerung des Fahrzeugs auf beliebigem Untergrund

<sup>2</sup>*Electronic Stability Control*: Elektronisches Stabilitäts-Programm, stabilisiert das Fahrzeug in dynamischen Situationen

lagen eines Radarsystems betrachtet, woran sich eine vergleichende Übersicht der Leistungsmerkmale und Charakteristika verschiedener Konzepte zur Auslegung des Sendesignals anschließt. Kapitel 3 bietet eine detaillierte Analyse des Sendesignals und dessen Einfluss auf die Signalverarbeitung eines Linear-FMCW<sup>3</sup>-Radars, welches die Grundlage dieser Arbeit bildet. Die vorgestellten Mechanismen und Verarbeitungsschritte bilden im darauffolgenden Kapitel 4 die Basis zur Analyse von sogenannten *Scheinzielen* des Radarsystems. Es werden die Voraussetzungen zur Entstehung von Scheinzielen sowie ihre grundlegenden Eigenschaften untersucht, aus denen im weiteren Verlauf des Kapitels Ansätze zur Erkennung und Vermeidung entwickelt werden.

Die beiden folgenden Kapitel beschäftigen sich mit dem Entwurf optimaler Sendesignale unter praxisrelevanten Anforderungen und Randbedingungen. In Kapitel 5 wird der Entwurf eines optimalen *statischen* Sendesignals untersucht, d. h. eines Sendesignals, dessen Parameter bereits im Entwurfsprozess fixiert werden. Kapitel 6 dagegen widmet sich dem Entwurf eines optimalen *adaptiven* Sendesignals, dessen Parameter also zur Laufzeit angepasst werden.

## 1.2 Umfeld erfassung im Automobil

### 1.2.1 Anwendungen

In diesem Abschnitt wird ein Überblick über den prinzipiellen Aufbau sowie verschiedene aktuelle Realisierungen von Fahrerassistenzsystemen gegeben. Diese gliedern sich in die drei Unterklassen *Komfortsysteme*, *Warnsysteme* und *Sicherheitssysteme*, wobei konkrete Systeme teilweise auch mehreren Klassen zuzurechnen sind.

#### Aufbau

Einem Großteil der Fahrerassistenzsysteme ist gemein, dass ihre Funktionalität hauptsächlich auf der Auswertung der Positionen und der Eigenschaften (vor allem des momentanen Bewegungszustands) von Objekten im Umfeld des Fahrzeugs beruht. Die Position und der Bewegungszustand eines Objekts wird von vielen Sensortypen relativ zum Eigenfahrzeug ermittelt und muss bei Bedarf, z. B. über die Eigengeschwindigkeit, in das Weltkoordinatensystem umgerechnet werden. Die relative Position wird häufig durch den Abstand und den Azimutwinkel des Objekts relativ zur Mittelachse des Sensors bestimmt, was einem Polarkoordinatensystem entspricht. Für die Bestimmung einer dreidimensionalen Position werden Kugelkoordinaten mit einem zusätzlichen Elevationswinkel verwendet. Der Bewegungszustand wird bei vielen Sensorkonzepten durch die *radiale* Relativgeschwindigkeit und ggf. die Relativbeschleunigung beschrieben. Die *tangentialen* Bewegungsgrößen, wie relative Quergeschwindigkeit oder Querschleunigung, können meist nicht direkt gemessen werden und müssen bei Bedarf über die Historie bestimmt werden (also durch Tracking). Aus den Sensordaten werden in weiteren Verarbeitungsschritten Objekthypothesen gebildet, die wiederum als Basis für eine Interpretation des Fahrzeugumfelds dienen und anhand vorliegender Kriterien eine Systemfunktion hervorrufen, also eine Aktorik ansteuern.

---

<sup>3</sup>*Frequency Modulated Continuous Wave*: frequenzmodulierter Dauerstrich

## Komfortsysteme

Alle Systemfunktionen zur Unterstützung des Fahrers bei der Führung des Fahrzeugs werden als Komfortsysteme bezeichnet. Hinsichtlich der Verlässlichkeit der Umfelddaten werden hierbei die geringsten Anforderungen an die verwendete Sensorik gestellt, da eine sporadisch unberechtigte Aktivierung (bzw. Nichtaktivierung) der jeweiligen Systemfunktion vom Fahrer bis zu einem gewissen Grad akzeptiert wird.

- *Adaptives Fernlicht*: Das Fernlicht des Eigenfahrzeugs wird bei einer möglichen Blendung anderer Verkehrsteilnehmer automatisch auf Abblendlicht umgeschaltet. Liegt keine Blendung mehr vor, wird das Fernlicht wieder aktiviert.
- *Adaptive Geschwindigkeitsregelung*: Das ACC<sup>4</sup> regelt den Abstand bzw. die Zeitlücke zum vorausfahrenden Fahrzeug und stellt damit eine Erweiterung des Tempomats (siehe unten) dar. Bei freier Fahrbahn wird bis zu einer vom Fahrer eingestellten Wunschgeschwindigkeit beschleunigt und diese anschließend beibehalten. Kann die Wunschgeschwindigkeit, bedingt durch vorausfahrende Fahrzeuge in der eigenen Spur, jedoch nicht erreicht werden, so wird eine niedrigere Eigengeschwindigkeit eingestellt und ein vom Fahrer gewählter Abstandsbereich eingehalten, bis die Fahrspur wieder frei ist oder auf eine freie Spur gewechselt wurde. In Kombination mit einer Verkehrszeichenerkennung (siehe unten) ist eine automatische Anpassung der Wunschgeschwindigkeit an die jeweils erlaubte Höchstgeschwindigkeit möglich.

In aktuellen Ausprägungen ist dieses Systemverhalten über den gesamten Geschwindigkeitsbereich inklusive Stillstand verfügbar und kann um die Funktionalität zur automatischen Notbremse (siehe unten) zu einem Sicherheitssystem erweitert werden.

- *Adaptives Kurvenlicht*: Das adaptive Kurvenlicht passt den Ausleuchtungsbereich der Scheinwerfer automatisch der Krümmung der befahrenen Straße an. Während bei Geradeausfahrt somit keine Systemfunktion vorliegt, werden die Scheinwerfer bei einer Kurvenfahrt automatisch in Richtung der Kurve geschwenkt (also dem Lenkeinschlag folgend), um insbesondere den Fahrbahnrand auf der Innenseite der Kurve und dort befindliche Objekte, wie z. B. Fußgänger, besser auszuleuchten.
- *Automatischer Scheibenwischer*: Ein Regensensor kann Wassertropfen auf der Front- oder Heckscheibe detektieren und anhand ihrer Größe und Häufigkeit auf die Stärke des Regens schließen. Darauf basierend wird der Scheibenwischer in der benötigten Stufe aktiviert und bei Trockenheit wieder deaktiviert.
- *Nachtsichtassistent*: Ein optisches System, das Objekte im infraroten Spektralbereich erfasst und dem Fahrer im Kombiinstrument oder direkt auf der Frontscheibe anzeigt. Im Infrarot wird die Wärmestrahlung von Objekten detektiert, was nachts eine wesentlich frühere und sicherere Erkennung potentieller Hindernisse ermöglicht als im sichtbaren Spektrum. Während bei passiven Nachtsichtassistenten nur die ohnehin vorhandene Wärmestrahlung von Objekten erfasst wird, erfolgt bei aktiven Systemen eine zusätzliche Beleuchtung mit Infrarot-Scheinwerfern. Da deren Strahlung für Menschen

---

<sup>4</sup>Adaptive Cruise Control: adaptive Geschwindigkeitsregelung



nicht sichtbar ist, kann ihre Reichweite der des Fernlichts entsprechen, ohne eine Blendung hervorzurufen.

- *Parkassistent*: Der Parkassistent unterstützt den Fahrer bei der Ein- und Ausfahrt in (typischerweise längs zur Fahrbahn liegende) Parklücken. Nach einer Vermessung der Länge der Parklücke erhält der Fahrer - je nach Ausbaustufe des Systems - Vorgaben zum Einschlag des Lenkrads oder dieses wird automatisch ausgerichtet.
- *Spurhalteassistent*: Der Spurhalteassistent unterstützt den Fahrer bei der Einhaltung der eigenen Fahrspur und schützt vor unbemerktem Abdriften an den Straßenrand oder auf eine benachbarte Spur. Als Kriterium zur Identifikation eines ungewünschten Spurwechsels wird ein nicht aktivierter Blinker verwendet. Je nach Ausbaustufe des Systems wird entweder eine optische, akustische oder haptische Warnung ausgegeben oder das Fahrzeug wird automatisch in die entgegengesetzte Richtung gesteuert.
- *Tempomat*: Der Tempomat beschleunigt das Fahrzeug bis zu einer, vom Fahrer eingestellten, Wunschgeschwindigkeit und hält diese konstant. Dabei findet keine Anpassung an die Fahrsituation statt, so dass ein langsamerer vorausfahrendes Fahrzeug oder ein stehendes Hindernis ohne Fahrereingriff zu einer Kollision führt. Die Kombination mit einer Verkehrszeichenerkennung (siehe unten) ermöglicht die automatische Anpassung der Wunschgeschwindigkeit an die erlaubte Höchstgeschwindigkeit.
- *Verkehrszeichenerkennung*: Detektiert und klassifiziert Verkehrszeichen und stellt relevante Daten, wie etwa die momentan erlaubte Höchstgeschwindigkeit oder ein eventuell geltendes Überholverbot im Kombiinstrument dar. Gegenüber der Alternative Navigationssystem, das auf gespeicherten Daten basiert, wird bei diesem System die aktuelle Beschilderung erfasst.

## Warnsysteme

Als Warnsysteme werden Systemfunktionen bezeichnet, die den Fahrer auf die mögliche Entstehung bzw. das Vorliegen potentiell kritischer Situationen hinweisen. Hinsichtlich der Verlässlichkeit der Umfelddaten werden bei dieser Klasse mittelhohe Anforderungen an die verwendete Sensorik gestellt, da eine sporadisch unberechtigte Aktivierung beim Fahrer bereits zu einem deutlich niedrigeren Vertrauen in die Verlässlichkeit der Systemfunktion und im schlimmsten Fall zu einer permanenten Nichtbeachtung führt [Weinberger 2001].

- *Aufmerksamkeitsassistent*: Der Aufmerksamkeitsassistent analysiert das Fahrverhalten (Lenkbewegungen, Spurhaltung, etc.), Reaktionszeiten und weitere Charakteristika des Fahrers, wie etwa die Häufigkeit und die Dauer eines Lidschlags, um auf eine mögliche Ablenkung oder Übermüdung zu schließen und eine Warnung auszugeben.
- *Kreuzungsassistent*: Der Kreuzungsassistent wird häufig auch als Abbiege-Assistent bezeichnet und unterstützt den Fahrer beim Abbiegen im städtischen Bereich oder auf Landstraßen, indem der entgegenkommende Verkehr erfasst wird und anhand dessen Relativgeschwindigkeit ggf. das Gefahrenpotential des Abbiegens bewertet wird. Ein großer Teil der Unfälle in Deutschland entfällt auf dieses Szenario, wobei meist der Gegenverkehr nicht beachtet oder seine Geschwindigkeit falsch eingeschätzt wird.

- *Spurwechselassistent*: Der Spurwechselassistent ist das funktionale Komplement zum Spurhalteassistent (siehe oben) und wird nur bei gesetztem Blinker aktiviert. Er warnt den Fahrer vor einer drohenden Kollision mit Objekten, die sich im toten Winkel befinden oder sich mit großer Relativgeschwindigkeit auf der Nachbarspur annähern.

## Sicherheitssysteme

Als Sicherheitssysteme werden Systemfunktionen bezeichnet, die einen unmittelbar drohenden Aufprall auf ein Hindernis vermeiden oder zumindest abmildern sollen. Momentan geschieht dies nur durch Eingriffe in die Längsdynamik des Fahrzeugs (also durch Bremsen). Kombiniert mit Eingriffen in die Querdynamik wird in Zukunft eine optimale Unfallvermeidung möglich. Hinsichtlich der Verlässlichkeit der Umfelddaten werden bei dieser Systemklasse die höchsten Anforderungen an die verwendete Sensorik gestellt, da auch nur eine einzige unberechtigte Aktivierung zu schweren Auswirkungen führen kann (wie etwa ein Auffahrunfall, der durch unbegründetes Bremsen auf freier Strecke verursacht wurde).

- *Automatische Notbremse*: Die automatische Notbremse wird meist als eine Erweiterung des ACC realisiert, um bei einem drohenden Unfall, der vom Fahrer nicht mehr vermieden werden kann, eine Notbremsung mit maximaler Verzögerung des Bremsystems einzuleiten. Ist ein Aufprall dagegen sehr wahrscheinlich, aber vom Fahrer durch einen sofortigen Eingriff noch abzuwenden, wird lediglich die Bremsanlage so vorkonditioniert, dass bei Betätigung des Bremspedals durch den Fahrer die maximale Bremswirkung ohne Zeitverlust erzielt werden kann oder eine Teilbremsung veranlasst.
- *Autonomes Ausweichen*: Das autonome Ausweichen verhindert – ebenso wie die automatische Notbremse – Unfälle, allerdings durch Eingriff in die Querdynamik des Fahrzeugs, also Ausweichmanöver. Damit kann ein drohender Auffahrunfall durch einen Wechsel der Fahrspur oder auf den Standstreifen viel leichter verhindert werden als durch eine Vollbremsung. In diesem Fall muss allerdings gewährleistet sein, dass durch ein erfolgtes Manöver keine erneute kritische Situation entsteht, die u. U. zu einem schlimmeren Zusammenstoß mit einem entgegenkommenden Fahrzeug führt.

### 1.2.2 Sensorik

Die Assistenzfunktionen aus Abschnitt 1.2.1 werden i. Allg. mit verschiedenen Arten von Sensoren realisiert, deren Eigenschaften im Folgenden kurz vorgestellt werden. Dabei werden nur die Sensortypen betrachtet, auf denen eine gegebene Anwendung maßgeblich basiert. Häufig werden sie um weitere Sensortypen ergänzt, dazu zählen u. a. die Beschleunigungssensoren des Airbag-Steuergeräts, Daten über Schwimmwinkel und Gierrate aus dem ESC-Steuergerät sowie Positionsinformationen eines GPS<sup>5</sup>-Geräts, gekoppelt mit a-priori-Informationen über das statische Fahrzeugumfeld aus einem Navigationsgerät. Für eine Übersicht sei auf [Strobel 2004b] verwiesen sowie auf [Strobel 2004c] und [Bühren 2008] zur Entwicklung der Leistungsdaten realisierter Sensorkonzepte zwischen 2004 und 2008.

---

<sup>5</sup>Global Positioning System: globales Positionierungssystem

## Radar

Neben vielfältigen militärischen Anwendungen wie Aufklärungs-, Überwachungs- und Feuerleitsystemen existieren auch zahlreiche zivile Anwendungen in der Raum-, Luft- und Seefahrt, der Radioastronomie, Geologie, Automatisierungstechnik und in jüngerer Zeit auch verstärkt zur Umgebungserfassung im Automobil. Radarsysteme<sup>6</sup> senden eine elektromagnetische Welle definierter Frequenz aus und schließen aus den reflektierten Echosignalen auf die Position und weitere Eigenschaften von Objekten in ihrem Umfeld. Durch das Aussenden eines Signals wird die Szenerie vom Radar aktiv „beleuchtet“, weshalb dieses nicht auf Tageslicht oder Scheinwerfer angewiesen ist, wie etwa Kamerasysteme im sichtbaren Spektrum, und folgerichtig auch nicht dadurch gestört werden kann. Die Verwendung spezieller Kunststoffe (sogenannter *Radome*), die die Strahlung eines bestimmten Frequenzbands mit geringer Dämpfung durchdringen kann, ermöglicht einen verdeckten Einbau des Sensors, etwa innerhalb der Frontschürze. Die Leistungsfähigkeit ist darüber hinaus auch weitgehend unabhängig von weiteren Witterungsbedingungen, wie etwa Nebel oder starkem Niederschlag in Form von Regen bzw. Schnee, da die Signaldämpfung durch diese Einflüsse für die üblichen Frequenzen und Reichweiten vernachlässigt werden kann, siehe [Klein 1999]. Demnach erfährt ein Radarsignal bei 77 GHz durch die Absorption von mittlerem Regen der Stärke 10 mm/h eine Dämpfung von ungefähr 3 dB/km, was auf dem Hin- und Rückweg bei 250 m Entfernung 1,5 dB entspricht. Für eine weiterführende Betrachtung der Auswirkung von starkem Regen auf die Leistungsfähigkeit des Radars siehe [Arage Hassen 2006].

Für Radarsysteme im Automobil werden nach [Schneider 2005] momentan drei Frequenzbereiche genutzt, welche sowohl in Europa und den USA als auch in Japan für Automobilradare freigegeben sind: das Band 76–77 GHz für LRR<sup>7</sup> und MRR<sup>8</sup> sowie 77–81 GHz und 21,65–26,65 GHz für MRR und SRR<sup>9</sup>. Das Band um 24,15 GHz ist bei vollem Hub zeitlich befristet bis Juni 2013 freigegeben und zusätzlich auf eine maximale Marktdurchdringung von 7 % begrenzt. Die Einschränkung gilt nicht für Schmalbandsensoren, die einen maximalen Hub von 250 MHz aufweisen dürfen. Die Schmalbandsensoren bieten allerdings etwa eine vierfach schlechtere Trennfähigkeit im Abstand und eine dreifach schlechtere Trennfähigkeit der Relativgeschwindigkeit, verglichen mit einem Radar im 76–77-GHz-Band und 1 GHz Hub. Die Bänder bei 76–77 GHz und 77–81 GHz sind beide zeitlich unbefristet freigegeben. Für die 4-GHz-Bandbreite gelten jedoch sehr niedrige Grenzwerte bzgl. der Sendeleistung, weshalb dort die maximale Reichweite auf ca. 80 m bis 100 m beschränkt ist und somit keine LRR-Radare realisiert werden können.

Im Hinblick auf die Messperformance der drei wichtigsten Umfeldgrößen (Abstand, Winkel, Relativgeschwindigkeit) zeichnet sich Radar durch eine sehr genaue Abstands- und Relativgeschwindigkeitsmessung aus, während die Bestimmung der Einfallrichtung vergleichsweise weniger genau ist. Einen qualitativen Vergleich mit der Leistungsfähigkeit anderer Sensortypen erlaubt Abbildung 1.1. Dort ist für drei Ziele exemplarisch die Genauigkeit der Messwerte in der  $(xy)$ -Ebene als Fehlerellipse aus der Vogelperspektive dargestellt. Für die beiden

---

<sup>6</sup>Radio detection and ranging: Funkortung und -abstandsmessung

<sup>7</sup>Long Range Radar: Fernbereichsradar

<sup>8</sup>Mid Range Radar: Mittenbereichsradar

<sup>9</sup>Short Range Radar: Nahbereichsradar

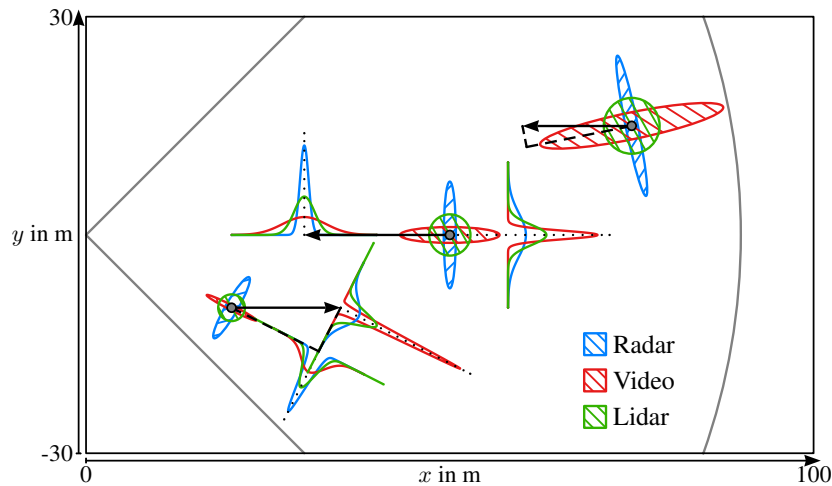


Abbildung 1.1: Vergleich verschiedener Sensorkonzepte hinsichtlich Messperformance

näheren Ziele ist zusätzlich die eindimensionale Verteilungsdichte der gemessenen Radialgeschwindigkeit sowie die Dichte der geschätzten Tangentialgeschwindigkeit eingezeichnet, die aus dem zeitlichen Verlauf der Positionsänderung ermittelt wird. Exemplarische Anforderungen an ein Kfz-Radarsystem für die Systemfunktion ACC werden in [Eriksson 1995] sowie [Winner 2009] vorgestellt.

## Lidar

Ein Lidar<sup>10</sup> beruht auf dem gleichen Prinzip wie ein Radar, nur in einem wesentlich höheren Frequenzband, nahe des sichtbaren Spektrums. Durch die höhere Frequenz ergibt sich eine größere Störanfälligkeit für witterungsbedingte Inhomogenitäten im Ausbreitungsmedium, wie etwa durch Regen oder Schneefall. Gleichzeitig besitzt das Lidar eine wesentliche schmalere Sendecharakteristik, was eine genauere Schätzung der Einfallrichtung eines Signals ermöglicht. Nachteilig wirkt sich jedoch die fehlende Möglichkeit einer direkten Messung der Geschwindigkeit aus, welche nur rechnerisch über die Historie der Positionen ermittelt werden kann, was zu Latenzzeiten und möglichen Inkonsistenzen durch die Messwertassoziation führt.

Im Automobilbereich wird das Lidar meist um einen beweglichen Spiegel oder ein Prisma ergänzt, um das Sendesignal in einen definierten Raumbereich abzustrahlen. Damit können sowohl mehrere ortsfeste Sende- und Empfangsbeams in vorgegebenen Azimut- und Elevationswinkeln abgestrahlt werden als auch ein bestimmter Raumbereich durch kontinuierlichen Versatz des Spiegels gescannt werden, weshalb ein solches System als *Laserscanner* bezeichnet wird [Fürstenberg 2006]. Die Genauigkeit der Winkelmessung ist dabei im Wesentlichen durch die Positionierungs-Genauigkeit des Spiegels begrenzt und der des Radars i. Allg. weit überlegen. Dies geht allerdings auf Kosten einer benötigten komplexen, feinmechanischen oder Piezo-elektrischen Ansteuerung zur Positionierung des Spiegels, die zusätzlich die permanent vorhandenen Erschütterungen im Fahrzeug ausgleichen muss. Bedingt durch die höhere Frequenz ist auch eine höhere Genauigkeit der Abstandsmessung möglich, wie in Abbildung 1.1 angedeutet.

<sup>10</sup>Light detection and ranging: Lichtortung und -abstandsmessung

## Sonar

Auch das Sonar<sup>11</sup> basiert auf einem ähnlichen Prinzip wie Radar und Lidar. Statt einer elektromagnetischen Welle wird eine akustische Welle wesentlich geringerer Frequenz und Ausbreitungsgeschwindigkeit (ungefähr 343 m/s bei Ausbreitung in Luft) abgestrahlt. Durch die Bindung an ein Übertragungsmedium wirken sich Inhomogenitäten oder Bewegungen des Mediums störend auf die Messung aus. Für den Automobilbereich relevant sind Sonarsysteme, die im Ultraschallbereich arbeiten und als *Ultraschallsensoren* bekannt sind. Sie verwenden eine (für den Menschen nicht hörbare) Frequenz von beispielsweise 43,5 kHz und weisen typischerweise eine maximale Reichweite von 2-3 m bei sehr breitem Öffnungswinkel von 120° auf, weshalb ihre Anwendungen auf autonomes Einparken und Spurbreitenvermessung zur Unterstützung, z. B. in Baustellenbereichen oder engen Gassen beschränkt sind.

Ein einzelner Ultraschallsensor führt üblicherweise keine Schätzung des Einfallswinkels eines Signals durch, weshalb in diesem Fall zur Realisierung von Assistenzfunktionen ein Sensornetzwerk verwendet wird, das die Position eines Objekts durch Trilateration bzw. Multilateration ermittelt. Die Algorithmik eines solchen Trilaterations-Netzwerks (bestehend aus Radarsensoren) wird z. B. in [Lübbert 2005] betrachtet, siehe auch [Bühren 2008].

## Video

Für einige Assistenzfunktionen werden heute Videosensoren verwendet, die das Fahrzeugumfeld mit einer Kamera im sichtbaren Bereich des Spektrums untersuchen. Anders als die bisher vorgestellten Sensortypen ist der Videosensor ein passiver Sensor, wodurch die Beeinflussung durch Beleuchtungs- und Witterungsbedingungen inhärent am stärksten ist. Er ist aber auch der einzige hier betrachtete Sensortyp, der nicht Reflex-orientiert arbeitet, sondern eine vollständige Szenerie inklusive Texturen (Oberflächenbeschaffenheit) bildlich erfassen kann, weshalb z. B. eine Verkehrszeichenerkennung nicht ohne einen Videosensor realisiert werden kann. Um die starke Abhängigkeit von der Beleuchtung der Szene abzumildern, kann bei Dunkelheit alternativ ein Nachtsichtsystem im fernen Infrarotbereich verwendet werden, welches die Wärmestrahlung von Objekten detektiert. Ein alternatives System im nahen Infrarotbereich eignet sich besonders in Kombination mit einer aktiven Infrarotbeleuchtung (z. B. über die Frontscheinwerfer) zur Erfassung anderer Fahrzeuge und Verkehrsteilnehmer auch bei völliger Dunkelheit.

Die Reichweite ist mit der eines Mittenbereichsradars oder Lidars ansatzweise vergleichbar, jedoch können von einem Videosensor vor allem die Kantenwinkel eines Ziels mit höherer Genauigkeit bestimmt werden. Der radiale Abstand kann dagegen mit einer Mono-Videokamera nur über die Historie bzw. mit Modellen für die reale Größe eines Objekts bestimmt werden, allerdings sehr viel ungenauer als bei Radar und Lidar, wie in der qualitativen Darstellung in Abbildung 1.1 angedeutet. Diese ungenauere Abstandsbestimmung reduziert den Vorteil der genaueren Bestimmung der Kantenwinkel teilweise erheblich (vor allem für weiter entfernte Objekte), da zur Umrechnung der (radialen) Kantenwinkel in kartesische Koordinaten (longitudinaler Abstand und Querversatz) genau die eben angesprochene

---

<sup>11</sup>Sound navigation and ranging: Schallnavigation und -abstandsmessung

Abstandsbestimmung geringerer Genauigkeit verwendet werden muss. Eine direkte Messung des Abstands wird erst durch die Erweiterung zu einer Stereo-Videokamera möglich.

Darüber hinaus kann ein normaler Videosensor keine direkte Messung der Geschwindigkeit vornehmen, sondern bestimmt diese analog zum Lidar über die Änderung des jeweiligen Abstands zwischen zwei Messzyklen. Eine direkte Geschwindigkeitsmessung wird von sogenannten **PMD**<sup>12</sup>-Sensoren ermöglicht (vgl. [Winner 2009]), die unter großem Hardwareaufwand eine zusätzliche Schätzung der Relativgeschwindigkeit für jedes Pixel bereitstellen.

Aus Abbildung 1.1 wird ebenfalls deutlich, dass sich die Eigenschaften von Radar- und Videosensoren optimal ergänzen und in Kombination den Aufbau einer robusten, fusionierten Hypothese über das Fahrzeugumfeld erlauben. Tabelle B.1 auf Seite 167 gibt einen abschließenden Überblick über die vorgestellten Assistenzfunktionen und Sensorkonzepte dieses Kapitels, siehe auch [Gustafsson 2009].

### 1.2.3 Datenfusion und Szenenanalyse

Um aus den verrauschten Messdaten der verwendeten Sensoren ein robustes und zuverlässiges Modell des Fahrzeugumfelds aufzubauen, ist eine zeitliche Filterung der Messwerte, die Kombination mit einem Systemmodell zu einer Objekthypothese inklusive Existenzmaß und eine Szenenanalyse erforderlich. Diese drei Aufgabenstellungen werden im Folgenden kurz beschrieben.

#### Zeitliche Filterung und Zuordnungsverfahren

Die zeitliche Filterung zur Glättung von Messwerten wird nutzbringend um ein Modell des zu messenden Prozesses ergänzt, sofern dieses formuliert werden kann. Basierend auf diesem Modell und den Messwerten des vergangenen Zyklus wird im sogenannten *Prädiktions*-Schritt eine Vorhersage der zukünftigen Messwerte durchgeführt. Sind die neuen Messwerte ermittelt, werden diese mit den prädizierten Messwerten verglichen („assoziiert“) und im *Update*-Schritt anhand festgelegter Gütemaße für Modell und Messung kombiniert. In sogenannten **MHT**<sup>13</sup>-Trackern kann die Zugehörigkeit der Messwerte zu mehreren Bewegungsmodellen simultan überprüft werden. Durch Untersuchung der Zuordnungen zu den verschiedenen Modellen des **MHT** kann zusätzlich auf ein Manöver des Zielobjekts geschlossen werden.

Eine Klasse von Filtern, die die Modell-basierte Schätzung in farbigem Gauß'schen Rauschen optimal im Sinne der Genauigkeit der Zustandsschätzung durchführt, wird als Kalmanfilter bezeichnet, siehe [Kalman 1960]. Ein weiterer Vorteil dieser Filter besteht darin, dass prinzipbedingt ein Gütemaß für die Schätzgrößen in Form ihrer Kovarianzmatrix ermittelt wird. Einen umfassenden Einblick in die Theorie des Kalmanfilters gibt [Brookner 2002], als Standardwerke zu Tracking und Assoziation sei auf [Blackman 1999] sowie auf die gelungene Darstellung in [Bar-Shalom 1988] und [Bar-Shalom 1993] verwiesen. Unter dem Begriff *Assoziation* wird die Logik zur Zuordnung von Messwerten zu bereits bestehenden Tracks verstanden. Zur Lösung des Zuordnungsproblems wurden im Laufe der Zeit viele Verfahren

---

<sup>12</sup>*Photonic Mixer Device*: Photomischdetektor

<sup>13</sup>*Multiple Hypothesis Tracking*: Vielfach-Hypothesen-Verfolgung

entwickelt. Diese reichen von einer exklusiven Zuordnung mittels einfacher, lokal optimaler „Nächster-Nachbar-Verfahren“ über exklusive, global optimale Verfahren wie den sogenannten *Munkres-* oder *Auktionsalgorithmus*, bis hin zur komplexen mehrfachen Zuordnung von Messungen zu Tracks wie beim JPDA<sup>14</sup>, siehe auch [Stüker 2003]. Grundlegende Analysen zur Eignung verschiedener Dynamikmodelle sowie speziell adaptierte Algorithmen für ein Kfz-Radar enthalten [Jordan 2006] und [Bühren 2008].

## Sensordatenfusion

In der Sensordatenfusion werden die Tracks mehrerer Einzelsensoren zu einer Objekthypothese fusioniert. Eine Einführung bietet [Strobel 2004a], für ausführlichere Betrachtungen sei auf [Hall 2004] und [Harris 2002] verwiesen. Als Standardwerk, speziell für den Radarkontext, ist [Blackman 1986] anzusehen. Durch die Fusion kann i. Allg. eine höhere Schätzgenauigkeit der Objektparameter erreicht werden. Daneben können auch Schätzwerte für neue, fusionierte Zustandsvariablen ermittelt werden, die nicht von allen oder gar von keinem Einzelsensor direkt gemessen werden können. So ergänzen sich nach Abbildung 1.1 die Genauigkeiten von Radar und Video nicht nur optimal in den Längs- bzw. Quergrößen, sondern es wird auch eine fusionierte Schätzung der Länge und Breite eines Objektes möglich. Durch die Nutzung weiterer Sensordaten, etwa vom Navigationsgerät oder ESC, kann eine zusätzliche Erhöhung der Schätzgenauigkeit erzielt werden. Dies gilt insbesondere für die Kursprädiktion, welche ein wichtiges Kriterium bei der Auswahl funktionsrelevanter Objekte darstellt. Daneben wird vor allem bei Fusion der Tracks von verschiedenen Sensortypen die Robustheit der Objekthypothese deutlich erhöht, da durch die Diversität unterschiedlicher physikalischer Messprinzipien eine gleichzeitige Störung aller Sensoren höchst unwahrscheinlich wird.

## Szenenanalyse

Auf Basis der fusionierten Objekthypothese aller Sensoren wird ein Modell des Fahrzeug-Umfelds gebildet. Dieses wird zur Interpretation des Umfelds des Fahrzeugs genutzt, was häufig durch eine Einordnung in prototypische Szenario-Klassen realisiert wird, vergleiche [Gini 2008]. Mit Hilfe heuristischer Ansätze oder mittels neuronaler Netze und künstlicher Intelligenz wird aus dem klassifizierten und interpretierten Fahrzeug-Umfeld die Aktivierung einer Systemfunktion gesteuert. So besteht z. B. die Szenenanalyse für ACC aus der Entscheidung, ob ein relevantes Objekt in der eigenen Fahrspur vorliegt und ggf. ob die Relativbewegung dieses Objekts eine Aktivierung der Bremse nötig macht.

---

<sup>14</sup> *Joint Probabilistic Data Association*: gekoppelte wahrscheinlichkeitsbasierte Datenassoziation

# Kapitel 2

## Charakterisierung verschiedener Radarkonzepte

In diesem Kapitel werden die grundlegenden Prinzipien eines Radarsystems eingeführt, verschiedene Sendesignalklassen vorgestellt und anhand einfacher Leistungsmerkmale verglichen.

### 2.1 Gemeinsames Grundprinzip

#### 2.1.1 Physikalische Grundlagen

Zur Umgebungserfassung wird vom Radarsystem eine hochfrequente elektromagnetische Welle definierter Polarisation über ein Sende-Antennensystem in einen bestimmten Raumbereich abgestrahlt. Diese Welle wird auf ihrem Ausbreitungsweg an Oberflächen von Objekten – genauer an Grenzflächen zwischen Medien mit unterschiedlichen Permittivitäten – teilweise reflektiert oder gestreut, um anschließend über ein Empfangs-Antennensystem wieder vom Radar registriert zu werden. Das Empfangssignal enthält neben Informationen über die Ausbreitungspfade (Ausbreitungsmedium und Pfadlänge) auch Informationen über die Eigenschaften eines reflektierenden Objekts (Bewegungszustand, Form und Oberflächenbeschaffenheit), in teilweise vermischter Form und unterschiedlich starker Ausprägung.

Im hier betrachteten Umfeld eines Automobil-Radarsystems kann mit hoher Genauigkeit von einer *geradlinigen* Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen ausgegangen werden, was dagegen z. B. im Umfeld der Radioastronomie eine ungerechtfertigte Annahme darstellt. Weiterhin findet die Ausbreitung im vorliegenden Modell ausschließlich in einem *homogenen* Medium statt (zumeist Luft), welches eine annähernd identische Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  wie der Freiraum<sup>1</sup> aufweist. Die Auswirkungen von nicht homogenen Ausbreitungsmedien, wie z. B. Nebel, Regen, Schnee oder in der Luft enthaltenem Staub, werden in dieser Arbeit ausschließlich auf ihre Dämpfung des Signals reduziert. Sie verändern somit im vorliegenden Modell zwar die maximale Reichweite für eine gegebene Sendeleistung, nicht aber die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$ . Auch diese Annahme ist für andere Anwendungsbereiche, etwa für Georadarsysteme, nicht zutreffend. Das vorliegende Modell der Ausbreitung wird häufig auch als *quasi-optische* Ausbreitung bezeichnet.

---

<sup>1</sup>Die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Freiraum ist die Lichtgeschwindigkeit  $c_0 = 299792458$  m/s, welche etwa dem 1,000298-fachen der Ausbreitungsgeschwindigkeit in Luft entspricht.



## 2.1.2 Systemtheoretische Betrachtung

Von seinem prinzipiellen Aufbau her ähnelt ein Radarsystem (insbesondere bei räumlich getrenntem Sender und Empfänger) einem System zur drahtlosen Nachrichtenübertragung. Das Sendesignal wird an Objekten gestreut, teilweise reflektiert und erreicht oft auf mehreren Pfaden zeitverzögert den Empfänger. Bei der Nachrichtenübertragung soll die im Sendesignal enthaltene Information zum Empfänger transportiert werden, weshalb Reflexionen und Mehrwegeausbreitungen auf den ersten Blick als ungewünschte Störungen betrachtet werden. Auf den zweiten Blick tragen diese Effekte jedoch zu einer erhöhten Diversität des Gesamtsystems bei, also z. B. zu höherer Toleranz gegenüber *Fading*<sup>2</sup>, weshalb sie letztendlich eine Verbesserung und erhöhte Robustheit ermöglichen. Dagegen ist die Ermittlung genau dieser Störungen Gegenstand der Radarmessung, da aus ihnen auf die Beschaffenheit des Ausbreitungspfades und der darauf befindlichen Objekte geschlossen werden kann. Ein optimales Sendesignal ermöglicht bei einem Radarsystem zusammen mit einem konkreten Empfangssignal eine möglichst exakte Rekonstruktion der Störungen auf dem Signalweg. Bei der Nachrichtenübertragung wird zu diesem Zweck ein sogenanntes *Pilotsignal* verwendet. Bei vergleichbarem Systemkonzept und ähnlichen Umfeldbedingungen sollte das optimale Sendesignal für ein Radarsystem demnach auch ein leistungsfähiges Pilotsignal darstellen.

Das Sendesignal eines Radarsystems kann prinzipiell in jeder der folgenden unabhängigen Dimensionen beliebig moduliert werden; eine darauf basierende Typisierung verschiedener Sendesignale erfolgt in Abschnitt 2.3.

- Amplitude: Modulation der Sendeamplitude über der Zeit.
- Phase / Frequenz: Modulation der Sendefrequenz über der Zeit.
- Polarisierung: Modulation der Sendepolarisation über der Zeit.
- Abstrahlrichtung: Variation der Sendecharakteristik über der Zeit.

Um die Beobachtbarkeit der gesuchten Objektparameter zu ermöglichen, muss *jeder* dieser Parameter die Reflexionen des Sendesignals in mindestens einer der vorgestellten Dimensionen beeinflussen. Übersteigt die Anzahl beeinflussender, *unabhängiger* Parameter dabei die Anzahl an modulierten Dimensionen des Sendesignals, so führt das Radarsystem inhärent eine *Projektion* der Objektparameter in den Raum der Messgrößen durch. Aus einer Einzelmessung ist u. U. dann keine eindeutige Rekonstruktion aller Objektparameter mehr möglich. In diesem Fall sind mehrere Messungen mit unterschiedlich modulierten Sendesignalen nötig oder eine Beschränkung der Anzahl zu rekonstruierender Objektparameter auf die Dimension des Sendesignals, was allerdings zu Fehlern durch die nicht rekonstruierten, beeinflussenden Objektparameter führt. Bereits hier kann damit festgestellt werden, dass eine Trennung der Auswirkungen verschiedener Objekte in einer bestimmten Messdimension nur durch eine Modulation der entsprechenden Dimension des Sendesignals erreicht werden kann.

---

<sup>2</sup>Durch Interferenz oder Abschattung verursachte Schwankung der Empfangsfeldstärke

### 2.1.3 Systemkonzept und Radargleichung

Neben den Unterschieden im Sendesignalkonzept können Radarsysteme anhand ihres Aufbaus unterschieden werden, wie im Folgenden in Anlehnung an [Ludloff 2002] dargestellt:

- Antennensystem: monostatisch  $\leftrightarrow$  bistatisch
  - *monostatisch*: nutzt dasselbe Antennensystem zum Senden und Empfangen.
  - *bistatisch*: Senden und Empfangen erfolgt über räumlich getrennte Antennensysteme, wodurch jeweils optimierte Antennencharakteristiken möglich sind.
- Sendeleistung: Primärradar  $\leftrightarrow$  Sekundärradar
  - *Primärradar*: Sendesignale werden an Objekten *passiv* reflektiert. Die Dämpfung des Empfangssignals unterliegt dem  $1/d^4$ -Gesetz nach (2.1).
  - *Sekundärradar*: detektiert ausschließlich solche Objekte, die über einen sogenannten Transponder<sup>3</sup> verfügen, der beim Empfang eines Signals mit einer *aktiven* Antwort reagiert. Somit unterliegt die Dämpfung einem  $1/d^2$ -Gesetz, weshalb für identische Reichweiten wesentlich geringere Sendeleistungen nötig sind.
- Informationsgewinnung: bildgebend  $\leftrightarrow$  reflexorientiert
  - *Bildgebend*: Das Radar führt eine Kartierung der Umgebung durch und erzeugt (mindestens) zweidimensionale Abbilder. Die Detektion bzw. Parameterschätzung von Zielen wird mit Methoden der Bildverarbeitung realisiert.
  - *Reflexorientiert*: Das Radar führt eine Detektion und Parameterschätzung von Einzelreflexen durch und stellt nur diese zur Weiterverarbeitung bereit.

Durch die Betrachtung der Sendeleistung und der minimal nötigen Empfangsleistung folgt eine nützliche Beziehung, die als *Radargleichung* bekannt ist, siehe [Ludloff 2002] oder [Skolnik 2001]. Sie verknüpft drei gesuchte Objektparameter, den radialen Abstand  $d$ , die Einfallrichtung  $\theta$  und das RCS<sup>4</sup>  $\sigma$  eines Ziels mit Parametern des Antennensystems, den Gewinnen der Sende- bzw. Empfangsantenne ( $G_{\text{Tx}}(\theta)$ ,  $G_{\text{Rx}}(\theta)$ ), der Sende- bzw. Empfangsleistung ( $P_{\text{Tx}}$ ,  $P_{\text{Rx}}$ ) und der Mittenfrequenz  $f_c$ :

$$\frac{P_{\text{Rx}}}{P_{\text{Tx}}} = \left( \frac{c}{4\pi f_c} \right)^2 G_{\text{Tx}}(\theta) G_{\text{Rx}}(\theta) \frac{\sigma}{4\pi} \frac{1}{d^4} \quad (2.1)$$

Die Antennengewinne sind hierbei dimensionslose Größen, die u. a. von der Wellenlänge  $\lambda_c := \frac{c}{f_c}$  sowie der Apertur des jeweiligen Antennensystems abhängen. Aus einer Umformung dieser Gleichung und der minimal zur Detektion benötigten Empfangsleistung  $P_{\text{Rx},\text{min}}$  folgt eine Abschätzung der maximalen Reichweite  $d_{\text{max}}$  des Radars:

$$d_{\text{max}} \stackrel{(2.1)}{=} \sqrt{\frac{c}{4\pi f_c}} \sqrt[4]{G_{\text{Tx}}(\theta) G_{\text{Rx}}(\theta) \frac{\sigma}{4\pi} \frac{P_{\text{Tx}}}{P_{\text{Rx},\text{min}}}} \quad (2.2)$$

<sup>3</sup>Transmitter Responder: Wiedergabesender

<sup>4</sup>Radar Cross Section: Radarrückstreuquerschnitt

Die Einfallsrichtung  $\theta$  wird in (2.1) und (2.2) sowohl als Parameter für den Empfangs- als auch für den Sendegewinn verwendet, was der Annahme einer Ausbreitung auf dem Direktpfad sowie räumlich identischen Antennenpositionen entspricht. Ausgehend von  $P_{R_x, \min}$  und den bekannten Verlusten bzw. Dynamiken aktiver Elemente im Empfangspfad des Radars kann (2.2) in eine Beziehung für das SNR eines Ziels umformuliert werden, siehe [Gurgel 2009] sowie [Ludloff 2002]. Typische RCS-Werte häufig auftretender Ziele im automobilen Umfeld gibt Tabelle B.2 auf Seite 167, deren Einträge u. a. [Kleinhempel 1993], [Wagner 1997], [Ludloff 2002] und [Skolnik 2001] entnommen sind. Methoden zur Berechnung des RCS komplexer Objekte werden in [Tremml 2009] vorgestellt und die Ergebnisse mit Messdaten verglichen. In [Schuler 2007] wird das Reflexionsverhalten relevanter Objekte im Straßenverkehr untersucht und simuliert. Nach Tabelle B.2 deckt das RCS relevanter Objekte einen Bereich von etwa vier Größenordnungen bzw. 43 dB ab, was besondere Anforderungen an die Dynamiken des Empfangspfads stellt. So dürfen schwache Ziele weder von einem benachbarten starken Ziel noch durch Rauschen maskiert werden. Zusätzlich liegt eine Dynamik durch den Abstand von Objekten nach (2.1) vor, was bei einem Abstandsbereich von 0,5 m bis 250 m einem Intervall von 108 dB entspricht.

## 2.2 Leistungsdaten

In diesem Abschnitt werden die grundlegenden Leistungsdaten und Störeinflüsse des Radarsystems definiert und vorgestellt.

### 2.2.1 Genauigkeit, Trennfähigkeit und Eindeutigkeit

#### Genauigkeit

Die *Genauigkeit*  $\delta$  ist ein Maß für den zufälligen Fehler, mit dem eine bestimmte Größe gemessen wird. Für skalare Größen ist die Genauigkeit proportional zur Standardabweichung  $\sigma$  dieser Größe definiert. Häufig wird die Proportionalitätskonstante Drei verwendet, also  $\delta := 3\sigma$ , wodurch bei einer Normalverteilung ca. 0,3 % der Messwerte mehr als  $\delta$  vom wahren Wert der Größe entfernt sind. Die alleinige Angabe einer Genauigkeit impliziert häufig eine *erwartungstreue* Schätzung der Messgröße, also einen verschwindenden Erwartungswert für den Messfehler. Für vektorielle Größen kann die Auto-Kovarianzmatrix als Erweiterung der skalaren Genauigkeit angesehen werden, da durch sie ein Hyper-Ellipsoid im Messraum definiert wird, dessen Volumen ein Maß für die Güte der Parameterschätzung darstellt und zusätzlich ein Maß für die Korrelation der zufälligen Fehler zweier Messgrößen bietet.

#### Trennfähigkeit

Im Gegensatz zur Genauigkeit, welche die Parameterschätzung eines Einzelziels bewertet, ist die Trennfähigkeit ein Maß für die Leistungsfähigkeit des Messsystems zur Unterscheidung mehrerer Ziele. Häufig wird für jede Messdimension (Amplitude, Frequenz, etc.) eine eigene Trennfähigkeit angegeben, die dem minimal nötigen Unterschied der Werte in der jeweiligen Dimension entspricht, um zwei Ziele getrennt erfassen zu können. Unterhalb der Trennfähigkeitsgrenze können die Empfangssignale zweier Ziele in der entsprechenden Messdimension

nicht mehr unterschieden werden bzw. nur noch mit sogenannten *hochauflösenden* Verfahren, die auf zusätzlichem Modellwissen beruhen.

### Eindeutigkeit

Die Eindeutigkeit eines Messsystems ist ein Synonym für eine *bijektive Abbildung* zwischen Objektparametern und Messgrößen. In diesem Fall kann aus einem konkreten Messwert zweifelsfrei auf den Parameterwert eines vermessenen Objekts geschlossen werden und umgekehrt. So ist z. B. die Laufzeit eines Signals mit konstanter Ausbreitungsgeschwindigkeit eindeutig mit der Länge der zurückgelegten Strecke verknüpft.

Ist ein Messsystem dagegen in bestimmten Messdimensionen mehrdeutig, so kann ein konkreter Messwert durch unterschiedliche Parameterwerte verursacht worden sein. Besteht im eben angeführten Beispiel keine Sicherheit über die Ausbreitungsgeschwindigkeit, etwa aufgrund verschiedener möglicher Ausbreitungsmedien, so ergeben sich mehrere Lösungen für die Streckenlänge. Ein weiteres Beispiel hierfür ist die  $2\pi$ -Periodizität einer Phasenmessung. Ein Spezialfall von Mehrdeutigkeit liegt dann vor, wenn die betrachtete Messgröße unabhängig vom Parameterwert eines Objekts ist. So ist z. B. die Laufzeit nur von der Entfernung, nicht aber von der Richtung zwischen Sender und Empfänger abhängig, weshalb die Abbildung der Richtung auf die Laufzeit vollständig mehrdeutig ist.

## 2.2.2 Messgrößen und Störeffekte

### Laufzeit

Die Zeitdifferenz zwischen dem Senden eines Signals und dem Empfang eines Echos wird als Laufzeit  $\tau$  bezeichnet und stellt in vielen Radarsystemen eine grundlegende Messgröße dar. Um ihre Ermittlung zu ermöglichen, muss dem Sendesignal eine Struktur aufgeprägt werden, was im einfachsten Fall durch die Ausformung eines Pulses geschieht.

Unter der Annahme einer bekannten Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  kann aus der Laufzeit auf die Entfernung eines Ziels von Sender ( $d_{\text{Tx}}$ ) bzw. Empfänger ( $d_{\text{Rx}}$ ) geschlossen werden:

$$c\tau = d_{\text{Tx}} + d_{\text{Rx}} \quad (2.3)$$

Befinden sich Sender und Empfänger am selben Ort ( $d_{\text{Tx}} = d_{\text{Rx}} =: d$ ), kann der Abstand  $d$  des Objekts aus der Laufzeit eindeutig ermittelt werden

$$d \stackrel{(2.3)}{=} \frac{c\tau}{2}. \quad (2.4)$$

Sind Sender und Empfänger dagegen räumlich getrennt, wird ein weiterer Empfänger und eine zeitliche Synchronisation benötigt. Wird die Laufzeit mit der Varianz  $\sigma_\tau^2$  bestimmt, folgt eine Varianz  $\sigma_d^2$  der Abstandsbestimmung von

$$\sigma_d^2 \stackrel{(2.4)}{=} \left(\frac{c}{2}\right)^2 \sigma_\tau^2. \quad (2.5)$$

## Frequenzverschiebung

Eine Verschiebung der Frequenz zwischen Sende- und Empfangssignal ( $f_{\text{Tx}}$  bzw.  $f_{\text{Rx}}$ ) kann durch mehrere Effekte hervorgerufen werden. Am bekanntesten ist der *Dopplereffekt* (vgl. [Levanon 2004] sowie Anhang A.1), dessen Größe für ein monofrequentes Signal direkt proportional zur Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger ist. Für die auftretenden Geschwindigkeiten im Automobilbereich gilt mit sehr guter Näherung

$$f_{\text{Rx}} \stackrel{\text{(A.4)}}{\approx} f_{\text{Tx}} \cdot \left(1 - \frac{2}{c}v\right), \quad (2.6)$$

mit der willkürlichen, ab sofort gültigen Vorzeichenkonvention, dass ein sich entfernendes Objekt eine positive Relativgeschwindigkeit  $v$  besitzt. Die Dopplerfrequenz ist dann

$$f_{\text{D}} := f_{\text{Tx}} - f_{\text{Rx}} \stackrel{\text{(2.6)}}{\approx} \frac{2}{c}f_{\text{Tx}}v, \quad (2.7)$$

was zu einer Varianz  $\sigma_v^2$  bei der Bestimmung der Relativgeschwindigkeit von

$$\sigma_v^2 \stackrel{\text{(2.7)}}{\approx} \left(\frac{c}{2f_{\text{Tx}}}\right)^2 \sigma_f^2 \quad (2.8)$$

führt, wenn die Dopplerfrequenz  $f_{\text{D}}$  mit der Varianz  $\sigma_f^2$  bestimmt werden kann.

## Leistung

Die Leistung des Empfangssignals wird nach der Radargleichung (2.1) maßgeblich bestimmt durch die Objekteigenschaften (also die Entfernung  $d$  und das RCS  $\sigma$ ), die Dämpfung auf dem Signalpfad und durch sensorinterne Verluste. Ist die Entfernung eines Objekts bekannt (etwa über eine Bestimmung aus der Laufzeit), so kann aus der Empfangsleistung auf das RCS geschlossen werden, wenn die sensorinternen Verluste vernachlässigt werden können bzw. ein Modell für deren Größe vorliegt. Das RCS stellt vor allem zur Klassifikation von Objekttypen ein wichtiges Merkmal dar, wie in Tabelle B.2 bereits angedeutet wurde.

## Störeffekte

Das Sendesignal erreicht den Empfänger i. Allg. unter Einfluss verschiedener Störungen:

- Rauschen: bezeichnet die akkumulierten sensorinternen Rauschprozesse, die durch die aktiven Elemente im Empfangskreis verursacht werden. Ferner tragen das Quantisierungsrauschen der A/D-Wandlung<sup>5</sup> sowie die sensorexternen Rauschprozesse zum Gesamtrauschen bei. Die sensorexternen Rauschprozesse entstehen vor allem durch atmosphärische Strahlung und können meist mit sehr guter Genauigkeit vernachlässigt werden. Nach dieser Definition führt eine erhöhte Rauschzahl im Empfangskreis des Radarsystems zu einer geringeren Genauigkeit in der Schätzung der Objektparameter, i. Allg. jedoch nicht zu korrelierten Messfehlern.

---

<sup>5</sup>Analog-Digital-Wandler, wandelt ein zeit- und wertekontinuierliches Signal in eine zeitdiskrete Folge wertediskreter Signalwerte.

- *Clutter*: Als Clutter wird die diffuse Streuung des Sendesignals an vielen elementaren Streuzentren bezeichnet, welche vom Radar nicht als getrennte Reflexe aufgelöst werden können und darum eine Selbstblendung bewirken. Im Automobilbereich wird Clutter z. B. durch die Rauigkeit der Straßenoberfläche oder durch Vegetation hervorgerufen, aber auch durch nicht separierbare Stützpfeiler der Leitplanke. Clutter kann neben einer geringeren Genauigkeit vor allem zu korrelierten Messfehlern sowie Detektionsaussetzern und zu Mehrdeutigkeiten führen.
- *Interferenz*: Befinden sich weitere Sender zur gleichen Zeit im Frequenzband und Erfassungsbereich des Radars, so spricht man von Interferenz. Je nach Art der beteiligten Radarsysteme kann sich diese wie ein zusätzliches Rauschen, aber auch wie Clutter auswirken. Untersuchungen zur Interferenz im automobilen Umfeld ([Oprisan 2005], [Harman 2006] oder [Tullsson 1997]) deuten auf eher geringe Beeinträchtigungen hin, mit steigender Marktdurchdringung erhöht sich die Wahrscheinlichkeit dazu allerdings deutlich.

## 2.3 Puls-Prinzip

Die bekannteste Form der Sendesignale für ein Radarsystem ist das sogenannte *Pulsradar*. Bei diesem wird ein kurzer Puls von einigen Nanosekunden Dauer (z. B. 25 ns beim ARS 200 der Firma A. D. C. <sup>6</sup> [Müller 2003]) mit konstanter Trägerfrequenz ausgesandt. Allgemein wird ein Sendesignal als pulsförmig bezeichnet, wenn seine Laufzeit groß gegenüber seiner Dauer ist. Bei der heute vorherrschenden maximalen Reichweite im Automobilbereich von unter 300 m, was einer Zwei-Wege-Laufzeit von  $2 \mu\text{s}$  entspricht, handelt es sich also dann um ein Pulsradar, wenn die Dauer unterhalb von etwa 200 ns liegt. Bei einer Dauer über  $20 \mu\text{s}$  dagegen spricht man von einem Dauerstrichradar (siehe Abschnitt 2.4).

### 2.3.1 Puls- und Puls-Doppler-Radar

In Abbildung 2.1 sind drei Sendepulse der Dauer  $T_{\text{Puls}}$  in blau dargestellt, die mit einer Wiederholrate von  $T_{\text{PRF}}$  abgestrahlt werden. Nach dem Senden eines Pulses wird die Hochfrequenzquelle vom Antennensystem getrennt und diese auf Empfang umgestellt. Bis zum nächsten Sendepuls wird nun in äquidistanten Zeitabständen das Empfangssignal abgetastet; man spricht von *Entfernungstoren*, da eine bestimmte Zeitdifferenz  $\tau$  zwischen Sendepuls und Abtastzeitpunkt nach Abschnitt 2.2.2 einem konstanten Zielabstand  $d$  entspricht, nämlich  $\tau = \frac{2}{c}d$ . Dadurch wird mit der Detektion eines Empfangspulses eine eindeutige Schätzung des Abstands eines reflektierenden Objekts möglich, selbst in Mehrzielsituationen. Der ARS 200 [Müller 2003] verwendet dazu  $N_{\text{Tor}} = 40$  Entfernungstore auf eine Reichweite von 150 m.

Um die Detektionseigenschaften, vor allem die Robustheit gegenüber Falschalarmen, zu verbessern, werden die Abtastwerte aller Entfernungstore über eine gewisse Anzahl an Sendepulsen integriert (z. B.  $L_{\text{Tor}} = 1024$  beim ARS 200), wodurch ein höheres SNR erreicht wird.

---

<sup>6</sup>Automotive Distance Control systems

Die (intuitiv plausible) Erhöhung des **SNR** bei längerer Messdauer basiert auf der kohärenten Integration von Empfangspulsen in bestimmten Entfernungstoren, während sich Fehldetektionen durch Rauschen gleichmäßig auf alle Entfernungstore verteilen. Alternativ kann in einem Wiederholintervall der Dauer  $T_{\text{PRF}}$  nur jedes  $Q$ -te Entfernungstor (alternierend) abgetastet werden, was zwar die benötigte Abtastrate um den Faktor  $Q$  senkt, gleichzeitig aber auch das **SNR** um denselben Faktor verringert (siehe [Ludloff 2002]), da die effektive Messzeit pro Entfernungstor reduziert wird.

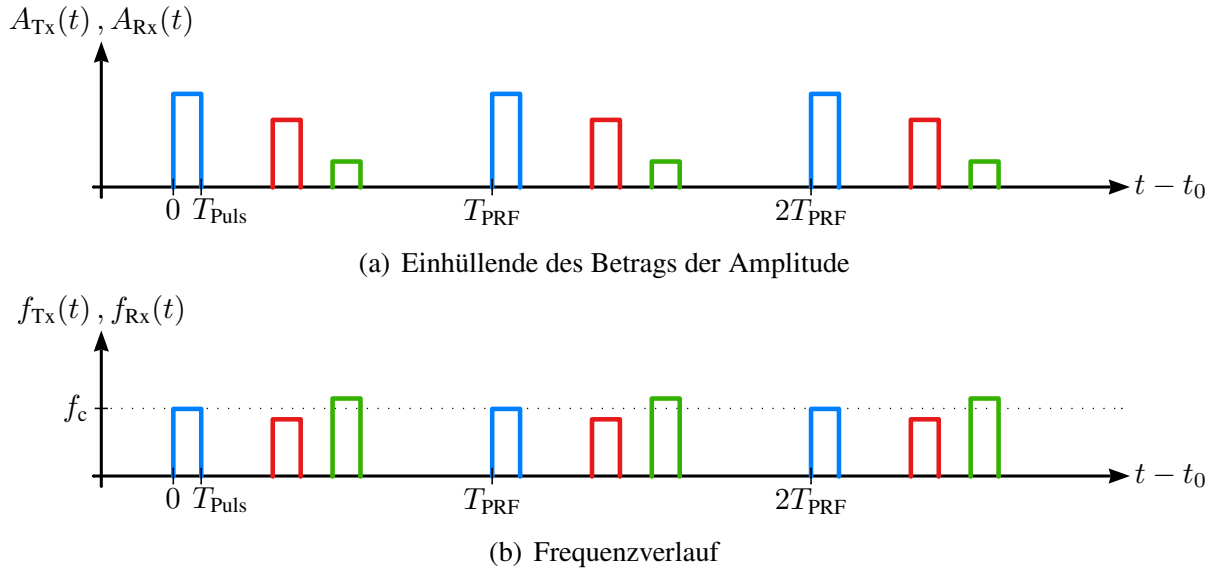


Abbildung 2.1: Modulationsprinzip Puls: Sendesignal  $A_{\text{Tx}}(t)$ ,  $f_{\text{Tx}}(t)$  (blau) und Empfangssignale  $A_{\text{Rx}}(t)$ ,  $f_{\text{Rx}}(t)$  zweier Ziele (rot und grün)

Bereits mit den bisherigen Größen lassen sich wichtige Leistungsdaten des Pulsradars berechnen. So resultiert ein minimal messbarer Zielabstand  $d_{\text{min}}$  aus der Tatsache, dass erst nach der Zeitdauer  $T_{\text{Puls}}$  auf Empfang geschaltet wird, woraus

$$d_{\text{min}} = \frac{c}{2} T_{\text{Puls}} \stackrel{T_{\text{Puls}} \approx \frac{1}{B_{\text{Puls}}}}{\approx} \frac{c}{2} \frac{1}{B_{\text{Puls}}} \quad (2.9)$$

folgt. Dieser Wert ist identisch mit der Abstandstrennfähigkeit des Radars, welche näherungsweise (je nach Pulsform) anti-proportional zur Bandbreite  $B_{\text{Puls}}$  des Pulses ist. Das Ausblenden empfangener Signalenergie durch Umschalten auf Sendebetrieb wird häufig als *Eclipsing* bezeichnet [Ludloff 2002]. Völlig analog ergibt sich aufgrund des Sendesignals (unabhängig von der Leistungsbetrachtung nach (2.2)) ein maximal messbarer Abstand

$$d_{\text{max}} = \frac{c}{2} (T_{\text{PRF}} - T_{\text{Puls}}) \stackrel{(2.9)}{=} \frac{c}{2} T_{\text{PRF}} - d_{\text{min}}. \quad (2.10)$$

Eine alternative Definition der maximalen Sichtweite kann nach [Ludloff 2002] über eine minimal geforderte Detektionswahrscheinlichkeit geschehen, für die üblicherweise Werte in der Größenordnung von  $P_{\text{D}} \geq 0,8$  bzw.  $P_{\text{D}} \geq 0,9$  verwendet werden. Die Genauigkeit, mit der ein Abstand innerhalb des Intervalls  $[d_{\text{min}}, d_{\text{max}}]$  ermittelt werden kann, ergibt sich aufgrund der direkten Bestimmung über die Laufzeit nach (2.5), wobei die Varianz  $\sigma_{\tau}^2$  der

Laufzeitbestimmung durch den Abstand  $\frac{T_{\text{PRF}}}{N_{\text{Tor}}}$  zweier Entfernungstore und das SNR (also die Anzahl  $L_{\text{Tor}}$  integrierter Abtastwerte) bestimmt wird.

Während Ziele mit Abständen kleiner als  $d_{\text{min}}$  nicht gemessen werden können, führen Ziele mit Abständen größer als  $d_{\text{max}}$  bei der vorgestellten Signalverarbeitung nach [Ludloff 2002] zu sogenannten *Überreichweitenechos*, da ihre Reflexionen fälschlicherweise dem aktuellsten Sendepuls zugeordnet werden. Daraus resultiert ein zu klein geschätzter Abstand  $\hat{d}$ ,

$$\hat{d} = \frac{c}{2} \cdot \text{mod} \left[ \frac{2}{c} d, T_{\text{PRF}} \right] = d - Q \cdot \frac{c}{2} T_{\text{PRF}} \leq d, \quad Q \in \mathbb{N}_0, \quad (2.11)$$

wobei  $\text{mod}[\cdot, \cdot]$  den auf reelle Zahlen erweiterten Modulo-Operator bezeichnet und  $Q$  eine nicht negative ganze Zahl, die die Ordnung der Mehrdeutigkeit angibt. Das Auftreten solcher Überreichweitenechos muss vermieden werden, da ansonsten Scheinziele – in Abhängigkeit des jeweiligen Sensorumfelds – entstehen können. Um dies zu verhindern, kann einerseits die Pulswiederholrate  $T_{\text{PRF}}$  auf die Sendeleistung angepasst werden (also ein Gleichsetzen von (2.2) und (2.10)), oder die Pulswiederholrate wird laufend variiert. Im zweiten Fall ergeben sich nach (2.11) für jeden Sendepuls unterschiedliche Abstände  $\hat{d}$  des Überreichweitenechos, was durch die bereits erwähnte Integration der  $L_{\text{Tor}}$  Abtastwerte pro Entfernungstor zwar zu einem niedrigeren SNR führt, aber keine korrelierte Zieldetektion mehr verursacht. Der minimal nötige Zielabstand, der bei einer gegebenen Menge an Pulswiederholraten weiterhin zu Überreichweitenechos führt, kann über den sogenannten *Chinesischen Restsatz* [Bronstein 2001] ermittelt werden. Dieser Abstand ist jedoch bereits bei Verwendung von drei entsprechend ausgewählten  $T_{\text{PRF}}$  so groß, dass Überreichweitenechos nur noch mit sehr geringer Wahrscheinlichkeit auftreten. Eine pseudo-zufällige Wahl der Pulswiederholrate aus einem bestimmten Intervall kann zu einer weiteren Verbesserung führen und zusätzlich die Anfälligkeit gegenüber Interferenz absenken.

Eine Erweiterung des Pulsradars stellt das Puls-Doppler-Radar dar, bei dem zusätzlich die Relativgeschwindigkeit aus dem Dopplereffekt ermittelt wird. Die Auswirkung des Dopplereffekts als eine Verschiebung der Empfangsfrequenz ist in Abbildung 2.1(b) bereits dargestellt. So gehört das rote Empfangssignal zu einem sich entfernenden Ziel (da sich die Empfangsfrequenz gegenüber dem Sender reduziert hat) und das grüne Empfangssignal zu einem sich nähernden Ziel. Zur Ermittlung der Dopplerfrequenz und damit der eindeutigen Schätzung der Relativgeschwindigkeit sogar in Mehrzielsituationen, wird über alle  $L_{\text{Tor}}$  Abtastwerte eines Entfernungstors eine schnelle Spektralanalyse mittels einer FFT<sup>7</sup> durchgeführt. Um den Rechenaufwand zu reduzieren, wird sinnvollerweise nicht in allen  $N_{\text{Tor}}$  Entfernungstoren die FFT berechnet, sondern nur in solchen, in denen bereits eine Zieldetektion im Abstand stattgefunden hat. Zur Definition der Entfernungstore  $N_{\text{Tor}}$  und Abtastwerte  $L_{\text{Tor}}$  siehe Abbildung 2.2. Beachtet man weiterhin, dass sich der bedingte Erwartungswert für die Anzahl  $B$  belegter Entfernungstore bei  $M$  unabhängigen Zielen, sowie mit der Detektionswahrscheinlichkeit  $P_{\text{D}}$  eines Ziels und Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_{\text{FA}}$  nach kurzer Rechnung (siehe A.2 auf Seite 156) zu

<sup>7</sup>Fast Fourier Transform: schnelle Fouriertransformation



$$E[B = b | M = m] \stackrel{(A.9)}{=} P_{FA} N_{Tor} + (P_D - P_{FA}) \frac{N_{Tor}!}{N_{Tor}^m} \sum_{b=1}^{\min[m, N_{Tor}]} \frac{b^{m+1-b}}{b!(N_{Tor} - b)!} \quad (2.12)$$

ergibt, müssen im Mittel nur  $E[B|M]$  FFTs der Länge  $L_{Tor}$  für  $M$  vorhandene Ziele berechnet werden. Mit einer zusätzlichen Statistik über die Verteilung von  $M$  kann schließlich  $E[B]$  und damit der mittlere Aufwand berechnet werden.

Die Genauigkeit, mit der eine Relativgeschwindigkeit vom Puls-Doppler-Radar ermittelt werden kann, ergibt sich durch die direkte Bestimmung über die Dopplerfrequenz nach (2.8), wobei die Varianz  $\sigma_f^2$  der Frequenzbestimmung durch die Pulswiederholrate  $T_{PRF}$  und das SNR (also  $L_{Tor}$  und  $T_{Puls}$ ) bestimmt wird. Somit ist beim Puls-Doppler-Radar eine eindeutige Bestimmung der Größen  $d$  und  $v$  auch in Mehrzielsituationen möglich.

In Abbildung 2.2 ist der Sichtbereich eines Puls-Doppler-Radars in der  $(d, v)$ -Ebene dargestellt, also der Ebene der gesuchten Objektparameter  $d$  und  $v$ . Die Entfernungstore sind als blaue Gitterlinien eingezeichnet, die Frequenzbins der FFT zur Bestimmung der Relativgeschwindigkeit sind dunkelgelb dargestellt. Die grauen Bereiche, in denen Ziele vom betrachteten Radarsystem nicht gemessen werden können, resultieren aus dem minimalen und maximalen Messabstand nach (2.9) bzw. (2.10), sowie aus dem abgetasteten Intervall der Dopplerfrequenz. Die blaue Kurve zeigt exemplarisch den Verlauf der empfangenen Leistung pro Entfernungstor für den Fall, dass fünf Ziele (dargestellt als graue Kreise) vorhanden sind. Diejenigen Entfernungstore (kreuzschraffiert), in denen aufgrund der vorhandenen Ziele die FFT der Abtastwerte berechnet wird, sind mit ihrem jeweiligen Spektrum in rot hervorgehoben.

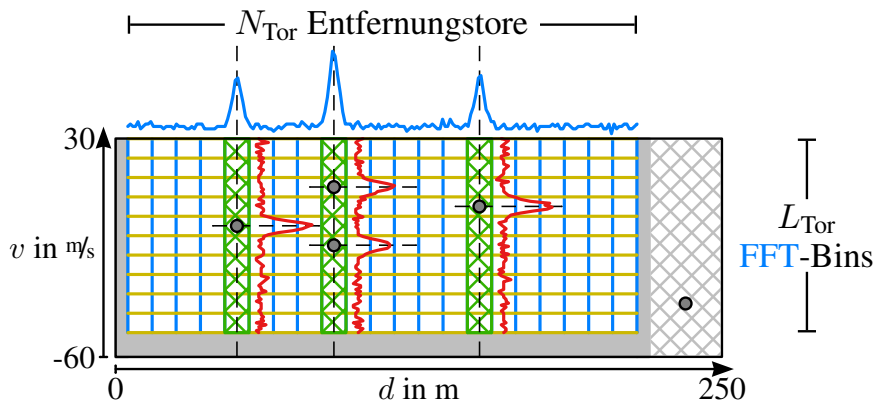


Abbildung 2.2: Sichtbereich eines Pulsradars in der  $(d, v)$ -Ebene, aufgespannt durch  $N_{Tor}$  Entfernungstore mit je  $L_{Tor}$  FFT-Bins

Zur genaueren Beschreibung der Signalverarbeitung sei auf [Ludloff 2002], [Skolnik 2001] oder [Bühren 2008] verwiesen, Systeme aus dem Automobilbereich werden in [Mende 1999], [Müller 2003] und [Wintermantel 2003] vorgestellt. Eine fundierte Beschreibung des Signalmodells mit vergleichenden Betrachtungen zur Schätzgenauigkeit bietet [Schuster 2008]. Das Sendesignalprinzip des ARS 300 von Continental (siehe [Liebske 2009]) erweitert das Puls-Doppler-Radar um eine lineare Modulation der Sendefrequenz, was als LFM-Puls bezeichnet und in [Mende 1999] eingehender beschrieben wird.

### 2.3.2 Pseudo-Noise-Radar

Das Pseudo-Noise-Radar (oder **PN**<sup>8</sup>-Radar) sendet eine Folge von Amplituden- oder Phasenmodulierten Pulsen konstanter Trägerfrequenz aus, siehe Abbildung 2.3. Die Bestimmung des Abstandes erfolgt über eine Korrelation des Sendesignals mit dem Empfangssignal, wobei ein lokales Maximum der Korrelation bei der Laufzeit zu einem Zielobjekt vorliegt. Die Bestimmung der Relativgeschwindigkeit erfolgt für diese Entfernungstore analog zum Puls-Doppler-Radar. Die Störsicherheit gegenüber einem anderen Puls-Radar ist bei diesem Sendesignalkonzept aber deutlich besser, da der Empfang einzelner Störpulse keinen signifikanten Beitrag zur Korrelationsfunktion liefert.

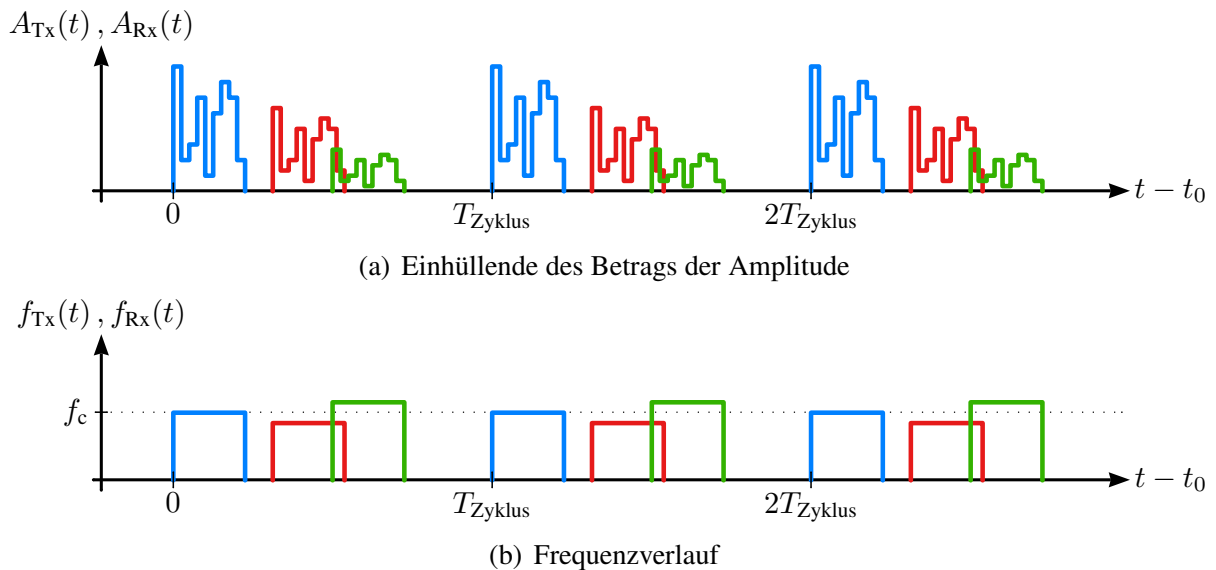


Abbildung 2.3: Modulationsprinzip PN: Sendesignal  $A_{Tx}(t)$ ,  $f_{Tx}(t)$  (blau) und Empfangssignale  $A_{Rx}(t)$ ,  $f_{Rx}(t)$  zweier Ziele (rot und grün)

Zum Aufbau der pseudo-zufälligen Folge an Amplituden- oder Phasensprungwerten existiert vielfältige Literatur, insbesondere für eine optimale Auslegung der Folge bezüglich Nebenkeulen der Autokorrelierten. Eine solche optimale Folge stellt z. B. der *Barker-Code* dar (siehe u. a. [Cook 1993] oder [Ludloff 2002]). Dieser ist jedoch nur für kurze Codelängen (maximal 13 Teilpulse) bekannt, weshalb suboptimale Codes verwendet werden, wie der *Costas-Code* (siehe [Ferrara 2006]). In [Zepernick 2005] werden die Grundlagen der Signalverarbeitung eines Radars mit **PN**-Modulation beschrieben. Darüber hinaus besteht auch hier die Möglichkeit einer Erweiterung um eine zusätzliche Modulation der Trägerfrequenz.

## 2.4 Dauerstrich-Prinzip

In Abbildung 2.4 ist der exemplarische Aufbau eines Dauerstrichradars skizziert. Ein Oszillator wird über einen Mikrocontroller, **DSP**<sup>9</sup> oder **FPGA**<sup>10</sup> angesteuert, dessen Ausgangssi-

<sup>8</sup>*Pseudo Noise*: Deterministische Folge mit ähnlichen statistischen Eigenschaften wie echtes Rauschen

<sup>9</sup>*Digital Signal Processor*: Digitaler Signalprozessor

<sup>10</sup>*Field Programmable Gate Array*: Anwender-programmierbare Anordnung logischer Gatter

gnal (der Frequenz  $f_{\text{Tx}}(t)$ ) über einen Zirkulator (bzw. ein technologisches Äquivalent) das Sendeantennensystem speist. Das Empfangssignal (der Frequenz  $f_{\text{Rx}}(t)$ ) jeder Antenne wird fortlaufend mit dem momentanen Sendesignal gemischt. Dies stellt einen wichtigen Unterschied zum Puls-Prinzip dar, da *gleichzeitig* gesendet und empfangen wird, was das **SNR** bei identischer Messdauer und mittlerer Sendeleistung signifikant erhöht und zusätzlich die Einschränkung eines minimal messbaren Abstandes (vgl. (2.9)) aufhebt<sup>11</sup>. Das entstehende Mischsignal enthält sowohl die momentane Summen- als auch die momentane Differenzfrequenz [Levanon 2004]. Nach einer geeigneten Tiefpassfilterung und Abtastung sowie Quantisierung bildet es den Ausgangspunkt der digitalen Signalverarbeitung, deren Ziel die Bestimmung der Abstände  $d_j$ , der radialen Relativgeschwindigkeiten  $v_j$  sowie der Azimutwinkel  $\alpha_j$  aller Zielobjekte ist. Im Folgenden werden zwei Arten von Dauerstrich-Radaren betrachtet: **FMCW**- und **FSK**<sup>12</sup>-Radare.

### 2.4.1 FMCW-Prinzip

Als **FMCW**-Radar werden i. Allg. solche Dauerstrichradare bezeichnet, deren Sendesignal einen stetigen Verlauf der Momentanfrequenz aufweist, also keine Frequenzsprünge beinhaltet. Ist die zeitliche Ableitung der Momentanfrequenz konstant, so liegt in guter Näherung ein *linearer* Zusammenhang zwischen zwei gesuchten Parametern der relativen Objektdynamik ( $d$  und  $v$ ) und der momentanen Differenzfrequenz  $f_{\text{Tx}}(t) - f_{\text{Rx}}(t)$  vor, vgl. Abschnitt 3.2.1. Die Laufzeitmessung des Pulsradars wird beim Dauerstrichradar demnach in eine Frequenzmessung umgewandelt. Dieser Zusammenhang ist als **FMCW**-Gleichung bekannt und lautet in seiner einfachsten Form (siehe z. B. [Stove 1992] oder [Levanon 2004])

$$f_{\text{Tx}}(t) - f_{\text{Rx}}(t) = \text{const.} =: \Delta f = \frac{2}{c} \left( \frac{F}{T} d + f_c v \right) = \frac{2}{c} (s d + f_c v), \quad (2.13)$$

wobei  $F$  den überstrichenen Frequenzhub, symmetrisch zur Träger- oder Mittenfrequenz  $f_c$ , und  $T$  die Zeitdauer eines Sendesignals bezeichnet. Der konstante Quotient  $s := \frac{F}{T}$  beschreibt folglich die Steigung des Frequenzverlaufs des Sendesignals über der Zeit. Es ist dabei wichtig zu erkennen, dass in (2.13) zwei *unabhängige* Parameter auf eine skalare Differenzfrequenz  $\Delta f$  abgebildet werden. Aus  $\Delta f$  kann nicht eindeutig auf die Werte von  $d$  und  $v$  geschlossen werden, da eine lineare Mehrdeutigkeit in Form einer Geraden vorliegt:

$$v \stackrel{(2.13)}{=} \frac{c}{2} \frac{\Delta f}{f_c} - \frac{s}{f_c} d. \quad (2.14)$$

Zur Bestimmung von  $d$  und  $v$  müssen also mindestens zwei unterschiedliche Signale gesendet werden, die sich in ihrer Steigung  $s$  oder Mittenfrequenz  $f_c$  unterscheiden. Dann ergeben sich die gesuchten Objektparameter als Schnittpunkt der beiden Mehrdeutigkeitsgeraden nach (2.14). Liegen jedoch  $M$  Objekte vor, so erzeugt jedes Empfangssignal i. Allg.  $M$  Differenzfrequenzen nach (2.13), was nach (2.14) zu zwei Scharen aus jeweils  $M$  parallelen Mehrdeutigkeitsgeraden führt und damit bis zu  $M^2$  Schnittpunkten in der  $(d, v)$ -Ebene. Eine

<sup>11</sup>In Abschnitt 3.7.1 wird gezeigt, dass auch beim Dauerstrich-Prinzip ein minimal messbarer Abstand existiert, allerdings nur für Objekte mit betragsmäßig kleinen Relativgeschwindigkeiten.

<sup>12</sup>*Frequency Shift Keying*: Frequenzumtastung

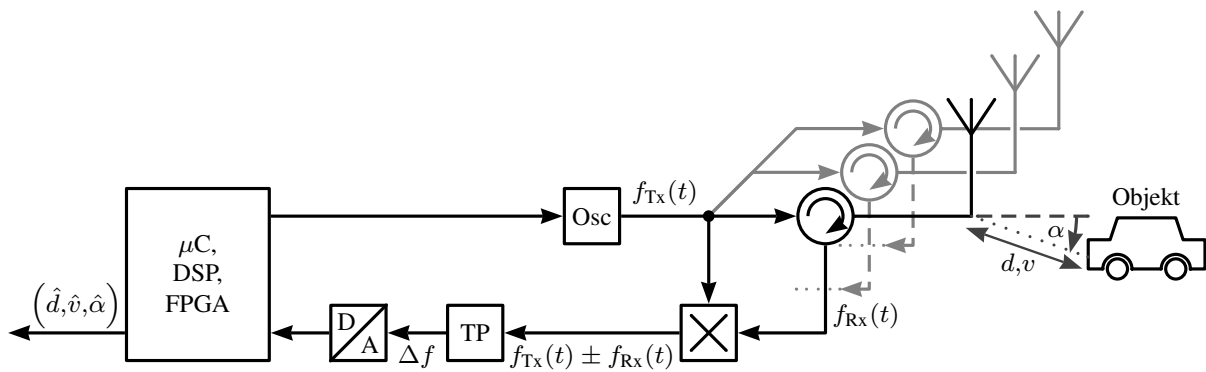


Abbildung 2.4: Systemkonzept eines Dauerstrichradars

Ursache dieser Mehrdeutigkeit ist, dass das Dauerstrichradar die Empfangssignale *verschiedener* Sendesignale nicht kohärent verarbeiten kann und damit die Kenntnis über die Zusammengehörigkeit der Differenzfrequenzen in verschiedenen Mischsignalen verloren geht. Die vollständige Kovarianzmatrix des **FMCW**-Radars, aus der die Genauigkeiten der Abstands- und Relativgeschwindigkeitsschätzung abgelesen werden können, wird in Abschnitt 3.7.2 vorgestellt. Neben den Parametern des Sendesignals ist diese nur von der Varianz  $\sigma_k^2$  der Frequenzbestimmung im diskreten Frequenznummernbereich abhängig.

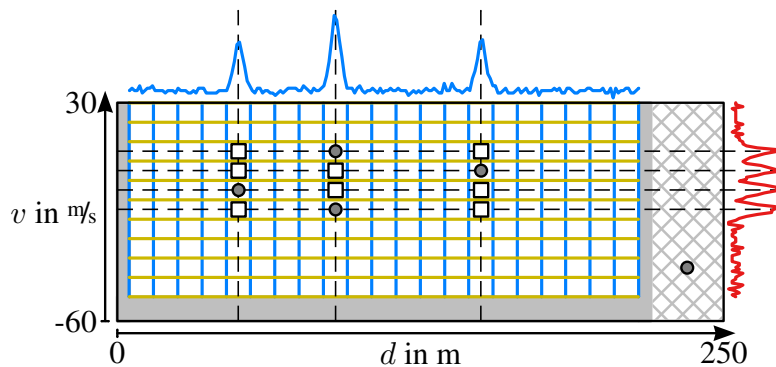


Abbildung 2.5: Sichtbereich eines LFMCW-Radars in der  $(d, v)$ -Ebene für  $N = 2$  Frequenzrampen mit den Steigungen  $s_1 = 0 \text{ Hz/s}$  und  $s_2 \rightarrow \infty \text{ Hz/s}$

Eine analoge Darstellung zu Abbildung 2.2 für den Fall eines **FMCW**-Radars ist in Abbildung 2.5 gegeben. Dazu wurden die hypothetischen Steigungen  $s_1 = 0 \text{ Hz/s}$  (realisierbar) und  $s_2 \rightarrow \infty \text{ Hz/s}$  (nicht realisierbar) verwendet, was zu einer sehr ähnlichen Darstellung wie im Fall des Pulsradars führt, allerdings mit einem wichtigen Unterschied: Während das Empfangsspektrum des blauen Sendesignals den integrierten Abtastwerten aller Entfernungstore des Pulsradars in Abbildung 2.2 sehr ähnlich ist, stellt das Empfangsspektrum des grünen Sendesignals eine Akkumulation der **FFT**-Werte aller betrachteten Entfernungstore dar. Das **FMCW**-Radar hat damit eine *Projektion* der gesamten  $(d, v)$ -Ebene entlang zweier Achsen durchgeführt, weshalb deren Umkehrung – anders als beim Pulsradar, wo jedes Entfernungstor isoliert betrachtet werden kann – zusätzlich zu den vorhandenen Objektpositionen (graue Kreise) noch einige weitere Schnittpunkte (weiße Quadrate) erzeugt. Deren Auftreten kann jedoch verhindert werden, wenn zusätzlich zu den minimal benötigten zwei Sendesignalen noch weitere hinzugefügt werden, was zusätzlichen Projektionen der  $(d, v)$ -Ebene auf weitere

Richtungen entspricht. Dies ist in Abbildung 2.6 dargestellt, wo durch die Hinzunahme eines dritten Sendesignals keine Schnittpunkte innerhalb der  $(d,v)$ -Ebene entstehen, die nicht mit einem vorliegenden Objekt korrespondieren. Damit wird den Messungen gewissermaßen Redundanz hinzugefügt (das Gleichungssystem nach (2.14) ist nun überbestimmt), die zur Identifikation von ungewünschten Schnittpunkten verwendet wird. Zu beachten ist, dass die Steigungen der Sendesignale – und damit die Richtung der Projektionen in der  $(d,v)$ -Ebene – in weiten Grenzen frei eingestellt werden können und nicht auf die beiden betrachteten Werte in der Analogie des Pulsradars limitiert sind. Bei entsprechender Auslegung der Sendesignale eines FMCW-Radars ist damit eine ähnlich robuste Schätzung der Objektparameter (ohne Auftreten von Fehlmatches) wie beim Puls-Doppler-Radar möglich, mit signifikant verringertem Speicherbedarf und Rechenaufwand. Dieser ist beim Puls-Doppler-Radar nach (2.12) näherungsweise proportional zur Anzahl vorhandener Ziele, während beim FMCW-Radar eine feste Anzahl an Sendesignalen (üblicherweise drei oder vier) verwendet wird, was den Speicherverbrauch direkt festlegt. Zur Ermittlung der Zielparameter ist beim LFMCW-Radar allerdings ein zusätzlicher kombinatorischer Schritt nötig, der mit hohem Rechenaufwand realisiert werden muss. Eine interessante alternative Betrachtung des LFMCW-Prinzips findet sich in Anhang A.9 auf Seite 166.

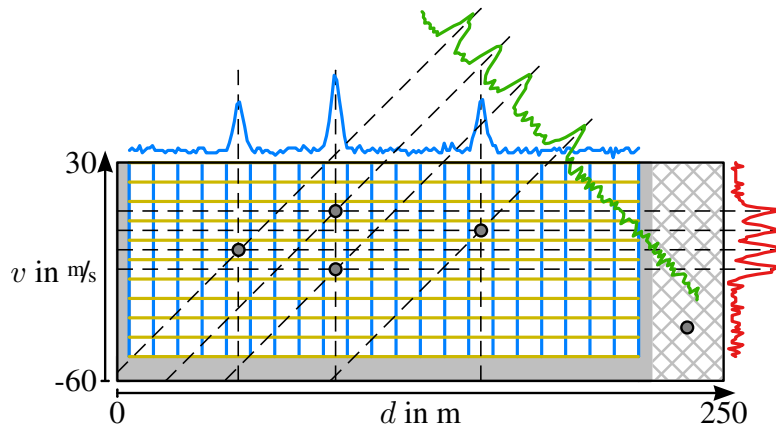


Abbildung 2.6: Sichtbereich eines LFMCW-Radars in der  $(d,v)$ -Ebene für  $N = 3$  Frequenzrampen mit den Steigungen  $s_1 = 0 \text{ Hz/s}$ ,  $s_2 \rightarrow \infty \text{ Hz/s}$  und  $s_3 = -76,5 \text{ GHz/s}$

Neben der Auswertung der Frequenz über die FMCW-Gleichung kann eine Formulierung für die Phasen von Sende- und Empfangssignal gefunden werden, aus welcher die bereits bekannte Gleichung (2.13) direkt durch Ableitung folgt und deren Taylor-Approximation nullter Ordnung durch

$$\varphi_{\text{Tx}}(t) - \varphi_{\text{Rx}}(t) =: \Delta\varphi = \text{mod} \left[ \frac{4\pi}{c} f_c d(t_0) , 2\pi \right] \quad (2.15)$$

gegeben ist, mit  $t_0$  als dem mittleren Zeitpunkt des Sendesignals. Zur genauen Definition der Momentanphasen von Sende- und Empfangssignal siehe (3.1) bzw. (3.2). Für (2.15) gilt die Einschränkung, dass am reflektierenden Objekt keine Phasendrehung auftritt. Im Eindeutigkeitsbereich ist dann zwar

$$d(t_0) \stackrel{(2.15)}{=} \frac{\Delta\varphi}{4\pi} \frac{c}{f_c}, \quad (2.16)$$

dieser Bereich ist allerdings auf ein Abstandsintervall der Länge  $\frac{c}{2f_c} \approx 1,96$  mm beschränkt, da allgemein  $\text{mod} \left[ \frac{4\pi}{c} f_c \left( d + Q \cdot \frac{c}{2f_c} \right), 2\pi \right] = \text{mod} \left[ \frac{4\pi}{c} f_c d, 2\pi \right]$ ,  $Q \in \mathbb{Z}$  gilt, was eine sinnvolle Nutzung von  $\Delta\varphi$  verhindert. Werden zwei verschiedene Sendesignale im zeitlichen Abstand  $\Delta T$  gesendet, folgt eine Differenz der Differenzphasen von

$$\Delta\varphi_2(t + \Delta T) - \Delta\varphi_1(t) \stackrel{(2.15)}{=} \text{mod} \left[ \frac{4\pi}{c} \left\{ (f_{c,2} - f_{c,1}) d(t_0) + f_{c,2} \Delta T v(t_0) \right\}, 2\pi \right]. \quad (2.17)$$

Der Eindeutigkeitsbereich von (2.17) wird durch die Differenz der Mittenfrequenzen und die zeitliche Verschiebung  $\Delta T$  der Sendesignale bestimmt. Bei Radarsystemen nach dem FMCW-Prinzip wird (2.17) häufig zugunsten der weitaus genaueren Differenzfrequenz vernachlässigt. Wie sich dagegen in Abschnitt 2.4.2 zeigen wird, sind aber insbesondere die FSK-Radare so ausgelegt, dass eine Nutzung von (2.17) mit großem Eindeutigkeitsbereich ermöglicht wird, wozu  $(f_{c,2} - f_{c,1})$  und  $|\Delta T|$  möglichst klein gewählt werden müssen. Der Abstand  $d$  geht in (2.17) nur dann ein, wenn unterschiedliche Mittenfrequenzen vorliegen, während zur Beobachtbarkeit von  $v$  eine Zeitverschiebung der Signale nötig ist.

## CW-Radar

Das CW<sup>13</sup>-Radar [Skolnik 2001] weist die simpelste Form aller FMCW-Sendesignale auf, da es eine konstante Sendefrequenz verwendet. Abbildung 2.7(a) stellt den Verlauf der Sendeamplitude dar, die fast die gesamte Zykluszeit  $T_{\text{Zyklus}}$  einen konstanten Wert aufweist, sowie die Empfangsamplitudenverläufe zweier Ziele. Abbildung 2.7(b) zeigt den Verlauf der Sendefrequenz (monofrequent, konstant) und der beiden Empfangsfrequenzen über der Zeit, woraus die momentanen Differenzfrequenzen nach Abbildung 2.7(c) resultieren. Diese sind, wie von der FMCW-Gleichung (2.13) postuliert, über den Großteil der Zykluszeit konstant. Lediglich zu Beginn und Ende eines Sendesignals entstehen für wenige Mikrosekunden große Abweichungen, weshalb die ersten Samples bei der Spektralanalyse ausgespart werden. Die FMCW-Gleichung vereinfacht sich für den Fall des CW-Radars aufgrund  $s = 0$  Hz/s erheblich zu  $\Delta f = \frac{2v}{c} f_c$ . Offensichtlich kann vom CW-Radar die Relativgeschwindigkeit eines Objekts also eindeutig gemessen werden – auch in Mehrzielszenarien. Der Abstand kann aber nicht gemessen werden, da er weder in die vereinfachte FMCW-Gleichung eingeht noch aus der Differenzphase zweier Empfangssignale über (2.17) ermittelt werden kann, da die Mittenfrequenzen identisch sind. Die Phasendifferenz ermöglicht zwar eine zusätzliche Berechnung der Relativgeschwindigkeit, aufgrund der signifikant größeren Messfehler der Differenzphase im Vergleich zur Differenzfrequenz wird dieser Wert jedoch nicht verwendet. Durch die fehlende Fähigkeit zur Abstandsmessung ist das CW-Radar ungeeignet zum Aufbau der meisten Assistenzfunktionen aus Abschnitt 1.2.1, wird aber z. B. zur Geschwindigkeitsüberwachung eingesetzt.

## LFMCW-Radar

Die bekannteste Realisierung des FMCW-Prinzips ist das LFMCW-Radar (vgl. [Stove 1992], [Mende 1999] sowie [Meinecke 2001]), für welche häufig (fälschlicherweise) der Begriff

---

<sup>13</sup> Continuous Wave: Dauerstrich

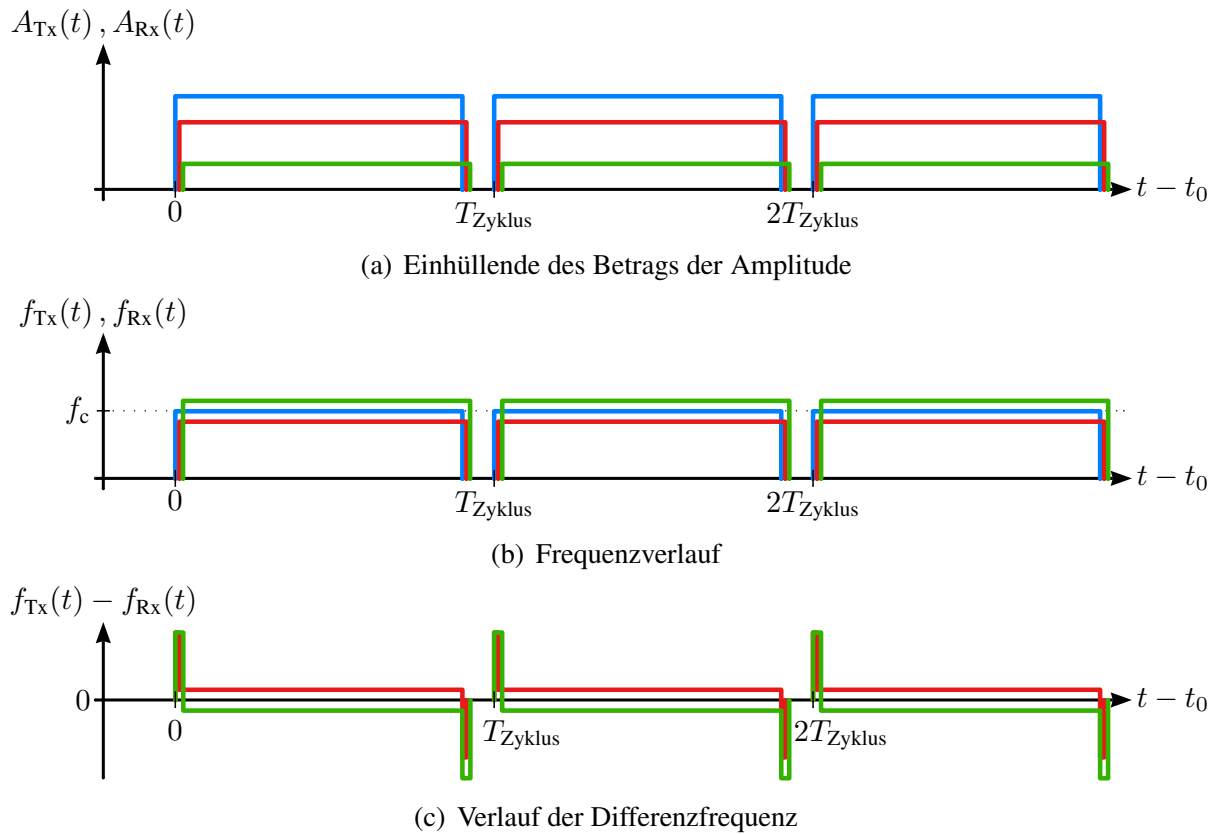


Abbildung 2.7: Modulationsprinzip CW: Sendesignal  $A_{Tx}(t)$ ,  $f_{Tx}(t)$  (blau) und Empfangssignale  $A_{Rx}(t)$ ,  $f_{Rx}(t)$  zweier Ziele (rot und grün)

**FMCW**-Radar synonym verwendet wird. Bei diesem Radar wird die Frequenz des Sendesignals linear über der Zeit verändert, weshalb (2.13) Gültigkeit besitzt. Beim **LFMCW**-Radar werden sowohl  $d$  als auch  $v$  auf eine gemeinsame Frequenz abgebildet, eine Rekonstruktion dieser Parameter ist durch mindestens zwei Sendesignale, sogenannte *Frequenzrampen*, möglich. Um auch Mehrzielsituationen beherrschen zu können, sind mindestens drei Frequenzrampen nötig, wie in der Einführung zum **FMCW**-Prinzip angedeutet. Die nötige Assoziation der Differenzfrequenzen verschiedener Sendesignale, das sogenannte *Frequenzmatching*, kann allerdings in Abhängigkeit des Sensorumfelds zu Fehlmatches führen, aus denen bei Nichterkennung Scheinziele entstehen können. Fehlmatches sind also eine interne Vorstufe zu Scheinzielen und damit notwendig – aber selbstverständlich nicht hinreichend – für deren Entstehung. Das Sendesignalkonzept eines exemplarischen **LFMCW**-Radars ist in Abbildung 2.8 gegeben. Eine Auswertung der Differenzphase nach (2.17) wird i. Allg. nicht durchgeführt, da die Frequenzrampen die gleiche Mittenfrequenz  $f_c$  aufweisen sollten, um eine optimale Bandnutzung zu ermöglichen und darum wieder nur die Relativgeschwindigkeit bestimmt werden könnte. Daneben können die Objektparameter bereits aus den Differenzfrequenzen rekonstruiert werden, womit sich bei identischem **SNR** eine weitaus größere Genauigkeit erzielen lässt, als aus einer Phasenmessung<sup>14</sup>, siehe [Peleg 1993]. Insbesondere eignet sich das **LFMCW**-Radar zu einer sehr guten Schätzung der Relativgeschwindigkeit

<sup>14</sup>Innerhalb ihres Eindeutigkeitsbereichs von etwa 1,96 mm bietet die direkte Phasenmessung zwar eine erheblich höhere Genauigkeit, welche jedoch durch die nötige Aufweitung dieses Eindeutigkeitsbereichs signifikant degradiert.

v. Das **LFMCW**-Prinzip wird u. a. von den Fernbereichsradarsensoren LRR2 und LRR3 (vgl. [Kühnle 2003] und [Freundt 2008]) der Robert Bosch GmbH und im Projekt **KRAFAS**<sup>15</sup> (siehe [Yang 2006b]) angewendet.

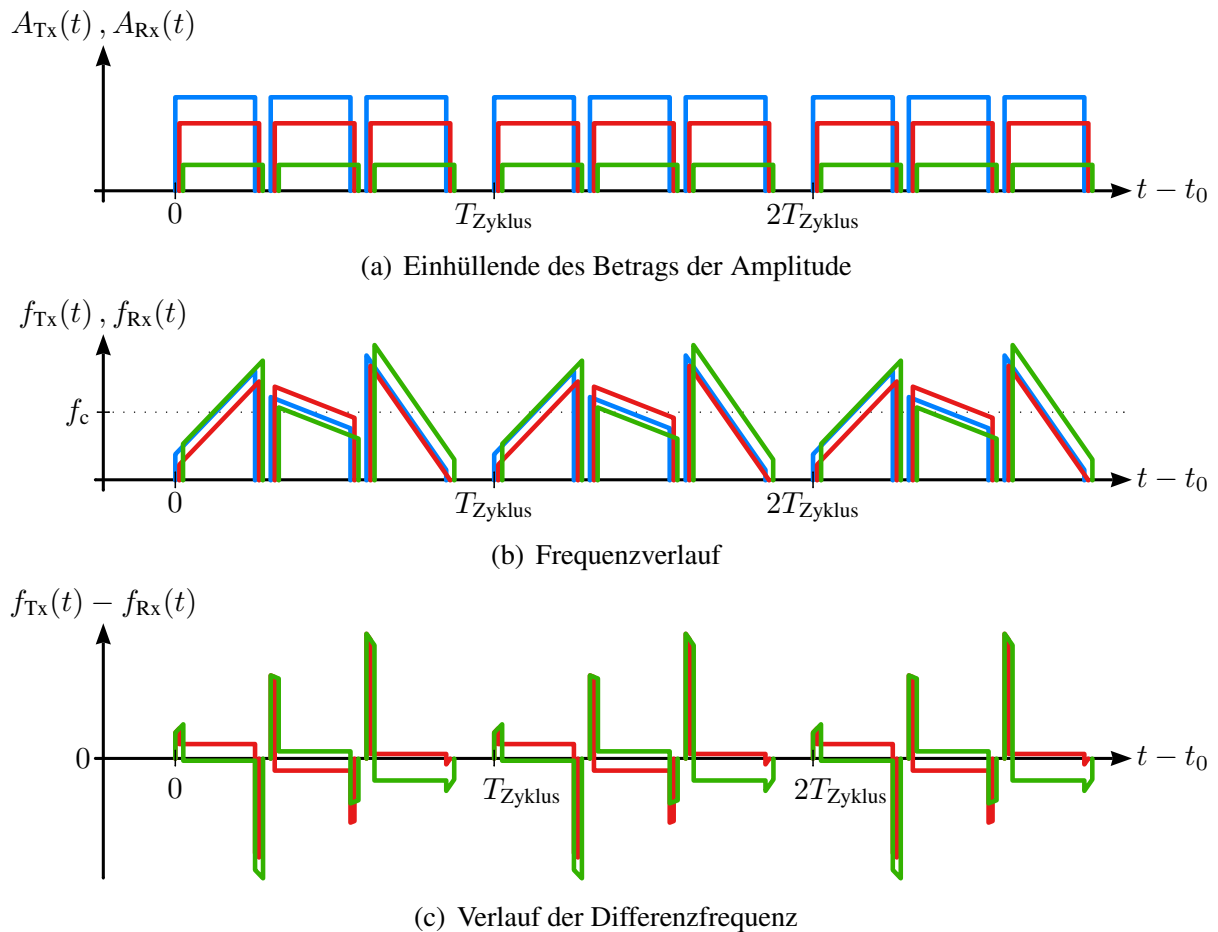


Abbildung 2.8: Modulationsprinzip LFM CW: Sendesignal  $A_{Tx}(t)$ ,  $f_{Tx}(t)$  (blau) und Empfangssignale  $A_{Rx}(t)$ ,  $f_{Rx}(t)$  zweier Ziele (rot und grün)

## AMLFMCW-Radar

Eine Abwandlung des **LFMCW**-Radars mit weiteren Freiheitsgraden besteht in der Nutzung einer zusätzlichen Modulation der bisher konstanten Sendeamplitude. Ein solches Sendesignal ist in Abbildung 2.9 dargestellt und könnte als **AMLFMCW**<sup>16</sup>-Radar bezeichnet werden. Die Gewichtung der Sendeamplitude führt zu keiner veränderten Form der Gleichungen für die Differenzfrequenz, ermöglicht aber eine Absenkung der spektralen Nebenkeulen des Sendesignals, was in hochdynamischen Szenarien zu einer schärferen Lokalisierung im Frequenzbereich führt, allerdings auf Kosten eines reduzierten **SNR**, siehe [Ludloff 2002]. Das **AMLFMCW**-Prinzip findet im Automobilbereich derzeit keine Anwendung.

<sup>15</sup>Kostenoptimierter Radarsensor für aktive Fahrerassistenzsysteme

<sup>16</sup>Amplitude Modulated LFM CW: amplitudenmoduliertes LFM CW



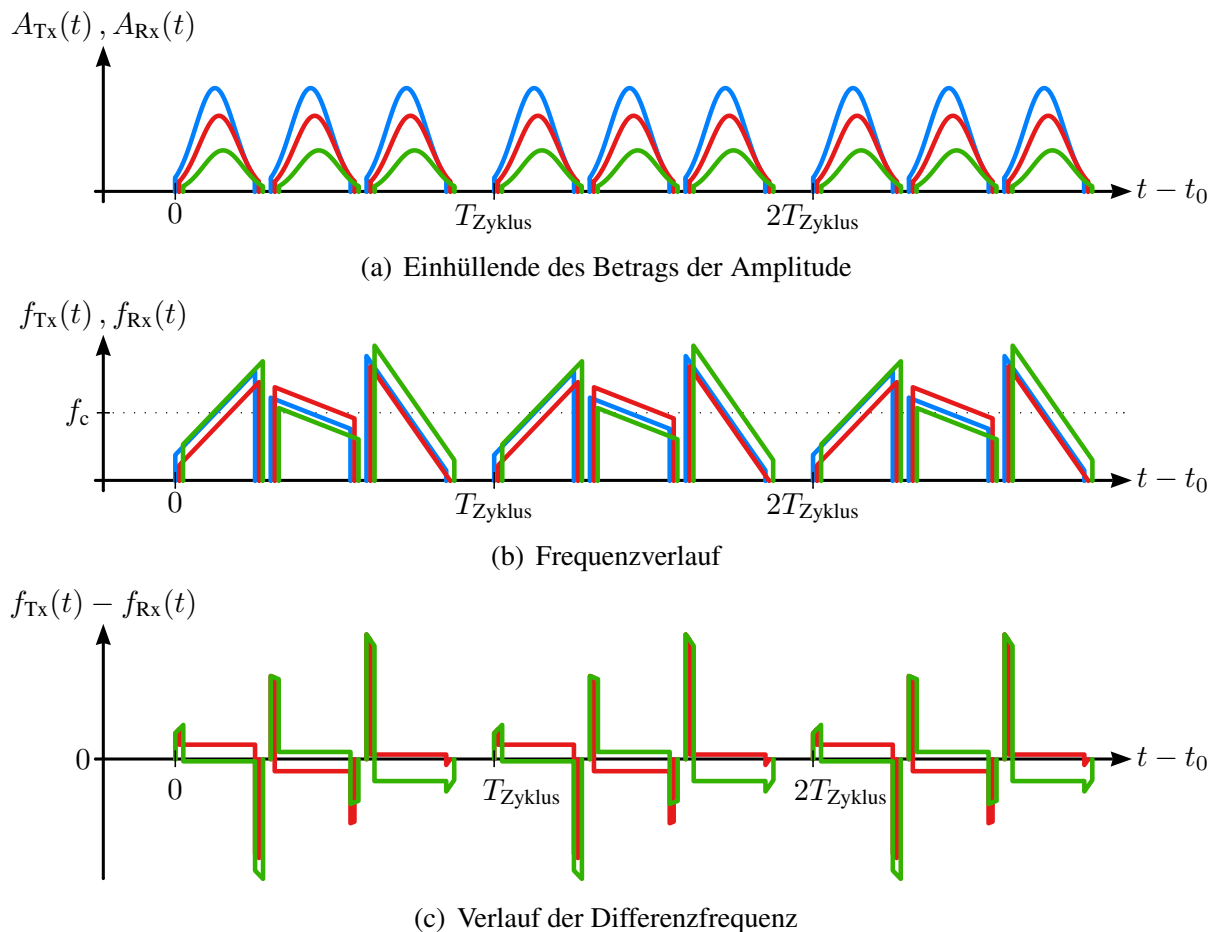


Abbildung 2.9: Modulationsprinzip AMLFMCW: Sendesignal  $A_{Tx}(t)$ ,  $f_{Tx}(t)$  (blau) und Empfangssignale  $A_{Rx}(t)$ ,  $f_{Rx}(t)$  zweier Ziele (rot und grün)

### NLFMCW-Radar

Zusätzliche Freiheitsgrade – andere als beim AMLFMCW-Prinzip – entstehen durch die Nutzung einer nichtlinearen Frequenzmodulation, siehe [Rihaczek 1996], [Ludloff 2002] oder [Levanon 2004]. Das Modulationsprinzip eines solchen Radars ist in Abbildung 2.10 dargestellt. Die FMCW-Gleichung (2.13) kann in diesem Fall durch Einsetzen der mittleren Steigung zwar weiterhin angewendet werden, allerdings nur zur Berechnung des Mittelwerts der nichtlinearen Differenzfrequenzen nach Abbildung 2.10(c).

Die nichtlineare Modulation der Sendefrequenz führt – ebenso wie die nichtlineare Modulation der Amplitude beim AMLFMCW-Radar – zu einer Absenkung der spektralen Nebenkeulen des gesamten Sendesignals, vgl. [Levanon 2004]. Da aber im Gegensatz zum AMLFMCW-Radar weiterhin mit konstanter Amplitude gesendet wird, tritt kein Verlust im SNR auf und die Verstärker können im optimalen Arbeitspunkt betrieben werden. Das NLFMCW<sup>17</sup>-Prinzip findet im Automobilbereich derzeit keine Anwendung, da der Aufwand zur Erzeugung des Sendesignals und insbesondere zur Auswertung der momentanen Differenzfrequenz vergleichsweise hoch ist. So sind zwar viele Sendesignale denkbar, die eine eindeutige Abbildung von  $d$  und  $v$  in den Frequenzbereich erlauben, für ihre Auswertung

<sup>17</sup>Non Linear FMCW: nichtlineares FMCW

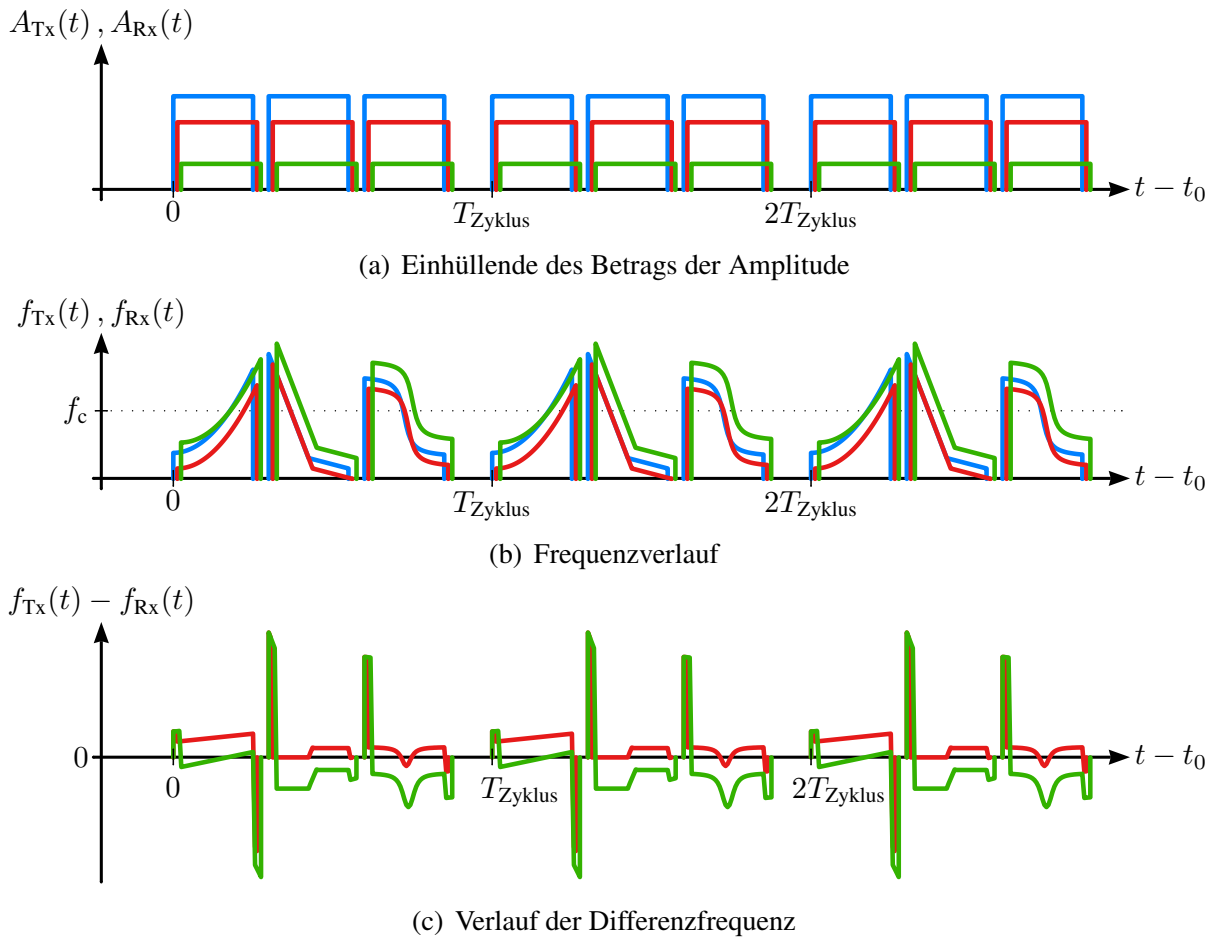


Abbildung 2.10: Modulationsprinzip NLFMCW: Sendesignal  $A_{Tx}(t)$ ,  $f_{Tx}(t)$  (blau) und Empfangssignale  $A_{Rx}(t)$ ,  $f_{Rx}(t)$  zweier Ziele (rot und grün)

ist aber eine entsprechend hohe Abtastrate sowie eine Kurzzeit-Spektralanalyse (z. B. mittels [STFT](#)<sup>18</sup>) oder speziell angepasste Transformation (siehe [[Peleg 1991](#)] oder [[Peleg 1995](#)]) nötig, da die [FFT](#) inhärent eine Mittelung über den Beobachtungszeitraum durchführt.

Prototypische Sendesignale, die durch ihren *abschnittsweise* linearen Verlauf eng mit dem [LFMCW](#)-Radar verwandt sind, sind in [Abbildung 2.11](#) gegeben. Dort erzeugt jede Knickstelle, also die Punkte mit Unstetigkeit der Ableitung, eine eindeutige Korrespondenz zwischen einem Punkt des Sende- und Empfangssignals, wie in [Abbildung 2.11\(a\)](#) dargestellt. So kann aus der Breite der Übergangsbereiche zwischen konstanten Differenzfrequenzen in [Abbildung 2.11\(b\)](#) direkt auf die Laufzeit  $\tau$  und damit den Abstand  $d$  geschlossen werden. In den Bereichen konstanter Differenzfrequenz dagegen gilt weiterhin die [FMCW](#)-Gleichung, was eine nachfolgende Bestimmung der Dopplerverschiebung und damit  $v$  ermöglicht. Die Eindeutigkeit wird bei diesen Signalen also dadurch ermöglicht, dass sie aus mehreren [LFMCW](#)-Frequenzrampen bestehen, die kohärent verarbeitet werden können. Zusätzlich gehen nun sowohl Abstand als auch Relativgeschwindigkeit in die Phasendifferenz nach [\(2.17\)](#) ein, was eine weitere Überbestimmung des Gleichungssystems zur Folge hat.

<sup>18</sup>Short Time Fourier Transform: Kurzzeit-Fouriertransformation

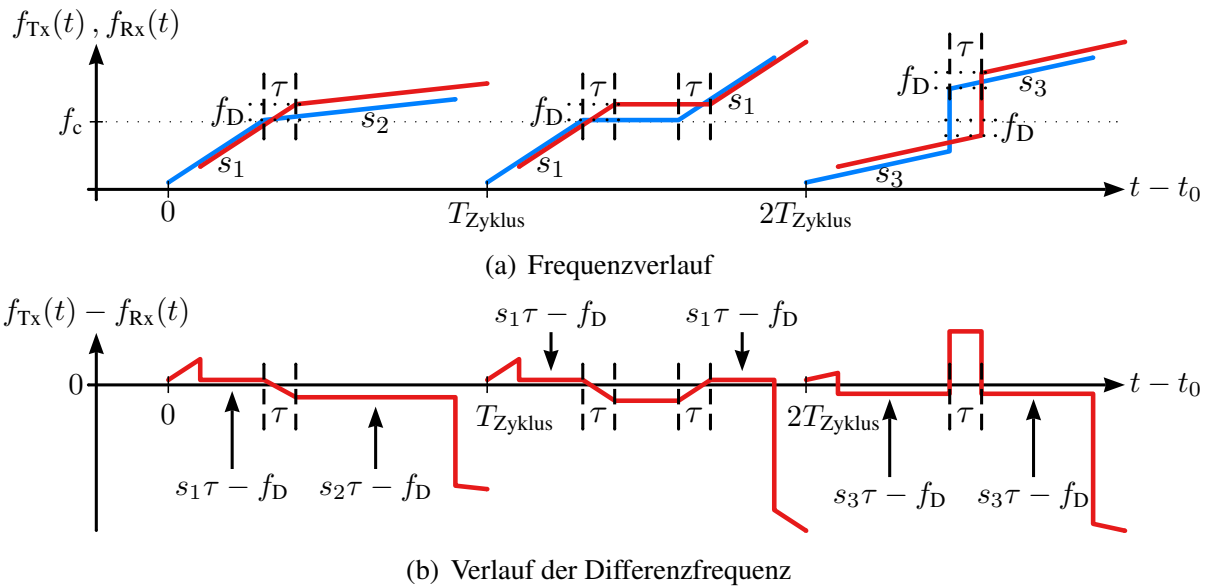


Abbildung 2.11: Modulationsprinzip eines abschnittsweise linearen FMCW-Radars: Sendesignal Tx (blau) und Empfangssignal Rx eines Ziels (rot)

## 2.4.2 FSK-Prinzip

Während die **FMCW**-Radare aus dem vorhergehenden Abschnitt auf die alleinige Auswertung der Differenzfrequenz nach der **FMCW**-Gleichung (2.13) setzen, machen die **FSK**-Radare zusätzlichen Gebrauch von der Phasendifferenz zweier Empfangssignale nach (2.17). Einfachere Systeme nutzen dabei die Phasendifferenz sequentieller Sendesignale, in komplexeren Realisierungen werden mehrere Signale gleichzeitig bzw. im Zeitmultiplex verschachtelt gesendet, vgl. [Kühnle 2007a]. Dies verringert die Zeitdifferenz  $\Delta T$  zwischen den Sendesignalen und führt zu einem großen Eindeutigkeitsbereich der Phasenmessung.

### FSK-Radar

Das **FSK**-Radar ist eine direkte Erweiterung des **CW**-Prinzips mit unterschiedlichen Mittenfrequenzen  $f_c$  der verschiedenen Sendesignale, wodurch eine zusätzliche Auswertung der Differenzphase nach (2.17) möglich wird und der Abstand von Objekten bestimmt werden kann. Anders als in [Artis 1999] oder [Mende 1999] angegeben, kann die Relativgeschwindigkeit bei der Phasendifferenz allerdings nicht ohne weiteres vernachlässigt werden, da durch das sequentielle Senden eine vergleichsweise große Zeitdifferenz  $\Delta T$  zwischen den Sendesignalen vorliegt. Abbildung 2.12 illustriert das Sendesignalkonzept des **FSK**-Radars. Die Frequenzauswertung nach der vereinfachten **FMCW**-Gleichung (mit  $s = 0 \text{ Hz/s}$ ) kann weiterhin durchgeführt werden, weshalb eine eindeutige Messung der Relativgeschwindigkeit in Mehrzielsituationen möglich ist. Aus dem Vergleich der Phasen zweier Zielfrequenzen in unterschiedlichen Spektren kann danach auf den Abstand geschlossen werden. Da häufig nur ein geringer Unterschied der Mittenfrequenzen verwendet wird, um einen möglichst großen Eindeutigkeitsbereich der Phasenmessung zu erzielen, sind die Differenzfrequenzen für verschiedene Sendesignale nach (2.13) nahezu identisch, wodurch die nötige Zuordnung zur Berechnung der Differenzphase leicht ausgeführt werden kann. Die Differenzphase ist allerdings sehr stark fehlerbehaftet, wenn mehrere Ziele auf dieselbe Frequenzlinie fallen, was

bei einer übereinstimmenden Relativgeschwindigkeit mehrerer Objekte offensichtlich gegeben ist. Da alle stationären Objekte dieselbe Relativgeschwindigkeit aufweisen, können deren Abstände also nicht aufgelöst werden, weshalb das **FSK**-Radar im Automobilbereich keine nennenswerte Anwendung findet.

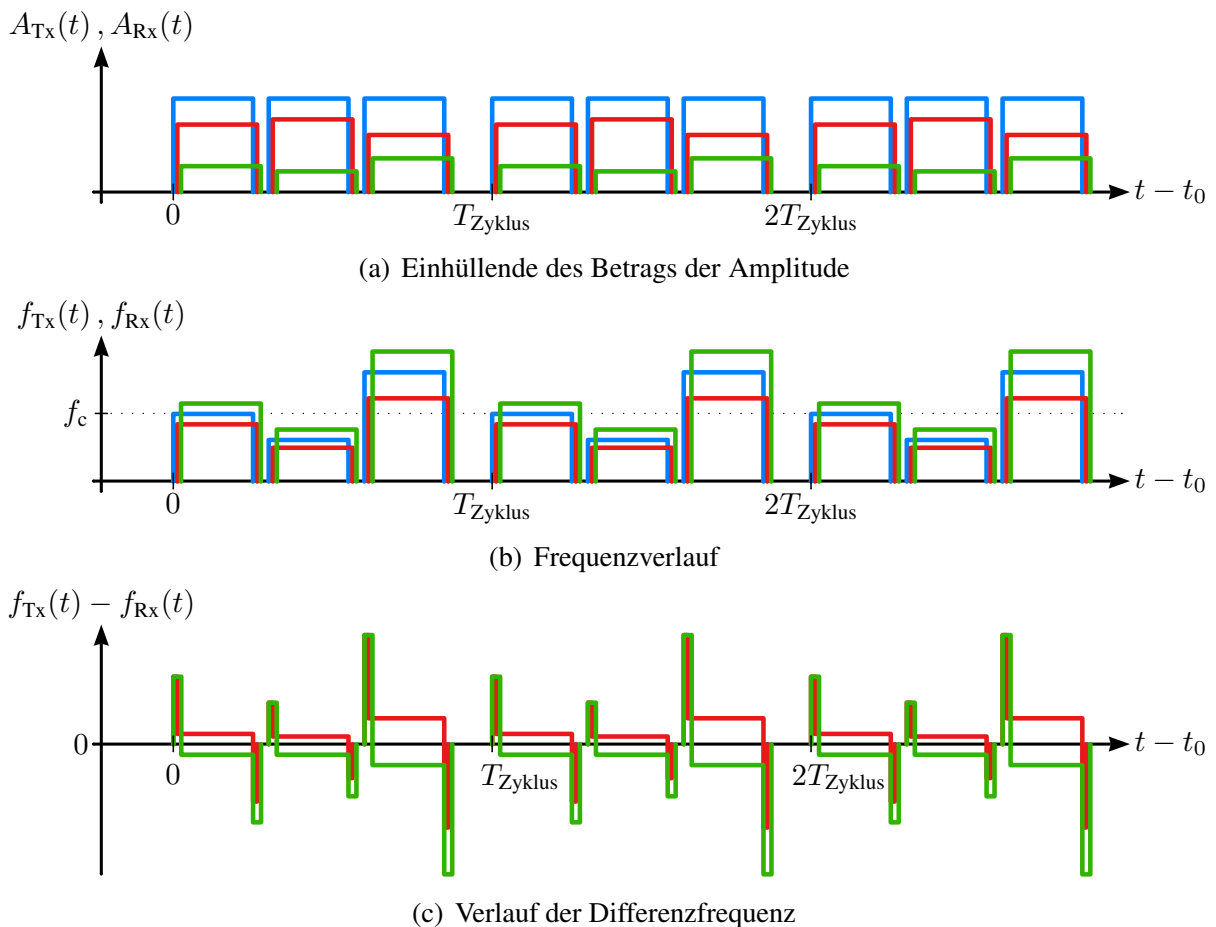


Abbildung 2.12: Modulationsprinzip FSK: Sendesignal  $A_{Tx}(t)$ ,  $f_{Tx}(t)$  (blau) und Empfangssignale  $A_{Rx}(t)$ ,  $f_{Rx}(t)$  zweier Ziele (rot und grün)

### SFMCW-Radar

Das Stepped-FMCW-Radar oder **SFMCW**<sup>19</sup>-Radar stellt eine spezielle Erweiterung des **FSK**-Radars dar, bei dem die Mittenfrequenzen der verschiedenen Frequenzstufen den linearen Verlauf eines **LFMCW**-Radars nachbilden ([Mende 1999]), siehe Abbildung 2.13. Wird synchron zu jeder Frequenzstufe nur ein Abtastwert genommen, so ergeben die Abtastwerte den linearen Verlauf eines **LFMCW**-Radars und die Bestimmung der Objektparameter verläuft analog dazu. Liegen für jede Frequenzstufe allerdings mehrere Abtastwerte vor, so können diese durch Gruppierung zu mehreren linearen Frequenzrampen identischer Steigung zusammengefasst werden, die einen Zeitversatz von  $\Delta T = T_{\text{sample}}$  aufweisen, wenn die Empfangssignale mit der Frequenz  $f_{\text{sample}} = \frac{1}{T_{\text{sample}}}$  abgetastet werden. Für jede Frequenzrampe liefert die Auswertung der Differenzfrequenz nach (2.13) ein identisches Ergebnis, der Zeitversatz

<sup>19</sup>Stepped FMCW: gestuftes FMCW

zwischen zwei Frequenzrampen erlaubt aber eine zusätzliche Bestimmung der Relativgeschwindigkeit über die Differenzphase nach (2.15). Damit kann bereits mit einem einzigen SFMCW-Sendesignal der Abstand und die Relativgeschwindigkeit auch in Mehrzielsituationen eindeutig bestimmt werden, sofern ein genügend hohes SNR vorliegt. Ist das SNR niedrig, ergibt sich eine große Unsicherheit über die Lage der Mehrdeutigkeitsgerade aus der Phasenmessung, was situationsbedingt zu zusätzlichen Schnittpunkten, vergleichbar mit Fehlmatches, führen kann (siehe Abbildung 2.15). Die Auswirkung der Stufung des Sendesignals auf das Spektrum wird in [Abousetta 1998] untersucht, spezielle nichtlineare Verläufe der gestuften Sendefrequenz werden in [Hu 2008] betrachtet.

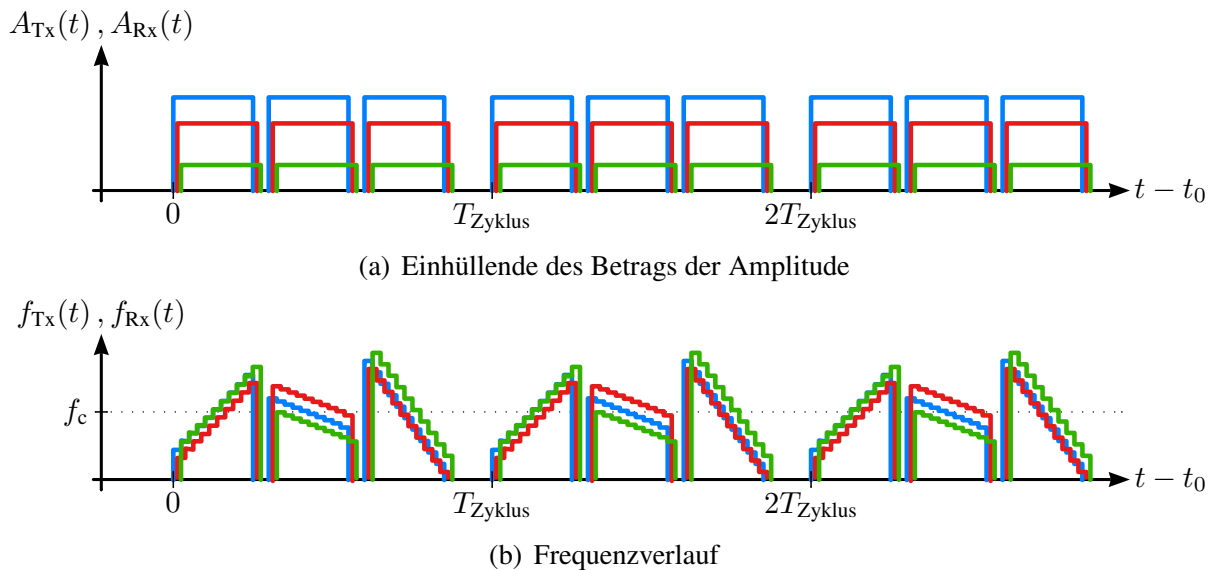


Abbildung 2.13: Modulationsprinzip SFMCW: Sendesignal  $A_{Tx}(t)$ ,  $f_{Tx}(t)$  (blau) und Empfangssignale  $A_{Rx}(t)$ ,  $f_{Rx}(t)$  zweier Ziele (rot und grün)

## LFMSK-Radar

Das LFMSK-Radar ist eine Weiterentwicklung des SFMCW-Radars mit mehreren Abtastwerten pro Frequenzstufe, bei dem eine zusätzliche Verschiebung der Mittenfrequenzen der verschachtelten Frequenzrampen eingestellt wird. Dadurch liegen aus Frequenz- und Phasenmessung simultan zwei unabhängige Gleichungen in  $d$  und  $v$  vor, die eine eindeutige Bestimmung der Objektparameter ermöglichen. Der erste Vertreter dieser, als LFMSK-Radar bekannt gewordenen Verbindung von FSK- und LFMCW-Radar, wurde in einem Schutzrecht der Firma Thomson-CSF beschrieben, siehe [Kemkemian 1999]. Darin werden durch entsprechende Abtastung zwei verschachtelte Frequenzrampen identischer Steigung erzeugt, die gegeneinander eine geringe Zeit- und Frequenzverschiebung aufweisen. In [Meinecke 2000] und [Meinecke 2001] wurde schließlich ein weiterer Freiheitsgrad genutzt, um eine beliebige Anzahl verschachtelter Frequenzrampen synthetisieren zu können. Dazu werden Stufen konstanter Frequenz und unterschiedlicher Höhe kombiniert, wodurch die Abtastwerte wie in Abbildung 2.14 zu mehreren Gruppen paralleler Frequenzrampen gruppiert werden können. Das LFMSK-Prinzip wird z. B. in den UMRR-Radarsensoren der Firma s. m. s eingesetzt, vgl. Tabelle B.3 auf Seite 168.

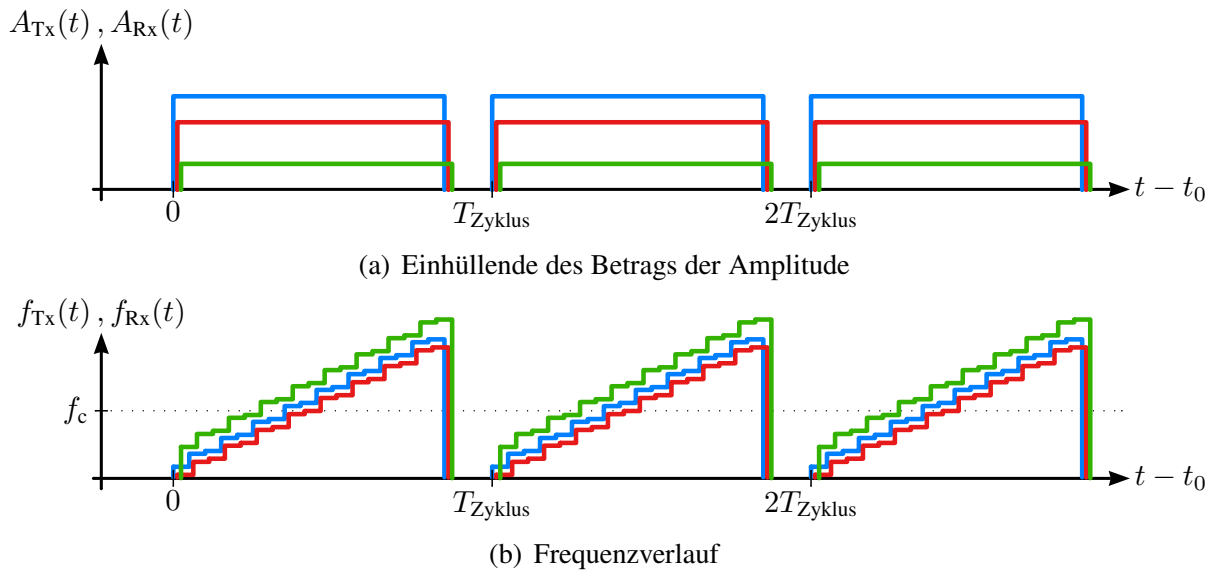


Abbildung 2.14: Modulationsprinzip LFMSK: Sendesignal  $A_{Tx}(t)$ ,  $f_{Tx}(t)$  (blau) und Empfangssignale  $A_{Rx}(t)$ ,  $f_{Rx}(t)$  zweier Ziele (rot und grün)

Wie eine einfache Rechnung (Umformung nach [Petersen 2008]) zeigt, ergibt sich durch die zusätzliche Auswertung der Differenzphase eine höhere Genauigkeit, da sich die Kovarianzmatrix des SFMCW- bzw. LFMSK-Radars durch die Kovarianzen der eingehenden Frequenz- und Phasenschätzung ausdrücken lässt:

$$\mathbf{C}_{\text{LFMSK}} = \left( \mathbf{C}_{\text{Fr}}^{-1} + \mathbf{C}_{\text{Ph}}^{-1} \right)^{-1} = \mathbf{C}_{\text{Fr}} - \mathbf{C}_{\text{Fr}} \left( \mathbf{I} - \mathbf{C}_{\text{Ph}}^{-1} \mathbf{C}_{\text{Fr}} \right)^{-1} \mathbf{C}_{\text{Ph}}^{-1} \mathbf{C}_{\text{Fr}}. \quad (2.18)$$

In (2.18) wird eine Normalverteilung der Messfehler für Frequenz und Phase vorausgesetzt sowie deren Unabhängigkeit.  $\mathbf{C}_{\text{Fr}}$  steht dabei für die Kovarianzmatrix bei ausschließlicher Nutzung der Differenzfrequenz (wie beim LFMCW-Radar),  $\mathbf{C}_{\text{Ph}}$  bezeichnet die ausschließliche Nutzung der Differenzphase. Für (2.18) wird allerdings die Kenntnis von  $\sigma_k^2$  und  $\sigma_\varphi^2$  (Varianz der Frequenznummernschätzung bzw. der Varianz der Phasenschätzung) vorausgesetzt, was gerade bei hohen Unsicherheiten über die Varianz der Phasenmessung zu einer Verschlechterung der Genauigkeit führen kann.

An dieser Stelle verdient die Anmerkung besondere Beachtung, dass alle Prinzipien, die in der vorliegenden Arbeit zum Entwurf des LFMCW-Sendesignals eingesetzt werden, auch beim Entwurf eines LFMSK-Sendesignals (weitestgehend) Gültigkeit besitzen. So soll auch dort ein Kompromiss zwischen Genauigkeit, Sichtweite und Zykluszeit getroffen, eine optimale zeitliche Anordnung der verschachtelten Frequenzrampen sichergestellt sowie u. U. eine Anpassung des Sendesignals zur Laufzeit an das aktuelle Umfeld durchgeführt werden.

Trotz der offensichtlichen Möglichkeit der SFMCW- und LFMSK-Radare zur eindeutigen Bestimmung der gesuchten Objektparameter auch in Mehrzielsituationen, dürfen die folgenden Gesichtspunkte nicht außer Acht gelassen werden:

- Durch die Aufspaltung des Mischsignals in  $Q (\geq 2)$  Gruppen und der damit verbundenen Aufteilung der Signalenergie wird das SNR jeder Gruppe um den Faktor  $Q$  vermindert, was die Detektionseigenschaften verschlechtert. Für die Bestimmung der

Differenzfrequenz kann dieser Nachteil durch anschließende Mittelung wieder ausgeglichen werden, für die (weitaus kritischere) Phasenmessung allerdings nicht.

- Wird die Differenzfrequenz aus dem Spektrum einer einzigen verschachtelten Frequenzrampe bestimmt, führt die Detektion eines spektralen Falschalarms direkt zu einem Scheinziel, wohingegen beim **LFMCW**-Radar zur Zielbildung eine Frequenzdetektion in allen Spektren nötig ist. Wird die Frequenzdetektion beim **LFMSK**-Radar dagegen in den  $Q$  Spektren getrennt durchgeführt, so müsste zur Erzeugung eines Scheinziels in allen Spektren ein Falschalarm auftreten. Dies ist beim **LFMSK**-Radar aufgrund der schlechteren spektralen Detektionseigenschaften allerdings wahrscheinlicher als beim **LFMCW**-Radar.
- Eine Überlagerung mehrerer Objekte auf einer Frequenzlinie führt zu einer Vermischung der Phaseninformation in Abhängigkeit der Stärke der eingehenden Objekte, was bei allen Signalkonzepten die Winkelschätzung erschwert. Während dies beim **LFMCW**-Radar aber kaum Einfluss auf die Schätzung von  $d$  und  $v$  hat, kann beim **SFMCW**- und **LFMSK**-Radar eine beliebig falsche Phaseninformation zu deren Bestimmung verwendet werden, was direkt zu Scheinzielen führt, da die implizite Annahme des Ein-Ziel-Falls verletzt wurde. Da eine Frequenzüberlagerung im Automobilbereich üblicherweise häufig auftritt (bedingt durch Leitplanken und andere stationäre Ziele), stellt dies eine drastische Einschränkung der theoretisch überlegenen Performance des **SFMCW**- bzw. **LFMSK**-Verfahrens gegenüber **LFMCW** dar.
- Auch bei nicht überlagerter Frequenz eines Objekts können bei niedrigem **SNR** große Ungenauigkeiten in der Bestimmung der Objektparameter auftreten, wie in Abbildung 2.15 verdeutlicht. In diesem Fall kann die Genauigkeit zwar durch ein zweites, anders ausgelegtes **SFMCW**- oder **LFMSK**-Sendesignal erhöht werden, allerdings ist nun wieder eine Assoziation der Zielfrequenzen nötig, da keine Information über deren korrekte Zusammengehörigkeit vorliegt. Als Richtwert für die Durchführung einer Phasenmessung mit ausreichender Qualität gilt ein **SNR** von etwa 20 dB, was i. Allg. nur bei einer Minderheit der Ziele vorliegt und darum die Anwendbarkeit erheblich einschränkt.
- Durch Aufspaltung des Mischsignals in  $Q (\geq 2)$  Gruppen ist die  $Q$ -fache Abtastrate nötig, um eine identische Sichtweite zu erzielen wie bei einem **LFMCW**-Radar.

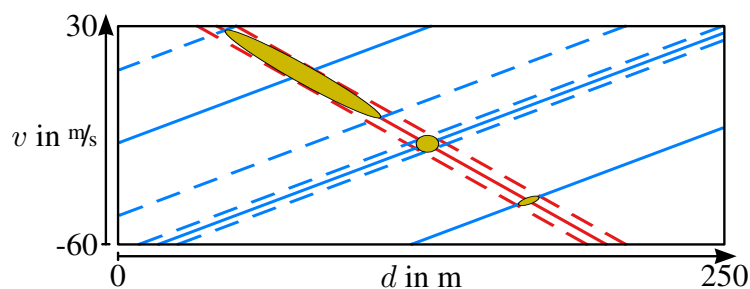


Abbildung 2.15: Exemplarische Darstellung der Genauigkeit der Positionsbestimmung eines LFMSK-Radars für drei verschiedene SNR-Werte, gekennzeichnet durch drei Fehlerellipsen verschiedenen Flächeninhalts

Tabelle B.4 auf Seite 169 rekapituliert die wichtigsten Eigenschaften der Modulationskonzepte der vergangenen Abschnitte und stellt ihnen grundsätzlichen Anforderungen gegenüber. Die im Automobilbereich wichtigen Anforderungen bezüglich geringer Kosten und kleiner Baugröße werden von der Tabelle allerdings nicht direkt widerspiegelt. Die Kosten resultieren jedoch hauptsächlich aus dem Rechen- und Speicherbedarf eines Verfahrens sowie aus der Komplexität der Hardware zur Erzeugung und Steuerung der Hochfrequenz. Die Baugröße wiederum ist an das verwendete Frequenzband gekoppelt, weshalb hierfür Sensoren bei 76,5 GHz einen deutlichen Vorteil gegenüber Sensoren bei 24 GHz aufweisen [Mende 1999]. Tabelle B.3 gibt einen Überblick über verschiedene Fernbereichsradare, die aktuell im Automobilbereich eingesetzt werden oder als Vorstudie existieren.

## 2.5 Antennenkonzepte und Sensorgruppen

Zusätzlich zur Schätzung des Abstands  $d$  und der Relativgeschwindigkeit  $v$  ist die Ermittlung der Einfallrichtung eines Signals – zumindest des Azimutwinkels  $\alpha$  – unerlässlich. Die Vorgehensweise zur Bestimmung von  $\alpha$  hängt direkt von der Art des verwendeten Antennensystems ab. Die bekanntesten Vertreter sollen hier kurz vorgestellt werden. Nach [Wagner 1997] ist dabei eine Unterteilung in sequentiell und parallel arbeitende Systeme zur Winkelbestimmung sinnvoll.

Einen vergleichenden Überblick verschiedener Verfahren zur Winkelschätzung im Automobilbereich bieten [Wagner 1997] und [Schoor 2010]; in [Schoor 2007] mit speziellem Bezug auf das Demonstratorsystem KRAFAS. Hochauflösende Verfahren werden ausführlich in [Schoor 2009] sowie [Schoor 2010] behandelt. Kennzeichnend für diese Verfahren ist, dass die Genauigkeit bzw. Trennfähigkeit im Winkel *nicht* mehr von der Apertur des Antennensystems begrenzt wird, sondern im Wesentlichen nur vom vorliegenden SNR. Die Entstehung und Unterdrückung verschiedener systematischer Fehler, wie etwa durch nicht vermessene Elevationsschnitte (siehe [Wagner 1997]), Überkopplungen oder Kalibrierungsfehler (siehe [Freese 2007] oder [Schoor 2008]) werden ebenfalls in der Literatur behandelt.

### 2.5.1 Sequentielle Verarbeitung

Das bekannteste Verfahren zur sequentiellen Winkelbestimmung verwendet ein scannendes Antennensystem. Bei diesem wird eine räumlich schmal begrenzte Antennenkeule, häufig auch als *Beam* bezeichnet, periodisch über den relevanten Winkelbereich bewegt (ähnlich dem Laserscanner aus Abschnitt 1.2.2). Diese Verschiebung kann entweder durch eine mechanische Rotation der Antenne selbst geschehen, was z. B. an Flughäfen beobachtet werden kann, oder durch entsprechende Phasensteuerung einer sogenannten *Gruppenantenne* [Freese 2007]. Eine Gruppenantenne besteht aus vielen Einzelementen, deren Teilsignale sich in bestimmten Richtungen konstruktiv, in anderen destruktiv zu einem Gesamtsignal überlagern, wodurch ein Beam geformt wird, dessen Richtung über eine Durchstimmung der Sendephase variiert werden kann.

Durch eine schmale Hauptkeule im Zwei-Wege-Antennendiagramm kann bei Empfang einer signifikanten Rückstreuleistung direkt auf den Einfallswinkel geschlossen werden, da



dieser mit derjenigen Senderichtung übereinstimmt, an der ein lokales Maximum der Empfangsleistung vorliegt. Bei sehr schnell variierender Senderichtung kann anschließend eine zusätzliche Korrektur über die geschätzte Laufzeit vorgenommen werden. Dieses Verfahren ist in Abbildung 2.16(a) dargestellt. Der blau eingezeichnete Antennenbeam wird konstant um den Koordinatenursprung rotiert, was bei einem Ziel (grauer Kreis) im Erfassungsbereich zu einem Verlauf der Empfangsleistung führt, wie er exemplarisch in Rot eingezeichnet ist. Aus dem Maximum dieses Verlaufs kann direkt auf den Einfallswinkel des Ziels geschlossen werden.

Durch das Abscannen mit einem schmalen Antennenbeam wird die gesamte Sendeleistung auf einen kleinen Raumbereich fokussiert, was ein hohes SNR zur Folge hat. Negativ wirkt sich das Scannen allerdings auf die Verfolgung hochdynamischer Manöver aus, da bis zu einer erneuten Beobachtung des Ziels eine gewisse Zeitspanne verstreicht, die als *Revisit-Time* bezeichnet wird. Die Einfallsrichtungen mehrerer Ziele können also nur sequentiell bestimmt werden, was auch der Grund für die Charakterisierung des Verfahrens ist.

Ein weiteres Verfahren zur sequentiellen Winkelbestimmung ist das sogenannte *Sequential-Lobing*, bei dem mehrere Antennenbeams verwendet werden. Diese können entweder aufgrund von Randbedingungen nur sequentiell ausgewertet werden – etwa, um die gesamte verfügbare Sendeleistung nicht auf mehrere Beams aufteilen zu müssen. Oder die sequentielle Auswertung erfolgt, um die Beams mit unterschiedlicher Phasensteuerung zu verschiedenen Gesamt-Antennendiagrammen zu kombinieren. Bekannt ist hierbei z. B. die Verwendung zweier überlappender Beams, die durch konstruktive und anschließend destruktive Überlagerung zwei Antennendiagramme bilden, aus deren Quotient der Einfallswinkel leicht bestimmt werden kann, siehe [Bühren 2008]. Ein Vorteil dieser Verfahren gegenüber dem Abscannen sind die geringeren Anforderungen an die einzelnen Beams, die breiter ausgelegt werden können. Dies verschlechtert zwar wieder das SNR, ermöglicht aber eine gleichzeitige Überwachung eines vergrößerten Winkelbereichs.

## 2.5.2 Parallele Verarbeitung

Eng verwandt mit dem Sequential-Lobing sind die einfacheren Verfahren zur parallelen Verarbeitung, bei denen die Einfallsrichtung  $\alpha$  auf eine charakteristische Phasendifferenz bzw. ein charakteristisches Verhältnis der Amplituden verschiedener, räumlich verschobener Beams abgebildet wird, die gleichzeitig gesendet bzw. empfangen werden. Die Bestimmung von  $\alpha$  über das Verhältnis der Empfangs-Amplituden in zwei Beams wird als *Monopuls* bezeichnet, eine häufig genutzte Erweiterung dieses Verfahrens für beliebig viele Beams als *Amplitudenmatching*, siehe [Wagner 1997]. Dabei wird ausgenutzt, dass ein Ziel aus einer bestimmten Einfallsrichtung aufgrund der verschobenen Achse in jedem Beam eine andere Amplitude erzeugt. Deren Verhältnis zueinander lässt bei entsprechender Ausformung der Beams (vgl. [Häcker 2009] oder [Lange 2009]) einen eindeutigen Rückschluss auf  $\alpha$  zu. Diese Vorgehensweise ist in Abbildung 2.16(b) dargestellt, wo die Einfallsrichtung des Ziels im Koordinatensystem jedes Beams variiert (bedingt durch die unterschiedliche Ausrichtung der Hauptachse), was zu unterschiedlichen Amplituden der jeweiligen Empfangssignale führt.

Durch die Bildung von Amplitudenverhältnissen aus mehreren Beams wird eine größere Robustheit in Bezug auf Messrauschen und Abweichungen von der kalibrierten Beamform erreicht. Diese spezifische Menge an Amplitudenwerten bzw. -verhältnissen stellt im Idealfall eine eindeutige Signatur des betreffenden Winkels dar, erlaubt also eine Rückrechnung auf den Winkel ohne Mehrdeutigkeiten.

Einen anderen Ansatz wählen die eingangs bereits erwähnten, hochauflösenden oder Unterraum-basierten Verfahren, die eine Dekomposition des Empfangssignals (bzw. dessen Autokorrelationsmatrix) in einen Signal- und Rauschunterraum vornehmen, siehe [Schoor 2010]. Es wird dabei also nicht der Winkel ermittelt, bei dem ein lokales Maximum der Empfangsamplitude vorliegt, sondern für welchen eine optimale Separation des idealen Antennendiagramms vom vorliegenden Rauschen möglich ist. Ein solches System ist in seiner Trennfähigkeit nicht von der Apertur abhängig, stellt jedoch teilweise strenge Anforderungen an die Unkorreliertheit der Empfangssignale sowie die Güte der Kalibration, siehe [Schoor 2008] und [Schoor 2009]. Ein Ansatz zur kombinierten Schätzung von Abstand und Einfallsrichtung wird in [Feger 2008] vorgestellt.

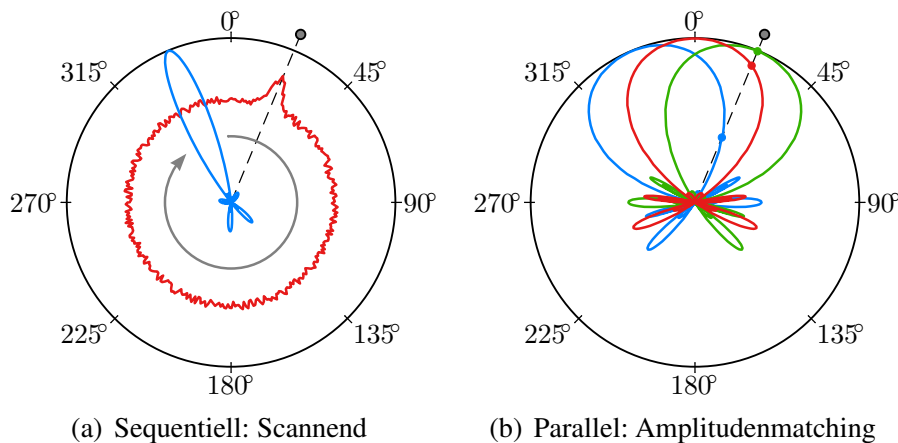


Abbildung 2.16: Sequentieller und paralleler Ansatz zur Bestimmung des Azimutwinkels

Ein anderer Ansatz besteht in der Nutzung mehrerer, zumeist einfacher aufgebauter Radarsensoren, die nur die Entfernung eines Objekts messen können, siehe [Lübbert 2005] oder [Fölster 2006]. Aus den bekannten Positionen dieser Sensoren am Eigenfahrzeug und den gemessenen Abständen kann auf den Abstand und die Richtung eines Reflexes geschlossen werden, was als *Trilateration* bzw. *Multilateration* im Fall von mehr als zwei Sensoren bezeichnet wird, vgl. [van Kleef 2006].

## 2.6 Fazit

In diesem Kapitel wurden die grundlegenden Prinzipien eines Radarsystems eingeführt, verschiedene Sendesignalklassen vorgestellt und diese anhand einfacher Leistungsmerkmale verglichen. Wichtige Erkenntnisse sind:

1. Ein Scheinziel aufgrund einer Fehldetektion ist bei *jedem* Radarkonzept möglich, bzw. allgemeiner bei jedem detektierenden Sensorsystem.

2. Puls-Doppler- und **PN**-Radare ermöglichen die eindeutige Messung von Abstand und Relativgeschwindigkeit auch in Mehrzielsituationen. Dazu werden vergleichsweise hohe Abtastraten, breitbandige Empfangskreise und sehr schnelle HF-Schalter benötigt. Im Vergleich zu einem Dauerstrichradar ist bei identischer Messdauer und maximaler Sendeleistung das **SNR** eines Ziels wesentlich niedriger.
3. Beim Pulsradar können Scheinziele ausschließlich durch Fehldetektionen entstehen, beim **FMCW**-Prinzip sind zusätzlich Fehlmatches in Abhängigkeit des Umfelds möglich. Allerdings führt nicht jeder Fehlmatch zu einem Scheinziel, da weitere Schritte zur Plausibilisierung verwendet werden. Zusätzlich liegen beim **FMCW**-Radar durch das höhere **SNR** bessere spektrale Detektionseigenschaften vor, weshalb Fehldetektionen bei gleicher Detektionswahrscheinlichkeit wesentlich seltener auftreten.
4. Beim **FMCW**-Prinzip wird fast ausschließlich nur die Information der Differenzfrequenz ausgewertet, beim **FSK**-Prinzip findet häufig eine zusätzliche Auswertung der Differenzphase statt. Diese führt zu einer früheren Überbestimmung des Gleichungssystems für  $d$  und  $v$ , ist für niedrige **SNR** oder Frequenzüberlagerung aber stark fehlerbehaftet.
5. Aus theoretischer Sicht sind die erweiterten **FSK**-Sendesignale den **FMCW**-Signalen hinsichtlich Unterdrückung von Fehlmatches klar überlegen. Praktisch (also für endliches **SNR** und **SIR**<sup>20</sup>) zeigen sich jedoch nicht zu vernachlässigende Einschränkungen, wie etwa die ungenaue Phasenbestimmung bei Frequenzüberlagerung.

---

<sup>20</sup>*Signal to Interference Ratio*: Signal-zu-Interferenz-Verhältnis

# Kapitel 3

## Modulation und Signalverarbeitung des LFM CW-Radars

Dieses Kapitel gibt einen detaillierten Einblick in den Ablauf der Signalverarbeitung beginnend beim Aussenden eines Signals bis hin zur zeitlichen Filterung der ermittelten Zielparame- ter im Umfeld des Radars. Die Einflussgrößen des Sendesignals werden herausgearbeitet und wichtige Leistungsdaten des Radarsystems abgeleitet.

### 3.1 Aufbau der Modulation

Der Aufbau eines FMCW-Radarsystems wurde bereits in Abschnitt 2.4 vorgestellt, siehe Ab- bildung 2.4. Nun soll näher auf die Modulation des Linearen FMCW-Radars eingegangen werden. Unter dem Begriff *Modulation* (in der Literatur häufig auch als *Waveform*<sup>1</sup> bezeich- net) soll die Abfolge aus  $N$  Sendesignalen verstanden werden, die beim LFM CW-Radar als *Frequenzrampen* oder auch *Chirps*<sup>2</sup> bezeichnet werden. Das monofrequente Sendesignal weist eine konstante Amplitude mit einer zeitlich konstanten Änderung der Momentanfrequenz auf, wie in Abbildung 3.1(a) dargestellt. Die Momentanfrequenz  $f_{\text{Tx},i}(t)$  der  $i$ -ten Fre- quenzrampe wird dazu während der Zeitdauer  $T_i$  symmetrisch zu einer Mittenfrequenz  $f_c$  um den Frequenzhub  $F_i$  linear angehoben oder abgesenkt, woraus die Rampensteigung  $s_i := \frac{F_i}{T_i}$  resultiert. Die zeitliche Lage der Frequenzrampe wird über ihren Mittenzeitpunkt  $t_i$  festge- legt, welcher relativ zu einem beliebigen Bezugszeitpunkt  $t_0$  definiert sei. Abbildung 3.1(b) zeigt eine Modulation aus  $N = 3$  Frequenzrampen mit verschiedenen Steigungen, Dauern und Hüben. Die einzelnen Frequenzrampen folgen dabei nicht unmittelbar aufeinander, da eine gewisse Wartezeit zur Umparametrierung der Hochfrequenzquelle berücksichtigt werden muss. Diese Wartezeit wird im weiteren Verlauf der Arbeit jedoch o. B. d. A. nicht als eigen- ständiger Parameter der Modulation behandelt, sondern durch eine entsprechend angepasste Wahl der Mittenzeitpunkte  $t_i$  berücksichtigt.

Im Zusammenspiel mit der Antenne stellt die Modulation die physikalische Schnittstelle des Radars zu seinem Umfeld dar, weshalb deren Eigenschaften einen großen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems haben. So ist eine geschickte Auslegung von Anten- ne und Modulation der Schlüssel zu Vereinfachungen der nachfolgenden Signalverarbeitung

---

<sup>1</sup> *Waveform*: Wellenform oder Signalform

<sup>2</sup> *Chirp*: Gezwitscher

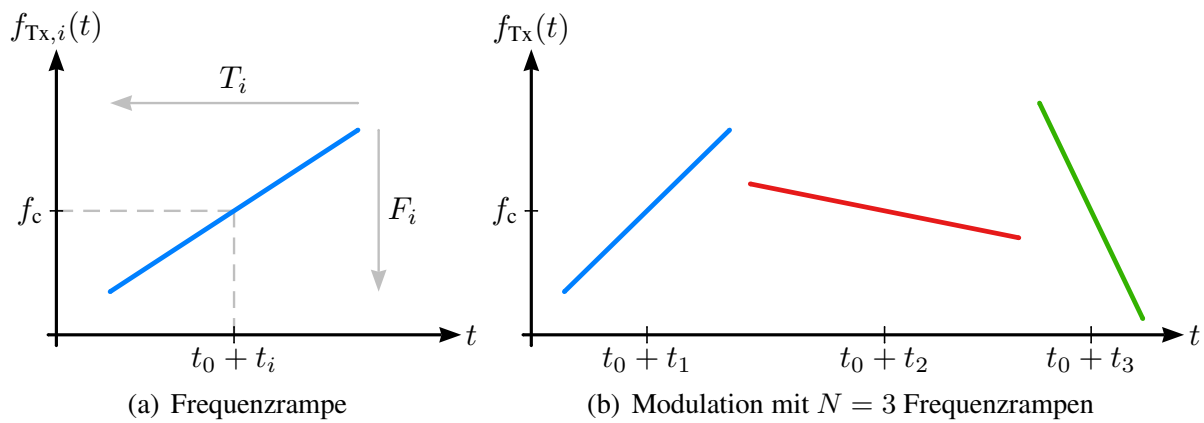


Abbildung 3.1: Frequenzrampe und Modulation des LFMCW-Radars

sowie für Leistungssteigerungen des Gesamtsystems. Informationen über das Umfeld, die über diese physikalische Schnittstelle jedoch nicht oder nur unzureichend erfasst werden können, sind für die weitere Signalverarbeitung verloren und können nur durch zusätzlichen sensorischen Aufwand rekonstruiert werden.

## 3.2 Verarbeitung im Zeitbereich

Die grundlegenden Verarbeitungsschritte im Zeitbereich umfassen die Homodyn-Mischung von Sendesignal und Empfangssignal einer Frequenzrampe, eine Vorverstärkung des Mischsignals, eine analoge Tiefpassfilterung mit anschließender Analog-Digital-Wandlung sowie eine abschließende Transformation in den Frequenzbereich, vgl. Abbildung 2.4.

### 3.2.1 Allgemeines Mischsignal

Das Sendesignal des LFMCW-Radars kann ohne Einschränkung wie folgt geschrieben werden:

$$s_{T_X}(t) := A_{T_X}(t) \cos(\varphi_{T_X}(t)), \quad (3.1)$$

mit einem beliebigen (reellen) Amplitudenverlauf  $A_{T_X}(t)$  und Phasenverlauf  $\varphi_{T_X}(t)$ . Das Empfangssignal weist dieselbe Struktur auf:

$$s_{R_X}(t) := A_{R_X}(t) \cos(\varphi_{R_X}(t)), \quad (3.2)$$

wodurch bei der Homodyn-Mischung das sogenannte *In-Phase*-Signal  $s_I(t)$  entsteht, mit

$$\begin{aligned} s_I(t) &:= s_{T_X}(t) s_{R_X}(t) = A_{T_X}(t) A_{R_X}(t) \cos(\varphi_{T_X}(t)) \cos(\varphi_{R_X}(t)) \\ &= \frac{1}{2} A_{T_X}(t) A_{R_X}(t) \left( \cos(\varphi_{T_X}(t) - \varphi_{R_X}(t)) + \cos(\varphi_{T_X}(t) + \varphi_{R_X}(t)) \right). \end{aligned} \quad (3.3)$$

Da es sich bei  $s_I(t)$  um ein reelles Signal handelt (woraus ein konjugiert komplexes<sup>3</sup> Spektrum folgt), kann das Vorzeichen der Differenz- bzw. Summenphase nicht eindeutig bestimmt

<sup>3</sup>ein Spektrum mit geradem Betrag und ungerader Phase

werden. Um dies zu ermöglichen, wird in einem Radarsystem häufig ein sogenannter **IQ**-Mischer eingesetzt. Als Alternative ist die Heterodyn-Mischung denkbar, bei der vor der Abtastung auf eine variable Zwischenfrequenz gemischt wird, was eine Verschiebung negativer Zielfrequenzen in den positiven Spektralbereich ermöglicht. Beim **IQ**-Mischer wird neben dem Mischer für die In-Phase-Komponente nach (3.3) ein weiterer Mischer eingesetzt, bei dem ein Eingangssignal mit einer zusätzlichen Phasenverschiebung von  $90^\circ$  beaufschlagt wird, wodurch sich das sogenannte *Quadratur*-Signal ergibt,

$$\begin{aligned} s_Q(t) &:= A_{\text{Tx}}(t) A_{\text{Rx}}(t) \cos(\varphi_{\text{Tx}}(t)) \cos\left(\varphi_{\text{Rx}}(t) + \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{1}{2} A_{\text{Tx}}(t) A_{\text{Rx}}(t) \left( \sin(\varphi_{\text{Tx}}(t) - \varphi_{\text{Rx}}(t)) - \sin(\varphi_{\text{Tx}}(t) + \varphi_{\text{Rx}}(t)) \right). \end{aligned} \quad (3.4)$$

Aus In-Phase- und Quadratur-Komponente wird ein komplexes Signal  $s_k(t)$  erzeugt, das die Rekonstruktion der vorzeichenbehafteten Summen- bzw. Differenzphase ermöglicht,

$$s_k(t) := s_I(t) + j s_Q(t) \stackrel{(3.4)}{=} \frac{1}{2} A_{\text{Tx}}(t) A_{\text{Rx}}(t) \left( e^{j(\varphi_{\text{Tx}}(t) - \varphi_{\text{Rx}}(t))} + e^{-j(\varphi_{\text{Tx}}(t) + \varphi_{\text{Rx}}(t))} \right). \quad (3.5)$$

Sende- und Empfangsamplitude sind dabei nach der Radargleichung (2.1) über den Abstand  $d(t)$  des Reflexionszentrums und seinen Rückstreuquerschnitt  $\sigma(t)$  verknüpft. Eine Herleitung (siehe (A.15)) für den Zusammenhang der momentanen Differenzphase  $\varphi_{\text{Tx}}(t) - \varphi_{\text{Rx}}(t)$  bzw. Differenzfrequenz  $f_{\text{Tx}}(t) - f_{\text{Rx}}(t)$  zwischen Sendesignal und Empfangssignal mit der Relativbewegung  $d(t)$  eines Ziels ergibt folgende Differentialgleichungen:

$$\varphi_{\text{Tx}}(t) - \varphi_{\text{Rx}}(t) = \frac{4\pi}{c} f_{\text{Tx}}(t) d(t), \quad (3.6)$$

$$f_{\text{Tx}}(t) - f_{\text{Rx}}(t) \stackrel{(3.6)}{=} \frac{2}{c} \frac{d}{dt} (f_{\text{Tx}}(t) d(t)) = \frac{2}{c} \left( d(t) \frac{df_{\text{Tx}}(t)}{dt} + f_{\text{Tx}}(t) v(t) \right). \quad (3.7)$$

Dieser Zusammenhang wird auch in [Stove 1992] oder [Meinecke 2001] angegeben, allerdings in weniger allgemeiner Form. Die Relativbewegung  $d(t)$  eines Ziels kann durch die kurze Zeitdauer der Modulation in guter Näherung durch ein Polynom approximiert werden. Im Folgenden wird dazu ein Polynom dritter Ordnung verwendet, was der Annahme entspricht, dass die Relativbewegung mit einem konstanten relativen Ruck<sup>4</sup> exakt bestimmt ist. Mit dem Bezugszeitpunkt  $t_0$  ergeben sich dann Abstands- und Relativgeschwindigkeitspolynom zu

$$d(t) = d(t_0) + v(t_0) \cdot (t - t_0) + \frac{1}{2} a(t_0) \cdot (t - t_0)^2 + \frac{1}{6} r(t_0) \cdot (t - t_0)^3, \quad (3.8)$$

$$v(t) = v(t_0) + a(t_0) \cdot (t - t_0) + \frac{1}{2} r(t_0) \cdot (t - t_0)^2, \quad (3.9)$$

wobei  $v(t)$ ,  $a(t)$  und  $r(t)$  die radiale Relativgeschwindigkeit, die radiale Relativbeschleunigung und den radialen Relativruck darstellen. Nach Taylor bzw. dem Approximationssatz von Weierstrass [Bronstein 2001] kann der stetige Frequenzverlauf  $f_{\text{Tx}}(t)$  auf einem Intervall

<sup>4</sup>Als Ruck wird die zeitliche Ableitung der Beschleunigung bezeichnet.

endlicher Länge beliebig genau durch ein Polynom entsprechender Ordnung approximiert werden. Zur Berücksichtigung eventueller Nichtidealitäten (welche im folgenden Abschnitt beschrieben werden) bzw. zur Untersuchung möglicher Vorteile nichtlinearer Frequenzverläufe, wird der Frequenzverlauf des Sendesignals im Folgenden mit einem Polynom zweiter Ordnung beschrieben. Eine Übertragung der Ergebnisse auf höhere Ordnungen ist problemlos möglich.

Da die Frequenzrampen i. Allg. nicht gleichzeitig sondern sequentiell gesendet werden, muss zusätzlich zum bekannten Bezugszeitpunkt  $t_0$  der Mittenzeitpunkt  $t_i$  der  $i$ -ten Frequenzrampe beachtet werden, der sich ebenfalls auf  $t_0$  bezieht, vergleiche Abbildung 3.1(a). Anfangs- und Endzeitpunkt einer Frequenzrampe ergeben sich damit zu  $t_0 + t_i \pm \frac{1}{2}T_i$ . Um eine möglichst optimale Ausnutzung des gegebenen Frequenzbandes (symmetrisch um  $f_c$ ) zu gewährleisten, durchlaufen alle Frequenzrampen zum Mittenzeitpunkt  $t_i$  genau die Mittenfrequenz  $f_c$  des Radarsystems. Für  $t \in \left[ t_0 + t_i - \frac{1}{2}T_i, t_0 + t_i + \frac{1}{2}T_i \right]$  gilt demnach

$$f_{\text{Tx},i}(t) = f_c + s_i \cdot (t - (t_0 + t_i)) + \frac{1}{2}\alpha_i \cdot (t - (t_0 + t_i))^2, \quad (3.10)$$

$$\frac{df_{\text{Tx},i}(t)}{dt} = s_i + \alpha_i \cdot (t - (t_0 + t_i)), \quad (3.11)$$

mit dem linearen Koeffizienten  $s_i$  und dem quadratischen Koeffizienten  $\alpha_i$  des Frequenzverlaufs, wobei  $s_i$  mit der Definition der Steigung einer Frequenzrampe aus Abbildung 3.1(a) übereinstimmt. Damit gilt der Bezugszeitpunkt  $t_0$  sowohl für alle Frequenzrampen der Modulation als auch für die gesuchten Parameter der Zielbewegung. Dieser gemeinsame Bezugszeitpunkt kann darum im Folgenden o. B. d. A. zu  $t_0 = 0$  s gewählt werden. Zur weiteren Vereinfachung der Darstellung dienen die Abkürzungen  $d(t_0) =: d_j$ ,  $v(t_0) =: v_j$ ,  $a(t_0) =: a_j$  und  $r(t_0) =: r_j$  für ein beliebiges Ziel  $j$ . Dadurch folgt eine momentane Differenzfrequenz  $f_{ij}(t)$  in Frequenzrampe  $i$  von

$$\begin{aligned} f_{ij}(t) &:= \frac{2}{c} \left( d_j(t) \frac{df_{\text{Tx},i}(t)}{dt} + f_{\text{Tx},i}(t) v_j(t) \right) \stackrel{(3.8),(3.10)}{=} \underbrace{\begin{bmatrix} d_j & v_j & a_j & r_j \end{bmatrix}}_{\underline{p}_j^T} \\ &\cdot \underbrace{\frac{2}{c} \left\{ f_c \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ t \\ \frac{1}{2}t^2 \end{bmatrix} + s_i \begin{bmatrix} 1 \\ 2t - t_i \\ \frac{3}{2}t^2 - t_i t \\ \frac{2}{3}t^3 - \frac{1}{2}t_i t^2 \end{bmatrix} + \alpha_i \begin{bmatrix} t - t_i \\ \frac{3}{2}t^2 - 2t_i t + \frac{1}{2}t_i^2 \\ t^3 - \frac{3}{2}t_i t^2 + \frac{1}{2}t_i^2 t \\ \frac{5}{12}t^4 - \frac{2}{3}t_i t^3 + \frac{1}{4}t_i^2 t^2 \end{bmatrix} \right\}}_{\underline{a}_i(t)} \\ &= \underline{p}_j^T \underline{a}_i(t) = \underline{a}_i^T(t) \underline{p}_j. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Gleichung (3.12) wird als (zeitabhängige) **FMCW**-Gleichung bezeichnet. Somit kann die momentane Differenzfrequenz als inneres Produkt eines Vektors  $\underline{a}_i(t)$ , der alle Parameter einer Frequenzrampe zu einem bestimmten Zeitpunkt enthält, und einem Vektor  $\underline{p}_j$  dargestellt werden, der den Bewegungszustand eines Ziels zum Bezugszeitpunkt vollständig charakteri-

siert. Eine andere Zerlegung ermöglicht die Aufteilung in konstante und zeitvariante Anteile verschiedener Ordnung

$$\underline{a}_i(t) \stackrel{(3.12)}{=} \frac{2}{c} \left\{ \begin{aligned} & \begin{bmatrix} s_i - \alpha_i t_i \\ f_c - s_i t_i + \frac{1}{2} \alpha_i t_i^2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + t \begin{bmatrix} \alpha_i \\ 2s_i - 2\alpha_i t_i \\ f_c - s_i t_i + \frac{1}{2} \alpha_i t_i^2 \\ 0 \end{bmatrix} \\ & + \frac{t^2}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ 3\alpha_i \\ 3s_i - 3\alpha_i t_i \\ f_c - s_i t_i + \frac{1}{2} \alpha_i t_i^2 \end{bmatrix} + \frac{t^3}{6} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 6\alpha_i \\ 4s_i - 4\alpha_i t_i \end{bmatrix} + \frac{t^4}{24} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 10\alpha_i \end{bmatrix} \end{aligned} \right\}. \quad (3.13)$$

Basierend auf der Darstellung der momentanen Differenzfrequenz als Skalarprodukt nach (3.12), bzw. mit der alternativen Darstellung nach (3.13), kann die Menge aller Differenzfrequenzen im Fall einer Modulation mit  $N$  Frequenzrampen einfach dargestellt werden. Dazu werden die Vektoren  $\underline{a}_i(t)$  zu einer Modulationsmatrix  $\mathbf{A}(t) \in \mathbb{R}^{N \times 4}$  zusammengefasst,

$$\mathbf{A}(t) \stackrel{(3.12),(3.13)}{:=} \left[ \underline{a}_1(t) \quad \underline{a}_2(t) \quad \dots \quad \underline{a}_N(t) \right]^T. \quad (3.14)$$

Die Modulationsmatrix  $\mathbf{A}(t)$  nach (3.14) ist die vollständige Charakterisierung des Sendesignals im Zeitbereich und ermöglicht die Berechnung aller Differenzfrequenzen für ein beliebiges Ziel  $j$  analog zu (3.12), wenn diese zum Vektor  $\underline{f}_j(t)$  zusammengefasst werden

$$\underline{f}_j(t) := \left[ f_{1j}(t) \quad f_{2j}(t) \quad \dots \quad f_{Nj}(t) \right]^T \stackrel{(3.12),(3.14)}{=} \mathbf{A}(t) \underline{p}_j. \quad (3.15)$$

### Auswirkung der Terme höherer Ordnung des Sendesignals

Die bekannte Form der LFM CW-Gleichung (z. B. aus [Stove 1992]) gilt für eine lineare Frequenzrampe ( $\alpha_i = 0 \text{ Hz/s}^2$ ) und für ein Ziel mit konstanter Relativgeschwindigkeit, also  $a_j = 0 \text{ m/s}^2$  sowie  $r_j = 0 \text{ m/s}^3$ . Eine Betrachtung zeigt, dass der Frequenzrampen-Vektor  $\underline{a}_i(t)$  zum Mittenzeitpunkt  $t_i$  nicht vom quadratischen Koeffizienten  $\alpha_i$  des Sendesignals abhängt

$$\underline{a}_i(t_i) \stackrel{(3.12)}{=} \frac{2}{c} \left\{ f_c \begin{bmatrix} 0 & 1 & t_i & \frac{1}{2} t_i^2 \end{bmatrix} + s_i \begin{bmatrix} 1 & t_i & \frac{1}{2} t_i^2 & \frac{1}{6} t_i^3 \end{bmatrix} \right\}^T. \quad (3.16)$$

Der Mittelwert  $\overline{\underline{a}_i}$  des Frequenzrampen-Vektors lässt sich mit (3.16) darstellen als

$$\overline{\underline{a}_i} := \frac{1}{T_i} \int_{t_i - \frac{1}{2} T_i}^{t_i + \frac{1}{2} T_i} \underline{a}_i(t) dt \stackrel{(3.13)}{=} \underline{a}_i(t_i) + \frac{T_i^2}{4c} \left\{ f_c \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{3} \end{bmatrix} + s_i \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ t_i \end{bmatrix} + \alpha_i \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ t_i \\ \frac{1}{2} t_i^2 + \frac{1}{24} T_i^2 \end{bmatrix} \right\}. \quad (3.17)$$



Durch den quadratischen Koeffizienten  $\alpha_i$  des Frequenzverlaufs erfolgt nach (3.17) somit eine zusätzliche Verschiebung des Frequenzmittelwerts,

$$\underline{a}_i^T \underline{p}_j = \underline{a}_i^T \underline{p}_j \Big|_{\alpha_i=0 \frac{\text{Hz}}{\text{s}^2}} + \alpha_i \frac{T_i^2}{4c} \left( v_j + a_j t_i + \left( \frac{1}{2} t_i^2 + \frac{1}{24} T_i^2 \right) r_j \right). \quad (3.18)$$

Ist  $\alpha_i$  bekannt, kann in Abschnitt 3.4 bei der Formulierung der Zielhypothesen eine Berücksichtigung dieser Verschiebung stattfinden, indem eine prädierte Zielfrequenz mit Hilfe von (3.18) korrigiert wird.

Neben dem Frequenzmittelwert verändert  $\alpha_i$  i. Allg. auch den überstrichenen Bereich der Differenzfrequenz, was (in Abhängigkeit der Zielparameter) zu einem veränderten SNR führt. Dadurch kann die Detektionswahrscheinlichkeit eines Ziels gegenüber dem Fall  $\alpha_i = 0 \text{ Hz/s}^2$  sowohl verbessert als auch verschlechtert werden. Den Verlust im SNR durch eine veränderte Frequenz im Vergleich zu einer konstanten Frequenz betrachtet [Fölster 2006]. Liegt eine Vorhersage der Zielparameter vor, kann durch eine gezielte Adaption der Nichtlinearität einer Frequenzrampe für dieses Ziel somit eine Verbesserung des SNR erfolgen, jedoch auf Kosten des SNR von anderen Zielen. Die Auswirkung von nichtlinearen Anteilen einer Frequenzrampe auf die Leistungsfähigkeit der Abstandsschätzung wird in [Scheiblhofer 2006] betrachtet. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird, soweit nicht anders angegeben, von einem exakt linearen Frequenzverlauf ausgegangen, also  $\alpha_i = 0 \text{ Hz/s}^2 \forall i$ .

### Einfluss des Oszillator-Rauschens

Neben den Auswirkungen nichtlinearer Frequenzrampen muss auch der Einfluss von eventuell vorhandenem Frequenzrauschen des zentralen Oszillators (vergleiche Prinzipschaltbild FMCW aus Abbildung 2.4) untersucht werden. Wird die Frequenzrampe von einem additiven, weißen Gauß'schen (AWGN<sup>5</sup>) Frequenzrauschen der Varianz  $\sigma_{\text{osc}}^2$  überlagert, also

$$f_{\text{Tx}}(t) \rightarrow f_{\text{Tx}}(t) + \varepsilon(t) \quad \text{mit} \quad \varepsilon(t) \sim \mathcal{N}\left(0, \sigma_{\text{osc}}^2\right), \quad (3.19)$$

kann dies nach (3.10) auch als Rauschen der Mittenfrequenz  $f_c$  aufgefasst werden, d. h.

$$f_c \rightarrow f_c + \varepsilon(t), \quad (3.20)$$

woraus folgt, dass die Auswirkungen des Frequenzrauschens unabhängig von den höheren Koeffizienten ( $s_i$  und  $\alpha_i$ ) des Sendesignals sind. Dies resultiert nach (3.12) in einer Normalverteilung für die Differenzfrequenz der Form

$$\begin{aligned} f_{ij}(t) &\stackrel{(3.12)}{\sim} \mathcal{N}\left(\underline{a}_i^T(t) \underline{p}_j, \left(\frac{2}{c} \begin{bmatrix} 0 & 1 & t & \frac{1}{2} t^2 \end{bmatrix} \underline{p}_j \sigma_{\text{osc}}\right)^2\right) \\ &= \mathcal{N}\left(\underline{a}_i^T(t) \underline{p}_j, \left(\frac{2}{c} \left(v_j + t a_j + \frac{1}{2} t^2 r_j\right) \sigma_{\text{osc}}\right)^2\right). \end{aligned} \quad (3.21)$$

---

<sup>5</sup>Additive White Gaussian Noise: additives überlagertes, weißes Gauß'sches Rauschen

Durch die Varianz der Differenzfrequenz  $f_{ij}(t)$  nach (3.21) wird eine spektrale Aufweitung des Zielpeaks im Frequenzbereich hervorgerufen (vgl. [Piper 1995]), was folglich zu einem geringeren SNR führt. So führt eine Verdopplung der Varianz der Differenzfrequenz zu einer Halbierung des SNR. Trotz der konstanten Rauschleistung aus (3.19) ist die Varianz der Differenzfrequenz nach (3.21) über den Verlauf der Frequenzrampe offensichtlich nicht konstant, sondern von den Zielparametern abhängig. Somit können (zielabhängig) günstige und ungünstige Konstellationen für die Bestimmung der Differenzfrequenz vorliegen.

### Fehlender bzw. nichtidealer IQ-Mischer

Im Abschnitt 3.2.1 wurde darauf hingewiesen, dass ohne Verwendung eines IQ-Mischers das Vorzeichen der Differenzfrequenz nicht bestimmt werden kann. Die Momentanfrequenzen, die sich nach (3.12) bzw. (3.13) ergeben, können je nach Zielparameter  $p_j$  und Frequenzrampe  $a_i(t)$  jedoch positiv oder negativ sein, weshalb die direkte Bestimmung der Zielparameter aus (3.15) für ein Radar ohne IQ-Mischer falsch sein kann. Möglichkeiten zur Bestimmung der Zielparameter bei einem solchen System werden in Abschnitt 3.4 erörtert.

Auch mit vorhandenem IQ-Mischer kann jedoch nicht von einer perfekten Signalrekonstruktion nach (3.5) ausgegangen werden, da ein realer IQ-Mischer sowohl einen Amplitudenfehler  $\Delta A$  als auch einen Phasenfehler  $\Delta\varphi$  zwischen den beiden Mischerpfaden aufweist. Diese Fehler führen zu einer veränderten Quadratur-Komponente

$$\begin{aligned} \tilde{s}_Q(t) &= (1 + \Delta A) A_{Tx}(t) A_{Rx}(t) \cos(\varphi_{Tx}(t)) \cos\left(\varphi_{Rx}(t) + \left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi\right)\right) \\ &\stackrel{(3.3),(3.4)}{=} (1 + \Delta A) (\cos(\Delta\varphi) s_Q(t) + \sin(\Delta\varphi) s_I(t)), \end{aligned} \quad (3.22)$$

wodurch die Bildung des komplexen Signals  $s_k(t)$  gestört wird und damit

$$\begin{aligned} \tilde{s}_k(t) &= s_I(t) + j \tilde{s}_Q(t) \stackrel{(3.22),(3.5)}{=} s_I(t) + \frac{1 + \Delta A}{2} (s_k(t) e^{j\Delta\varphi} - s_k^*(t) e^{-j\Delta\varphi}) \\ &= s_I(t) + j(1 + \Delta A) \Im \left\{ s_k(t) e^{j\Delta\varphi} \right\} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \left(1 + (1 + \Delta A) e^{j\Delta\varphi}\right) s_k(t) + \left(1 - (1 + \Delta A) e^{-j\Delta\varphi}\right) s_k^*(t) \right\} \end{aligned} \quad (3.23)$$

folgt. Im Fall des idealen IQ-Mischers ( $\Delta A = 0$  und  $\Delta\varphi = 0$ ) ergibt sich das bekannte Ergebnis aus (3.5), der Fall des reellen Mischers wird durch  $\Delta A = -1$  abgedeckt. Im Regelfall erfolgt aber keine unendlich hohe Unterdrückung der Spiegelfrequenz und es ergibt sich das komplexe Verhältnis  $\Lambda$  der Koeffizienten von  $s_k(t)$  und  $s_k^*(t)$  zu

$$\Lambda := \frac{1 + (1 + \Delta A) e^{j\Delta\varphi}}{1 - (1 + \Delta A) e^{-j\Delta\varphi}} \quad \text{mit} \quad |\Lambda|^2 = \frac{2(1 + \Delta A)(1 + \cos(\Delta\varphi)) + \Delta A^2}{2(1 + \Delta A)(1 - \cos(\Delta\varphi)) + \Delta A^2}, \quad (3.24)$$

woraus die marginalisierten Spiegelfrequenzunterdrückungen

$$|\Lambda| \stackrel{\Delta A=0}{=} \sqrt{\frac{1 + \cos(\Delta\varphi)}{1 - \cos(\Delta\varphi)}} = \frac{1}{\tan\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right)} \quad \text{sowie} \quad |\Lambda| \stackrel{\Delta\varphi=0}{=} 1 + \frac{2}{\Delta A} \quad (3.25)$$

folgen. Aus der endlichen Unterdrückung der Spiegelfrequenz resultiert in Abschnitt 3.3.1 eine Wahrscheinlichkeit zur zusätzlichen Detektion der negierten Frequenz. Tabelle 3.1 gibt die betragsmäßige Unterdrückung  $|\Lambda|$  der Spiegelfrequenz in logarithmischer Skalierung für verschiedene Kombinationen von Amplituden- und Phasenfehlern an. Möglichkeiten zur Schätzung und Korrektur des Amplituden- und Phasenfehlers anhand eines bekannten Kalibrationsignals werden in [Churchill 1981] oder [Windisch 2007] vorgestellt.

$\Delta A$	$ \Delta\varphi  \text{ in } ^\circ$						
	0,00	0,01	0,10	0,50	1,00	2,50	5,00
-0,50	4,77	4,77	4,77	4,77	4,77	4,76	4,73
-0,10	12,79	12,79	12,79	12,77	12,73	12,44	11,65
-0,01	22,99	22,99	22,92	21,77	19,97	16,50	13,57
0,00	$\infty$	40,59	30,59	23,60	20,59	16,61	13,60
0,01	23,03	23,03	22,97	21,79	19,98	16,50	13,57
0,10	13,22	13,22	13,22	13,20	13,15	12,81	11,90
0,50	6,99	6,99	6,99	6,99	6,99	6,96	6,89

Tabelle 3.1: Spiegelfrequenzunterdrückung  $10 \log_{10} (|\Lambda|)$  eines realen IQ-Mischers

### Vorverstärkung

Das Mischsignal  $\tilde{s}_k(t)$  wird einer Vorverstärkung zur Rauschunterdrückung unterzogen. Idealerweise weist dazu der Verstärker eine konstante Verstärkung im gesamten verwendeten Frequenzbereich auf. In einem realen Verstärker erfolgt jedoch häufig eine Unterdrückung des Gleichanteils, um eine Verschiebung des optimalen Arbeitspunktes zu verhindern. Daneben fällt die Verstärkung für hohe Frequenzen immer weiter ab, gekennzeichnet durch die sogenannte *Grenzfrequenz*, an der die Verstärkung um 3 dB gegenüber dem Bezugswert abgesunken ist bzw. durch die *Transitfrequenz*, ab der überhaupt keine Verstärkung des Signals mehr stattfindet. Somit liegt i. Allg. eine unterschiedliche Verstärkung für Ziele mit verschiedener Differenzfrequenz vor, weshalb auch die Detektionswahrscheinlichkeit für Ziele trotz identischem RCS variieren kann.

Zur Vereinfachung der folgenden Darstellungen wird die Kennlinie des Vorverstärkers erst in Abschnitt 3.3 berücksichtigt, wo sie als zusätzliche Gewichtung im Frequenzbereich in Erscheinung tritt. Von betragsmäßig sehr kleinen Frequenzen abgesehen, stellt die Nichtidealität des Vorverstärkers in der Praxis allerdings keine relevante Einschränkung der Systemperformance dar. Das gilt auch für das Rauschen der Analog-Digitalwandler, weshalb dieses im weiteren Verlauf der Arbeit vernachlässigt wird.

### 3.2.2 Tiefpassfilterung und Abtastung

Durch die Homodyn-Mischung von Sende- und Empfangssignal entsteht ein Mischsignal  $\tilde{s}_k(t)$ , das sowohl die Summen- als auch Differenzfrequenzen der eingehenden Signale ent-

hält, siehe (3.5), (3.7) und (3.23). Beim LFM CW-Sendesignal handelt es sich zu jedem Zeitpunkt um ein monofrequentes Signal, weshalb alle Zielfrequenzen im Spektrum um den jeweiligen Wert  $f_{\text{Tx}}(t)$  verschoben werden. Da sich die Differenzfrequenz  $f_{\text{Tx}}(t) - f_{\text{Rx}}(t)$ , verglichen mit der Mittenfrequenz, bei vergleichsweise niedrigen Frequenzen befindet, liegt die Summenfrequenz  $f_{\text{Tx}}(t) + f_{\text{Rx}}(t)$  sehr nahe an der doppelten Mittenfrequenz  $2f_c$ , da

$$f_{\text{Tx}}(t) + f_{\text{Rx}}(t) = 2f_{\text{Tx}}(t) - (f_{\text{Tx}}(t) - f_{\text{Rx}}(t)) \approx 2f_{\text{Tx}}(t) \approx 2f_c. \quad (3.26)$$

Aus (3.26) ist direkt ersichtlich, dass die Summenfrequenz bezüglich der unbekanntem Zielparameter die gleiche Information wie die Differenzfrequenz enthält. Die messtechnische Erfassung der Summenfrequenz ist, verglichen mit einer Erfassung der Differenzfrequenz, für  $f_c = 76,5 \text{ GHz}$  allerdings mit einem ungleich höheren Hardwareaufwand verbunden, weshalb in der Praxis durchgängig die Differenzfrequenz ausgewertet wird. Die Summenfrequenz enthält jedoch zusätzliche Information über das tatsächlich *abgestrahlte* (also nicht das angesteuerte, durch Nichtidealitäten verzerrte) Sendesignal, weshalb eine Auswertung in bestimmten Fällen durchaus von Vorteil wäre, etwa zur Kalibrierung der Ansteuerung einer Frequenzrampe.

Um eine Auswertung der Differenzfrequenz mit möglichst niedriger Abtastrate zu ermöglichen, ist eine analoge Tiefpassfilterung des Mischsignals  $\tilde{s}_k(t)$  nötig, um *Aliasing* durch Anteile des Summenterms zu verhindern, was auch die effektive Rauschbandbreite verringert. In dieser Arbeit wird von einer idealen Tiefpassfilterung ausgegangen, so dass das Mischsignal am Eingang des A/D-Wandlers nur die Differenzfrequenzen der Ziele und Rauschen enthält. Die Quantisierung der A/D-Wandlung findet ebenfalls keine Beachtung, da das entstehende Quantisierungsrauschen für übliche Auflösungen (z. B. 16 Bit dynamisch beim Bosch LRR3, siehe [Freundt 2008]) weit unter den sonstigen Rauscheinflüssen des Gesamtsystems liegt und somit die Leistungsfähigkeit nicht begrenzt.

Das Mischsignal setzt sich nach der Tiefpassfilterung somit aus den Differenzfrequenzen von  $M$  Zielen (sofern diese im Durchlassbereich des Filters liegen) sowie einem Gesamttrauschen  $\varepsilon_i(t)$  zusammen. Dieses beinhaltet alle sensorexternen Störungen außer Clutter oder Interferenz und alle sensorinternen Rauschprozesse (thermisches Rauschen,  $1/f$ -Rauschen usw.). Durch die Superposition vieler unabhängiger Rauschquellen kann es nach dem zentralen Grenzwertsatz (siehe [Böhme 1998] sowie [Kim 2008]) in guter Näherung als mittelwertfrei normalverteilt modelliert werden, also

$$\varepsilon_i(t) := \varepsilon_{i,I}(t) + j\varepsilon_{i,Q}(t) \text{ mit } \varepsilon_{i,I}(t), \varepsilon_{i,Q}(t) \sim \mathcal{N}\left(0, \sigma_t^2\right) \text{ und unabhängig.} \quad (3.27)$$

Findet die Mischung dagegen mit einem einfachen Mischer statt ( $\Delta A = -1$ ), so gilt  $\varepsilon_i(t) = \varepsilon_{i,I}(t)$ . Die Varianz  $\sigma_t^2$  ist für alle Zeitsignale näherungsweise identisch, da von einer Stationarität der Rauschleistung über die Dauer einer Modulation ausgegangen werden kann.

Aus der Superposition folgt das Gesamtsignal  $x_i(t)$  der  $i$ -ten Frequenzrampe nach der idealen Tiefpassfilterung

$$x_i(t) \stackrel{(3.23)}{:=} \varepsilon_i(t) + \frac{1 + (1 + \Delta A) e^{j\Delta\varphi}}{4} A_{\text{Tx},i}(t) \cdot \sum_{j=1}^M A_{\text{Rx},j}(t) \left\{ e^{j2\pi \int_{t_i - \frac{1}{2}T_i}^t f_{ij}(\xi) d\xi} + \frac{1}{\Lambda} e^{-j2\pi \int_{t_i - \frac{1}{2}T_i}^t f_{ij}(\xi) d\xi} \right\}. \quad (3.28)$$

Dieses Signal weist eine Zeitdauer von  $T_i$  auf und wird im A/D-Wandler mit der Abtastfrequenz  $F_{s,i} := \frac{L_i}{T_i}$  in die wertekontinuierliche Folge  $\tilde{x}_i(n)$  der Länge  $L_i$  mit dem diskreten Zeitindex  $n$  gewandelt. In der Praxis erfolgt häufig eine Abtastung mit höherer Frequenz und anschließender Dezimierung zur Rauschunterdrückung (siehe [Freundt 2008], Theorie in [Oppenheim 1999]). Die Abtastung kann mit den Operatoren  $\text{rep}_T\{x(t)\}$  und  $\text{comb}_T\{x(t)\}$  nach [Brandwood 2003] sehr einfach dargestellt werden, da sich mit

$$\text{rep}_T\{x(t)\} := \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(t - lT), \quad \text{comb}_T\{x(t)\} := \sum_{l=-\infty}^{\infty} x(lT) \delta(t - lT) \quad (3.29)$$

ein abgetastetes Signal

$$\tilde{x}_i(t) := \text{comb}_{\frac{T_i}{L_i}}\{x_i(t)\} \quad (3.30)$$

ergibt, aus dem nach dem Übergang der kontinuierlichen Dirac-Delta Distribution  $\delta(t)$  auf das zeitdiskrete Indicatorsignal  $\delta(n)$  die Folge  $\tilde{x}_i(n)$  entsteht.

### 3.2.3 Spektralanalyse

Wie aus (3.15) ersichtlich wird, ist die Information über die gesuchten Zielparameter  $\underline{p}_j$  eines Ziels  $j$  vollständig im Vektor der momentanen Differenzfrequenzen  $\underline{f}_j(t)$  enthalten. Eine Auswertung des Frequenzgehalts eines Signals erfolgt vorteilhaft im Frequenzbereich, weshalb das abgetastete Basisbandsignal  $\tilde{x}_i(n)$  mittels FFT (siehe z. B. [Donnelly 2005]), einer effizienten Realisierung der DFT<sup>6</sup>, in den Frequenzbereich transformiert wird. Einen umfassenden Überblick über Methoden zur Spektralanalyse bieten [Kay 1981], [Brandwood 2003], [Chen 2002] und [Boashash 1992].

Ein klarer Vorteil der Nutzung der FFT zur Spektralanalyse besteht, neben ihrer sehr schnellen Berechenbarkeit, in der implizit durchgeführten zeitlichen Mittelung der abgetasteten Frequenzen, siehe [Brandwood 2003]. Daneben kann gezeigt werden (vgl. [Rife 1974]), dass die Position des Maximums im Periodogramm<sup>7</sup> eines monofrequenten Signals in AWGN mit dem Maximum-Likelihood Schätzer übereinstimmt. Die erwähnte Mittelung der abgetasteten Momentanfrequenzen ist allerdings auch der limitierende Faktor bei der Nutzung der FFT, da sie die Analyse nichtlinearer FMCW-Sendesignale erschwert bzw. verhindert. Hierfür bieten sich dynamische Spektralanalysen an, wie etwa die STFT (siehe [Allen 1977]). Die Verwandtschaft der DFT mit hochauflösenden Methoden wird in [Mayrargue 1991] untersucht,

<sup>6</sup>Discrete Fourier Transform: diskrete Fouriertransformation, Abtastung der Fouriertransformation im Frequenzbereich

<sup>7</sup>Quadrat des Betrags der Fouriertransformierten, auch Leistungsdichtespektrum genannt. Nach dem Wiener-Khinchine-Theorem entspricht das Periodogramm der Fouriertransformierten der Autokorrelationsfunktion.

eine Gegenüberstellung verschiedener Methoden für ein Automobilradar gibt [Chabert 2004], sowie speziell adaptierte Methoden für beschleunigte Ziele in [Zou 2008].

Vor der Anwendung der FFT muss eine Fensterung<sup>8</sup> des abgetasteten Empfangssignals  $\tilde{x}_i(n)$  durchgeführt werden. Diese dient zur Abschwächung des sogenannten spektral leakage<sup>9</sup>-Effekts, der durch die Auswertung der FFT über einer nicht ganzzahligen Anzahl von Schwingungen im abgetasteten Zeitsignal entsteht. Dies wiederum führt durch die periodische Fortsetzung des Zeitsignals zu Diskontinuitäten und damit zu breitbandigem spektralem Verhalten.

In der Literatur sind verschiedene Fensterfunktionen bekannt (siehe [Harris 1978]), die im Wesentlichen anhand zweier Kriterien unterschieden werden: der Hauptkeulenbreite<sup>10</sup> und der Nebenkeulendämpfung<sup>11</sup>, deren Werte einem Kompromiss unterliegen. So weist beispielsweise das Rechteckfenster (das grundsätzlich implizit verwendet wird, da es der Indikatorfunktion eines Signals mit endlichem Träger entspricht) nach [Harris 1978] eine 3 dB-Hauptkeulenbreite von 0,89 FFT-Bin, bei gleichzeitiger Nebenkeulendämpfung von 13 dB auf. Die Hauptkeulenbreite eines Dolph-Chebyshev-Fensters dagegen (das die Hauptkeulenbreite für eine gegebene Nebenkeulendämpfung minimiert) beträgt 1,65 FFT-Bin bei gleichzeitig verbesserter Nebenkeulendämpfung von 80 dB. Grundsätzlich ermöglicht eine geringe Hauptkeulenbreite die Trennung und damit Ordnungsschätzung nah benachbarter Frequenzen im Spektrum, während eine hohe Nebenkeulendämpfung die Abschattung umliegender Frequenzen vermindert, welche zu einem Bias<sup>12</sup> in der Frequenzschätzung führt. Die Nebenkeulendämpfung ist für ein Kfz-Radarsystem auch deshalb besonders wichtig, da die relevanten Ziele einen sehr großen Dynamikbereich abdecken (siehe Tabelle B.2) und schwache Ziele nicht durch die Nebenkeulen stärkerer Ziele verdeckt werden dürfen. Eine gute Übersicht über das Potential einer Fensterfunktion zur Trennung zweier Frequenzen unterschiedlicher Amplitude und Phase gibt [Rihaczek 1996]. Ein weiteres Kriterium bei der Auswahl einer geeigneten Fensterfunktion ist der jeweilige SNR-Verlust im Vergleich zu einem Rechteckfenster, welcher sich durch unterschiedliche effektive Rauschbandbreiten der verschiedenen Fenster ergibt.

Statt der direkten Anwendung der Definitionsgleichung der FFT soll hier der Umweg über die kontinuierliche Fouriertransformation mit anschließender Abtastung im Frequenzbereich erfolgen. Eine Abtastung im Zeitbereich nach (3.30) transformiert sich auf eine periodische Wiederholung im Frequenzbereich, was mit den eingeführten Operatoren aus (3.29) effizient dargestellt werden kann, da

$$\mathcal{F} \{ \text{comb}_X \{ y \} \} = \frac{1}{|X|} \text{rep}_{\frac{1}{X}} \{ \mathcal{F} \{ y \} \} \quad (3.31)$$

$$\text{sowie } \mathcal{F} \{ \text{rep}_X \{ y \} \} = \frac{1}{|X|} \text{comb}_{\frac{1}{X}} \{ \mathcal{F} \{ y \} \}, \quad (3.32)$$

<sup>8</sup> Multiplikative Gewichtung eines Signals mit einer Funktion auf endlichem Träger.

<sup>9</sup> spektrale Aufweitung

<sup>10</sup> Spektrale Breite des Intervalls zwischen den ersten Nullstellen oder 3dB-Punkten

<sup>11</sup> Verhältnis des Hauptmaximums im Spektrum der Fensterfunktion zum ersten Nebenmaximum

<sup>12</sup> Systematischer Fehler.

siehe [Brandwood 2003]. Soll statt der idealen Abtastung mit  $\delta(t)$  die real verwendete Impulsform berücksichtigt werden, muss das ideal abgetastete Signal noch mit dieser gefaltet werden. Die Fouriertransformierte  $\tilde{X}_i(f)$  des Zeitsignals folgt somit direkt als periodische Wiederholung der Fouriertransformierten  $X_i(f)$  aus (3.28). Diese kann nicht geschlossen dargestellt werden, da eine solche Darstellung nur für einen quadratischen Exponenten bekannt ist, das vorliegende Integral der Differenzfrequenz  $f_{ij}(t)$  aber die Ordnung Vier besitzt (da  $\alpha_i = 0 \text{ Hz/s}^2$ ), was in Gammafunktionen resultiert. Über das sogenannte *Prinzip der stationären Phase* aus [Born 1959] oder [Cook 1993], welches in der Statistik als *Laplace Approximation*<sup>13</sup> (vgl. [Small 2010]) bekannt ist, kann jedoch aufgrund des, bei LFM CW üblicherweise vorliegenden, großen Zeit-Bandbreite-Produkts eine gute Näherung angegeben werden. Dazu müssen die Zeitpunkte *stationärer Phase*  $t_{\text{stat},ij}$  berechnet werden, die sich als Lösung der Gleichung

$$f_{ij}(t_{\text{stat},ij}) = \underline{a}_i^T(t_{\text{stat},ij}) \underline{p}_j \stackrel{!}{=} f \quad (3.33)$$

ergeben. Für ein Frontal-Fernbereichsradar können durch den vergleichsweise geringen Öffnungswinkel die betragsmäßig kleinen Zielparameter  $a_j$  und  $r_j$  zur Bestimmung von  $t_{\text{stat},ij}$  vernachlässigt werden, weshalb sich näherungsweise

$$t_{\text{stat},ij} \stackrel{(3.12),(3.33)}{\approx} \frac{1}{2s_i v_j} \left( \frac{c}{2} f - (s_i d_j + (f_c - s_i t_i) v_j) \right) \quad (3.34)$$

ergibt. Damit folgt eine Näherung der Fouriertransformierten  $X_i(f)$  aus (3.28) bei vorläufiger Vernachlässigung der Spiegelfrequenzen ( $\Lambda \rightarrow \infty$ ) zu

$$X_i(f) \approx e^{-j\frac{\pi}{4}} \sum_{j=1}^M A_{ij} e^{j2\pi \left( \int_{t_i - \frac{1}{2}T_i}^{t_{\text{stat},ij}} f_{ij}(\xi) d\xi - f t_{\text{stat},ij} \right)} \quad (3.35)$$

mit

$$A_{ij} = \frac{1 + (1 + \Delta A) e^{j\Delta\varphi}}{4} A_{\text{Tx},i}(t_{\text{stat},ij}) A_{\text{Rx},j}(t_{\text{stat},ij}) \sqrt{\frac{-\pi}{2 \frac{df_{ij}(t)}{dt} \Big|_{t=t_{\text{stat},ij}}}}. \quad (3.36)$$

Der Spiegelfrequenz-Term kann nun durch konjugiert komplexe Überlagerung, gewichtet mit  $\frac{1}{\Lambda}$ , wieder hinzugefügt werden. Das Spektrum  $X_i(f)$  nach (3.35) besteht aus  $M$  Peaks realer Impulsform ( $|A_{ij}|$  ist eine Funktion von  $t_{\text{stat},ij}$  und damit von  $f$ ), deren Mittenfrequenzen in sehr guter Näherung der gemittelten Frequenz  $\underline{a}_i^T \underline{p}_j$  nach (3.17) entsprechen. Die jeweilige Impulsform wird neben dem Amplitudenverlauf des Sendesignals  $A_{\text{Tx},i}(t)$  und der ersten Ableitung der Differenzfrequenz (siehe (3.36)) maßgeblich durch die Fouriertransformierte der Fensterfunktion  $W(f)$  bestimmt. Verschiedene Approximationen für das Spektrum aus (3.35) werden in [Newhouse 1973] betrachtet.

Hinzu kommt noch die bislang vernachlässigte Auswirkung der analogen Tiefpassfilterung aus Abschnitt 3.2.2, welche sich als eine multiplikative Gewichtung des bisherigen Spek-

<sup>13</sup>Näherungslösung eines Integrals mit Exponentialfunktion durch Bildung der Taylor-Reihe des Logarithmus der zu integrierenden Funktion am Ort des Maximums dieser Funktion

trums mit der Filterkennlinie  $G_{\text{TP}}(f)$  offenbart. Das gesuchte diskrete Spektrum der FFT ergibt sich abschließend als Abtastung des kontinuierlichen Spektrums im Frequenzbereich, was auf

$$Y(f) = \text{comb}_{\frac{1}{T_i}} \left\{ G_{\text{TP}}(f) \left[ \sum_{j=1}^M A_{ij} \cdot \left( W\left(f - \underline{\bar{a}}_i^T \underline{p}_j\right) + \frac{1}{\Lambda} W\left(f + \underline{\bar{a}}_i^T \underline{p}_j\right) \right) \right] \right\} \quad (3.37)$$

und damit schließlich auf

$$\tilde{Y}(k) = \tilde{G}_{\text{TP}}(k) \left[ \sum_{j=1}^M A_{ij} \cdot \left( \tilde{W}\left(k - T_i \underline{\bar{a}}_i^T \underline{p}_j\right) + \frac{1}{\Lambda} \tilde{W}\left(k + T_i \underline{\bar{a}}_i^T \underline{p}_j\right) \right) \right] \quad (3.38)$$

führt, mit dem Fensterspektrum  $\tilde{W}(k)$  im Frequenznummernbereich und dem gemittelten Frequenzrampen-Vektor  $\underline{\bar{a}}_i$  nach (3.17). Das AWGN im Zeitbereich  $\varepsilon_i(t)$  nach (3.27) wird durch die FFT nach Anhang A.4 auf ein ebenfalls weißes Rauschen  $\varepsilon_i(k) := \varepsilon_{i,\text{I}}(k) + j \varepsilon_{i,\text{Q}}(k)$  der spektralen Amplituden transformiert, mit identisch verteiltem, unabhängigem Real- und Imaginärteil:

$$\varepsilon_{i,\text{I}}(k), \varepsilon_{i,\text{Q}}(k) \sim \mathcal{N}\left(0, \sigma_f^2\right) \stackrel{\text{(A.23)}}{=} \mathcal{N}\left(0, T_i^2 \sigma_t^2\right), \quad \varepsilon_{i,\text{I}}(k), \varepsilon_{i,\text{Q}}(k) \text{ unabhängig.} \quad (3.39)$$

Die Rauschvarianz im Frequenzbereich wird somit direkt von der Rampendauer  $T$  beeinflusst, das SNR wird nach (A.22) um den Faktor  $L_i$  erhöht, was allerdings einer angepassten Definition zu verdanken ist.

Um eine direkte Berechnung der Differenzfrequenzen aus den Zielparametern im Frequenznummernbereich analog zu (3.15) zu ermöglichen, ist eine Adaption der Modulationsmatrix aus (3.14) nötig, die nach (3.38) offensichtlich auf

$$\mathbf{B} := \left[ \underline{b}_1 \quad \underline{b}_2 \quad \cdots \quad \underline{b}_N \right]^T \stackrel{\text{(3.38)}}{=} \left[ T_1 \underline{\bar{a}}_1 \quad T_2 \underline{\bar{a}}_2 \quad \cdots \quad T_N \underline{\bar{a}}_N \right]^T \quad (3.40)$$

führt. Mit der angepassten Modulationsmatrix  $\mathbf{B}$  nach (3.40) kann eine direkte Berechnung der Differenzfrequenz  $k_{ij}$  eines Ziels  $j$  für ein Sendesignal  $i$  nach der FFT erfolgen,

$$k_{ij} = \underline{b}_i^T \underline{p}_j = \frac{2}{c} T_i \left\{ f_c \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ t_i \\ \frac{1}{2} t_i^2 + \frac{1}{24} T_i^2 \end{bmatrix} + s_i \begin{bmatrix} 1 \\ t_i \\ \frac{1}{2} t_i^2 + \frac{1}{8} T_i^2 \\ \frac{1}{6} t_i^3 + \frac{1}{8} t_i T_i^2 \end{bmatrix} \right\}^T \underline{p}_j = T_i f_{ij} \quad (3.41)$$

Die FMCW-Gleichung (3.41) bildet die Grundlage für einen Großteil der weiteren Betrachtungen in dieser Arbeit und stellt eine verallgemeinerte Form der bekannten Gleichung aus [Stove 1992] bzw. einer ersten Erweiterung aus [Kulpa 2000] dar. Gegenüber den dortigen Ergebnissen tritt in (3.41) auch bei Vernachlässigung von Relativbeschleunigung und Relativruck ein zusätzlicher Term auf ( $f_c$  wird zu  $f_c + s_i t_i$ ), welcher der Beachtung des sequentiell-



len Aussendens der Frequenzrampen geschuldet ist, gegenüber einem gleichzeitigen Aussenden (also  $t_i = 0$ s) in den zitierten Quellen. Die Auswirkungen dieser Erweiterung werden im weiteren Verlauf der Arbeit bei vielen Themenkomplexen behandelt und illustriert.

### 3.3 Verarbeitung im Frequenzbereich

Die Information über die zu bestimmenden Zielparameter ist nach (3.15) im Term der Differenzfrequenz des Mischsignals enthalten. Ziel der Verarbeitung im Frequenzbereich ist zum Einen die Ordnungsschätzung, also die Bestimmung der Anzahl der enthaltenen Zielfrequenzen des Zeitsignals  $\tilde{x}(n)$ , zum Anderen soll eine Parameterschätzung jedes enthaltenen Signals durchgeführt werden. Neben der Frequenz selbst ist auch die Amplitude zu schätzen, woraus das RCS eines Ziels gewonnen werden kann. Das grundlegende Verfahren zur Bestimmung der Ordnung und Position der Frequenzen wird in der Literatur als *Peakdetektion* bezeichnet, darauf folgt eine Interpolation zur Verbesserung der Frequenzschätzung.

#### 3.3.1 Peakdetektion

Bei der Peakdetektion werden, wie in 3.2.3 beschrieben, die Maxima im Periodogramm der Fouriertransformierten  $\tilde{Y}(k)$  nach (3.38) bestimmt. Die Anzahl der Maxima liefert eine Ordnungsschätzung; ihre Position, Amplitude und ggf. Phase sind relevant für die anschließende Parameterschätzung. Da es sich bei  $\tilde{Y}(k)$  um ein rauschbehaftetes, frequenzdiskretes Signal handelt, kann zur Identifikation der Maxima nicht die klassische Nullstellenbestimmung der Ableitung verwendet werden. Vielmehr ist die Anwendung eines Hypothesentests sinnvoller, der für jeden Frequenzbin  $k$  eine gesonderte Entscheidung über das Vorhandensein bzw. Nichtvorhandensein eines Ziels ermöglicht. Dazu werden die zwei Hypothesen

$\mathcal{H}_0$ : Frequenzbin  $k$  enthält nur Rauschen,

$\mathcal{H}_1$ : Frequenzbin  $k$  enthält ein Ziel und Rauschen  
eingeführt.

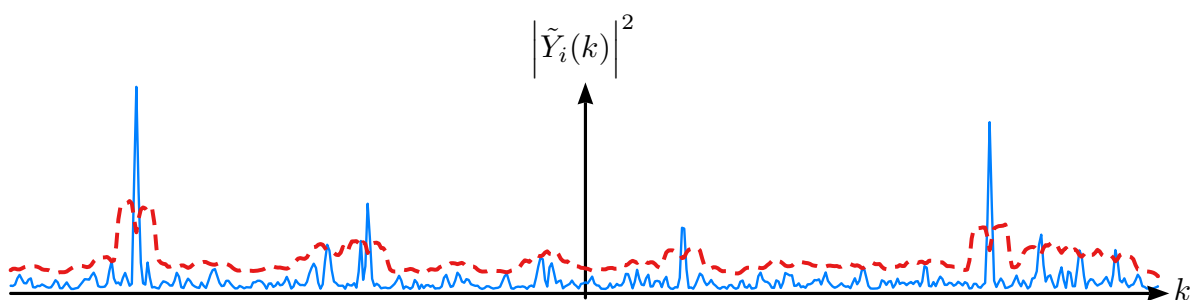


Abbildung 3.2: Leistungsdichtespektrum und Entscheidungsschwelle

In Abbildung 3.2 ist das Leistungsdichtespektrum eines Mischsignals mit  $M = 5$  Zielfrequenzen in blau dargestellt, eine mögliche Entscheidungsschwelle  $\eta(k)$  rot gestrichelt. Nach (3.39) sind Real- und Imaginärteil der Fouriertransformierten mit weißem, unabhängigem Gauß'schen Rauschen behaftet. Unter der Hypothese  $\mathcal{H}_0$  folgt daraus eine Verteilung des Betrags  $A(k) := \left| \tilde{Y}_i(k) \right|$  der Fouriertransformierten, die der sogenannten *Rayleigh*-Verteilung

(siehe [Levanon 1988] oder [Ludloff 2002]) entspricht. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion dieser Verteilung ist

$$p(A(k)|\mathcal{H}_0) = \frac{A(k)}{\sigma_f^2} e^{-\frac{1}{2} \frac{A^2(k)}{\sigma_f^2}} \quad (3.42)$$

und in Abbildung 3.3 als blaue Kurve gegeben, wobei  $\sigma_f^2$  nach (3.39) der Rauschleistung entspricht. Bei Vorhandensein eines Ziels  $j$  liegt in Abhängigkeit vom SNR des Ziels im Mittel ein größerer Wert für den Betrag  $A(k)$  vor, dessen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion nun einer sogenannten *Rice*-Verteilung (siehe [Levanon 1988]) gehorcht,

$$\begin{aligned} p(A(k)|\mathcal{H}_1) &= \frac{A(k)}{\sigma_f^2} e^{-\frac{1}{2} \frac{A^2(k)+2\sigma_f^2 \text{SNR}_j}{\sigma_f^2}} I_0\left(\sqrt{\frac{2\text{SNR}_j}{\sigma_f^2}} A(k)\right) \\ &\stackrel{(3.42)}{=} p(A(k)|\mathcal{H}_0) e^{-\text{SNR}_j} I_0\left(\sqrt{\frac{2\text{SNR}_j}{\sigma_f^2}} A(k)\right), \end{aligned} \quad (3.43)$$

in Abbildung 3.3 als grüne Kurve dargestellt. Dabei ist  $\text{SNR}_j$  das (lineare) SNR des Ziels  $j$  im Frequenzbereich und  $I_0(\cdot)$  die modifizierte Besselfunktion 1-ter Art, 0-ter Ordnung [Bronstein 2001]. Wie erwartet ergibt sich die Rayleigh-Verteilung als Spezialfall der Rice-Verteilung für ein Ziel mit verschwindender Signalenergie, d. h.  $\text{SNR}_j = 0$ .

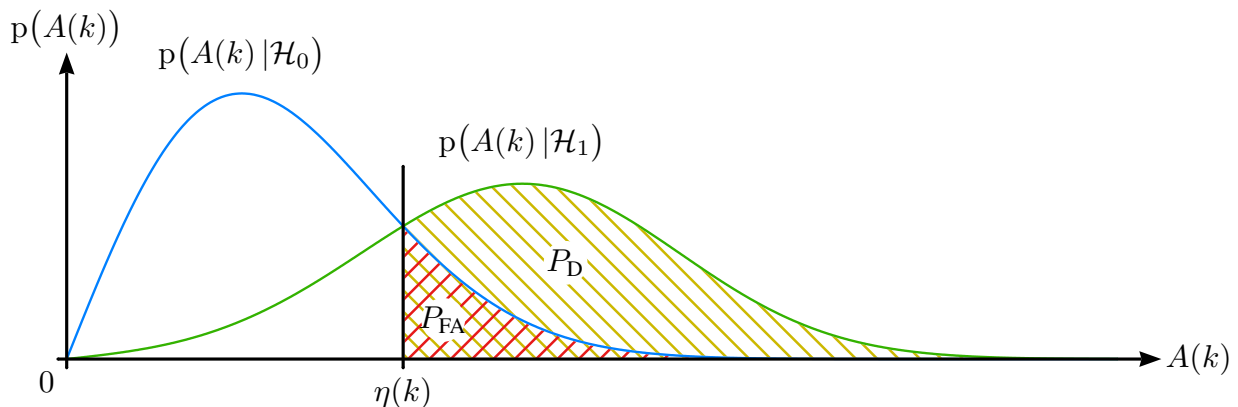


Abbildung 3.3: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des spektralen Betrags für Rauschen ( $\mathcal{H}_0$ ) und Signal + Rauschen ( $\mathcal{H}_1$ )

Basierend auf den Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen für die beiden Hypothesen soll nun für jeden Frequenzbin  $k$  ein Schwellwert  $\eta(k)$  berechnet werden, der eine möglichst optimale Entscheidungsschwelle zwischen  $\mathcal{H}_0$  und  $\mathcal{H}_1$  darstellt. Dazu wird häufig eine Entscheidungsschwelle nach dem Bayes-Risiko-Kriterium vorgeschlagen, welche das Risiko einer Fehlentscheidung minimiert, siehe [Schwartz 1975] oder [Kay 1998]. Da dieses Risiko für den Detektor eines Radarsystems jedoch nur schwer zu beziffern ist und die Auftretswahrscheinlichkeiten i. Allg. unbekannt sind, wird klassisch eine andere Vorgehensweise gewählt. Als Kriterien für die Optimierungsaufgabe werden für diesen Detektor die *Detektionswahrscheinlichkeit*  $P_D := P(\mathcal{E}_1|\mathcal{H}_1)$ , in Abbildung 3.3 als dunkelgelb schraffierter Bereich dargestellt und im Idealfall gleich eins, sowie die *Falschalarmwahrscheinlichkeit*  $P_{FA} := P(\mathcal{E}_1|\mathcal{H}_0)$ , in

der Abbildung rot schraffiert und idealerweise gleich null, herangezogen. Darin kennzeichnet  $\mathcal{E}_1$  die Entscheidung zur Annahme von Hypothese  $\mathcal{H}_1$ . Da sich diese Kriterien gegenläufig verhalten und somit nicht gleichzeitig optimiert werden können, wird in der Praxis der Kompromiss getroffen, einen festen Maximalwert für die Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_{\text{FA}}$  zu tolerieren und die Detektionswahrscheinlichkeit zu maximieren. Diese Vorgehensweise wird als *Neyman-Pearson-Kriterium* [Neyman 1933] bezeichnet, siehe auch [Levanon 1988] oder [Kay 1998]. Weitere Grundlagen finden sich in [Marcum 1960]. Mit dem Schwellwert  $\eta(k)$  aus Abbildung 3.3 ergibt sich mit (3.42) offenbar [Levanon 1988]

$$P_{\text{FA}} = \int_{\eta(k)}^{\infty} p(A(k)|\mathcal{H}_0) dA(k) = e^{-\frac{1}{2} \frac{\eta^2(k)}{\sigma_f^2}}, \quad (3.44)$$

wodurch der Schwellwert für ein vorgegebenes  $P_{\text{FA}}$  bereits festliegt. Die Detektionswahrscheinlichkeit ergibt sich analog zu

$$P_{\text{D}} = \int_{\eta(k)}^{\infty} p(A(k)|\mathcal{H}_1) dA(k) \approx \frac{1}{2} \left( 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{\eta(k)}{\sqrt{2\sigma_f^2}} - \sqrt{\text{SNR}_j} \right) \right), \quad \text{SNR}_j \gg 0, \quad (3.45)$$

wobei die Näherung nach (3.45) für große SNR gültig ist, mit der Gauß'schen Fehlerfunktion  $\operatorname{erf}(\cdot)$  [Bronstein 2001]. Die Herleitung der exakten Gleichung wird ein [Kenefic 1992] durchgeführt. Für eine Wahl der Schwelle nach Neyman-Pearson ( $\eta(k)$  aus (3.44)) folgt damit nach kurzer Rechnung (siehe [Levanon 1988]) ein wichtiger Zusammenhang,

$$P_{\text{D}} = P_{\text{FA}}^{\frac{1}{1+\text{SNR}_j}}, \quad \text{SNR}_j \gg 0. \quad (3.46)$$

Dieser Zusammenhang behält auch dann seine Gültigkeit, wenn die Amplitude eines Ziels keinen konstanten Wert aufweist, sondern ebenfalls als Zufallsvariable modelliert wird, die einer Rayleigh-Verteilung gehorcht. In diesem Fall ist in (3.46) der Erwartungswert des SNR zu verwenden. In der Realität unterliegt das RCS (und damit die Amplitude) in der Regel großen Schwankungen sobald sich der Aspektwinkel eines ausgedehnten Ziels ändert, siehe [Skolnik 2001] oder [Schneider 1998]. Dieser Effekt wird als *Szintillation* bezeichnet [Ludloff 2002]. Verbreitete Modelle zur Zielfluktuation wurden in [Swerling 1954] vorgeschlagen, wobei die beschriebene Fluktuation der Zielamplitude nach einer Rayleigh-Verteilung den Typen Swerling I bzw. Swerling II entspricht. Alternative Ansätze zur Peakdetektion führen die Frequenzschätzung direkt im Zeitbereich durch (siehe [Rife 1974] für einen Überblick und [Peleg 1995] für einen speziell auf Chirp-Signale angepassten Algorithmus) oder nutzen Zustandsraumdarstellungen wie in [Gulden 2001].

### Vergleich verschiedener Verfahren zur Peakdetektion

Durch Vorgabe eines festen  $P_{\text{FA}}$  folgt nach Neyman-Pearson ein Schwellwert  $\eta(k)$  von

$$\eta(k) \stackrel{(3.44)}{=} \sqrt{-2\sigma_f^2 \ln P_{\text{FA}}}. \quad (3.47)$$

Die Rauschleistung  $\sigma_f^2$  ist in (3.47) allerdings unbekannt und kann sich über Temperatur, Alterung, Situation im Sensorumfeld, etc. verändern, weshalb diese geschätzt werden muss. Um dabei Verzerrungen durch Ziele zu vermeiden, erfolgt die Schätzung nach [Ludloff 2002] idealerweise aus einer Leermessung, in der also keine Zielenergie enthalten ist. Da dies häufig nicht garantiert werden kann, die Rauschleistung sich stark zwischen zwei Zyklen verändert bzw. eine nicht tolerierbare Anhebung der mittleren Zykluszeit für Zielmessungen zur Folge hat, wird die Schätzung der Rauschleistung parallel zur Zielmessung durchgeführt, dann aber nicht global über das gesamte Spektrum, sondern in einer lokalen Umgebung jedes Frequenzbins. Detektoren, die eine solche lokale Schätzung der Rauschleistung für jeden Frequenzbin durchführen, um eine konstante Falschalarmwahrscheinlichkeit nach (3.44) zu erhalten, werden als CFAR<sup>14</sup>-Detektoren bezeichnet. Für eine Übersicht verschiedener Ansätze sei auf [Levanon 1988], [Ludloff 2002] und [Blake 1988] verwiesen. Ein verwandtes Problem, die Detektion von Sprecheraktivität in Audiosignalen, wird in [Li 2005] behandelt.

Im Laufe der Zeit haben sich verschiedene Ausprägungen von CFAR-Detektoren entwickelt (siehe [Shor 1991]), von denen die zwei bekanntesten hier betrachtet werden sollen. In beiden Fällen wird die Schätzung der lokalen Rauschleistung anhand von  $Z_{\text{Test}}$  Frequenzbins symmetrisch um den betrachteten Frequenzbin  $k$  (hier auch *Testzelle* genannt) durchgeführt. Von diesen  $Z_{\text{Test}}$  Frequenzbins werden  $Z_{\text{Schutz}}$  Frequenzbins einschließlich  $k$ , wiederum symmetrisch um  $k$  angeordnet, als Schutzzellen bezeichnet und für die Schätzung von  $\sigma_f^2$  nicht verwendet. Aus der Menge der  $Z_{\text{Test}}$  Frequenzbins abzüglich der Schutzzellen wird anschließend durch verschiedene Schätzer ein Schätzwert für  $\sigma_f^2$  berechnet. Die Randbereiche des Spektrums erfordern dabei eine gesonderte Behandlung. Die Schwelle ergibt sich anschließend als Skalierung der Rauschvarianz mit einem geeigneten Wert.

- Der CA-CFAR<sup>15</sup>-Detektor bildet die Schwelle  $\eta(k)$  über eine Skalierung des arithmetischen Mittelwerts der Werte der Testzellen (unter Vernachlässigung der Schutzzellen) mit dem Skalierungsfaktor  $\Psi_{\text{CA}}$ ,  $\eta(k) := \frac{\Psi_{\text{CA}}}{|Z_{\text{Test}} \setminus Z_{\text{Schutz}}|} \sum_{k \in \{Z_{\text{Test}} \setminus Z_{\text{Schutz}}\}} A(k)$  Dieser Skalierungsfaktor berechnet sich nach [Anastassopoulos 1992] zu

$$P_{\text{FA}} = (\Psi_{\text{CA}} + 1)^{Z_{\text{Schutz}} - Z_{\text{Test}}} \quad (3.48)$$

$$\Rightarrow \Psi_{\text{CA}} = (P_{\text{FA}})^{\frac{1}{Z_{\text{Schutz}} - Z_{\text{Test}}}} - 1 \quad (3.49)$$

und ist wie gewünscht unabhängig von der Rauschleistung  $\sigma_f^2$ . Unter der Annahme, dass sich in den  $Z_{\text{Test}}$  betrachteten Frequenzbins keine weiteren Ziele befinden, und ein etwaiges Ziel in der Testzelle durch die  $Z_{\text{Schutz}}$  Schutzzellen vollständig ausgeblendet wird, erreicht dieser Detektor die geringst mögliche Varianz bei der erwartungstreuen Schätzung von  $\sigma_f^2$  [Kay 1993] und damit eine optimale Wahl der Schwelle. Da aber die Annahme, dass sich in den Testzellen keine weiteren Ziele befinden, häufig verletzt wird, ist die Verwendung einer alternativen Vorgehensweise sinnvoll, vgl. [Rohling 1983].

<sup>14</sup>Constant False Alarm Rate: Detektion mit konstanter Rate an Falschalarmen

<sup>15</sup>Cell Averaging-CFAR: CFAR-Detektor mit Mittelung

- Beim **OS-CFAR**<sup>16</sup>-Detektor werden die spektralen Beträge der betrachteten Frequenzbins der Größe nach aufsteigend sortiert und daraufhin der Wert mit dem festen Quantil  $\frac{Q}{Z_{\text{Test}} - Z_{\text{Schutz}}}$ , z. B. der 75 %-Wert der sortierten Menge, nach einer abschließenden Skalierung mit  $\Psi_{\text{OS}}$  als Schwelle verwendet, siehe [Rohling 1983]. So wird z. B. die im **GO-CFAR**<sup>17</sup>-Detektor angewandte Bildung des Maximums durch den Fall  $Q = Z_{\text{Test}} - Z_{\text{Schutz}}$  abgedeckt.

Diese Vorgehensweise entspricht einer Erweiterung der Medianfilterung und ist weniger anfällig für zusätzliche Zielenergie in den Schutzzellen, da diese den Median bzw. ein vergleichbares Quantil der Wertemenge kaum beeinflusst. In [Ludloff 2002] sind die Verluste angegeben, die durch Zielenergie in den Testzellen hervorgerufen werden. Nach [Rohling 1983] oder [Büning 1998] kann die Falschalarmwahrscheinlichkeit durch folgende gebrochen rationale Funktion ausgedrückt werden,

$$P_{\text{FA}} = \frac{(\Psi_{\text{OS}} + Z_{\text{Test}} - Z_{\text{Schutz}} - Q)!(Z_{\text{Test}} - Z_{\text{Schutz}})!}{(\Psi_{\text{OS}} + Z_{\text{Test}} - Z_{\text{Schutz}})!(Z_{\text{Test}} - Z_{\text{Schutz}} - Q)!}, \quad (3.50)$$

die wiederum unabhängig von der Rauschleistung  $\sigma_f^2$  ist. Für einen vorgegebenen Wert von  $P_{\text{FA}}$  kann der gesuchte Skalierungsfaktor  $\Psi_{\text{OS}}$  aus (3.50) ermittelt werden, eine vereinfachte Berechnung der Fakultäten bietet die *Stirlingsche Näherungsformel* (siehe [Bronstein 2001]).

Beide Verfahren haben ihre spezifischen Stärken und Schwächen, die sich insbesondere in Szenarien zeigen, die von der Grundhypothese des weißen Rauschens abweichen, z. B. durch das Auftreten von Straßenclutter. Eine gute Übersicht der Leistungsfähigkeit in verschiedenen Szenarien bietet [Rohling 1983], siehe auch [Wojtkiewicz 2002].

### Abschätzung der Anzahl der detektierten Peaks

Die Anzahl detektierter Peaks  $M_i$  pro Spektrum lässt sich mit einer einfachen Formel abschätzen,

$$M_i \approx P_{\text{D},i}M + P_{\text{FA},i}(L_i - MB_{\tilde{W}}) = P_{\text{FA},i}L_i + (P_{\text{D},i} - P_{\text{FA},i}B_{\tilde{W}})M, \quad (3.51)$$

wobei  $L_i$  die **FFT**-Länge in Spektrum  $i$  beschreibt,  $P_{\text{D},i}$  und  $P_{\text{FA},i}$  die spektrale Detektion kennzeichnen und  $B_{\tilde{W}}$  die Breite der Hauptkeule der verwendeten Fensterfunktion in Bins ist. Mit (3.51) wird in 3.4.1 eine rudimentäre Abschätzung für den Aufwand des Frequenzmatchings bei gegebener Parametrierung des Detektors und eine bekannte Zielverteilung möglich.

### Nichtidealer bzw. reeller **IQ**-Mischer

Für einen nichtidealen **IQ**-Mischer tritt die Spiegelfrequenz mit einer bestimmten Dämpfung nach (3.25) auf, vgl. Tabelle 3.1 auf Seite 46. Daraus ergibt sich die Detektionswahrschein-

<sup>16</sup>Ordered Statistics-CFAR: CFAR-Detektor mit geordneter Statistik

<sup>17</sup>Greatest of-CFAR: CFAR-Detektor mit Maximumsbildung

lichkeit der Spiegelfrequenz  $\tilde{P}_D$ , wenn in (3.46) das SNR eines Ziels um den entsprechenden Wert  $\Delta\text{SNR}_j$  der Dämpfung reduziert wird (also  $\text{SNR}_j \rightarrow \text{SNR}_j - \Delta\text{SNR}_j$ ), woraus

$$\tilde{P}_D \stackrel{(3.46)}{=} P_{\text{FA}}^{\frac{1}{1+\text{SNR}_j - \Delta\text{SNR}_j}} = P_D \cdot P_{\text{FA}}^{\frac{\Delta\text{SNR}_j}{(1+\text{SNR}_j)(1+\text{SNR}_j - \Delta\text{SNR}_j)}}, \quad \Delta\text{SNR}_j \ll \text{SNR}_j \quad (3.52)$$

folgt. Ist das Radarsystem nur mit einem reellen Mischer ausgestattet, ist demnach nur das reelle Mischsignal  $s_I(t)$  nach (3.3) verfügbar. Ein reelles Signal besitzt eine Fouriertransformierte mit geradem Betrag, weshalb in diesem Fall die Anwendung der Peakdetektion auf das Halbspektrum der positiven Frequenzen ausreichend ist. Dies zeigt auch (3.52), woraus für eine Dämpfung von  $\Delta\text{SNR}_j = 0$  natürlich  $\tilde{P}_D = P_D$  folgt. Es ist anzumerken, dass in diesem Fall eine unabhängige Detektion auf beiden Seiten des Spektrums dennoch zu keiner Steigerung der Detektionsleistung führt, da das Rauschen ohne IQ-Mischer ebenfalls reell ist und somit beide Hälften des Spektrums eine konjugiert-komplexe Symmetrie aufweisen. Die Einschränkung auf  $\Delta\text{SNR}_j \ll \text{SNR}_j$  ist der Bedingung  $\text{SNR}_j \gg 0$  für die Gültigkeit von (3.45) geschuldet. Aus diesem Grund liefert (3.52) für einen IQ-Mischer (also  $\Delta\text{SNR}_j \rightarrow \infty$ ) nicht das erwartete Ergebnis  $\tilde{P}_D = 0$ .

### 3.3.2 Peakinterpolation

Durch die Peakdetektion aus 3.3.1 wurde für jeden Frequenzbin  $k$  ein Schwellwert  $\eta(k)$  ermittelt. Es kann allerdings nicht bei jeder Überschreitung der Schwelle von einer separaten Zielfrequenz entsprechend des jeweiligen Frequenzbins ausgegangen werden, da eine Zielfrequenz i. Allg. auf mehrere benachbarte Frequenzbins aufgeteilt wird, bedingt durch die Breite  $B_{\tilde{W}}$  der Hauptkeule des Fensterspektrums  $\tilde{W}(k)$  nach (3.38). Somit muss in der einfachsten Realisierung auch eine *zusammenhängende* Folge von Werten, die jeweils die Schwelle überschreiten, als ein relevanter Zielpeak angesehen werden. Komplexere Algorithmen führen für eine solche Menge eine erneute Ordnungsschätzung durch und ermitteln anschließend entsprechend viele Zielfrequenzen.

Während die Differenzfrequenz  $k_{ij}$  einen beliebigen kontinuierlichen Wert annehmen kann, sind die möglichen Frequenzpositionen nach der FFT auf diskrete Frequenznummern beschränkt. Damit stimmt die diskrete Position des Maximums innerhalb der Menge diskreter Frequenznummern eines Zielpeaks i. Allg. nicht mit dem exakten Wert von  $k_{ij}$  überein. Die einfache Auswahl der Frequenznummer mit dem größten Betrag der Amplitude resultiert im schlimmsten Fall in einer Differenz von einem halben Frequenzbin zur gesuchten Position  $k_{ij}$  des Maximums. Das entstehende Quantisierungsrauschen beschränkt die Genauigkeit der Parameterschätzung für die meisten Anwendungen zu stark, so dass ein Schritt zur genaueren Bestimmung der Position des Maximums nötig ist. Möglichkeiten zur Realisierung dieser sogenannten *Peakinterpolation* werden im Folgenden betrachtet. Grundlegende Abhandlungen finden sich in [Rife 1974], [Quinn 1994], [Quinn 2008] und [Schoukens 1992]. Darin wird eine Schätzung der Frequenz direkt im Zeitbereich für hohes SNR als die beste Methode angesehen, es folgen die Schätzung im Betragsspektrum und schließlich im Leistungsdichtespektrum (Periodogramm). Für große FFT-Längen und vergleichsweise niedriges SNR kehrt

sich diese Reihenfolge jedoch um, da nun der Prozessgewinn durch die FFT nach (3.39) dominiert. Einen vergleichenden Überblick bieten [Bischi 2009] und [Jacobsen 2007]. Im Periodogramm existieren prinzipiell drei Methoden zur Frequenzinterpolation, die im Folgenden betrachtet werden.

### Korrelation mit der Fensterfunktion

Ein Frequenzpeak entspricht nach Abschnitt 3.2.3 näherungsweise dem Leistungsdichtespektrum der verwendeten Fensterfunktion, dessen Maximum um die gesuchte Frequenzdifferenz  $k_{ij}$  verschoben wurde. Darum kann eine Interpolation durchgeführt werden, indem der vorliegende Frequenzpeak mit dem Periodogramm des Fensterspektrums verglichen wird, das beliebig in der Frequenz und Amplitude verschoben wurde. Der Frequenzwert, für den sich bei dieser zweidimensionalen Korrelation die beste Übereinstimmung ergibt, entspricht der gesuchten interpolierten Position des Maximums.

In einem hypothetischen Fall mit genau einer Differenzfrequenz  $k_{ij}$  nimmt das diskrete Spektrum nach der FFT folgende Form an,

$$\tilde{Y}(k) \approx \tilde{W}(k - k_{ij}) + \varepsilon(k). \quad (3.53)$$

In Abbildung 3.4(a) ist der ideale Verlauf der Werte in logarithmischer Darstellung durch die hellgrau gestrichelte Hauptkeule der Fensterfunktion mit Maximum  $k_{ij}$  gegeben, die verrauschten Werte durch die idealisierten blauen Peaks. Die maximale Übereinstimmung bei der Korrelation von drei verrauschten Werten (das Maximum und seine beiden Nachbarn) mit der Fensterfunktion ist in grün eingezeichnet, woraus sich der Schätzwert  $\hat{k}$  ergibt. Als Kostenfunktion wird bei dieser zweidimensionalen Verschiebung der Fensterfunktion

$\left| \tilde{W}(k - \hat{k}) \right|^2 + \Delta$  die Differenz im Periodogramm minimiert, also

$$\hat{k} = \arg \min_{\hat{k}, \Delta} \left( \sum_k \left| \tilde{Y}(k) \right|^2 - \left| \tilde{W}(k - \hat{k}) \right|^2 - \Delta \right), \quad (3.54)$$

was für normalverteiltes  $\varepsilon(k)$  einer zweidimensionalen Maximum-Likelihood-Schätzung entspricht. Dieses Verfahren ist die beste Schätzung im Periodogramm, jedoch für eine akzeptable Genauigkeit des Schätzwertes sehr aufwändig, da entsprechend viele Korrelationen durchgeführt werden müssen.

### Center of Gravity

Der COG<sup>18</sup>-Algorithmus gewichtet zusammenhängende Frequenznummern  $\underline{\gamma} \in \mathbb{R}^{Q \times 1}$  mit ihren Leistungsdichtewerten  $\underline{\Gamma} \in \mathbb{R}^{Q \times 1}$ , wobei  $\Gamma_l := \left| \tilde{Y}(\gamma_l) \right|^2$ , um anschließend den Schwerpunkt als Schätzwert  $\hat{k}$  zu verwenden:

---

<sup>18</sup>Center of Gravity: Schwerpunkt

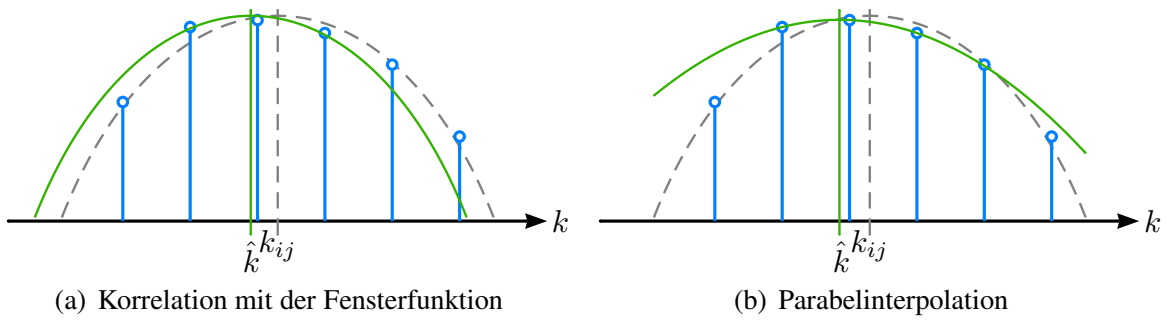


Abbildung 3.4: Vergleich verschiedener Verfahren zur Peakinterpolation

$$\hat{k} = \frac{\underline{\gamma}^T \underline{\Gamma}}{\sqrt{\underline{\Gamma}^T \underline{\Gamma}}}. \quad (3.55)$$

Nach [Lübbert 2005] handelt es sich bei (3.55) nicht um einen erwartungstreuen Schätzer, weshalb der Schätzwert durch zusätzliche Korrekturterme angepasst werden sollte, die in Abhängigkeit der verwendeten Fensterfunktion vorab berechnet werden können. Die zu erwartende Varianz der Frequenznummernschätzung für verschiedene Kombinationen von SNR und FFT-Länge ist in [Meinecke 2001] gegeben.

### Parabelinterpolation

Die Hauptkeule des Periodogramms vieler Fensterfunktionen kann in logarithmischer Darstellung sehr gut durch eine Parabel approximiert werden. Dadurch kann die Korrelation mit der Fensterfunktion erheblich vereinfacht werden, da für eine Parabel ein geschlossener Ausdruck für die Frequenz maximaler Übereinstimmung angegeben werden kann. Wie im Fall des COG-Algorithmus kann eine variable Anzahl an Stützstellen verwendet werden (natürlich mindestens drei), vgl. Abbildung 3.4(b) für eine exemplarische Darstellung. Ohne die Anwendung zusätzlicher Verarbeitungsschritte, wie z. B. zero-padding<sup>19</sup> vor Berechnung der FFT, können bei den üblichen Detektionsschwellen allerdings auch nicht mehr als drei Stützstellen genutzt werden.

I. Allg. werden die Parameter  $\underline{a}^T := [a_0 \ a_1 \ a_2]$  der Parabel  $[1 \ k \ k^2] \underline{a}$  aus den Stützstellen geschätzt. Mit den Bezeichnern des COG-Algorithmus ergibt sich das Signalmodell

$$\underline{\Gamma} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{1} & \underline{\gamma} & \underline{\gamma} \odot \underline{\gamma} \end{bmatrix}}_{:=\underline{\Gamma}} \underline{a} + \underline{\varepsilon}(k), \quad \text{mit } \underline{\varepsilon}(k) \sim \mathcal{N}(\underline{0}, \sigma_f^2 \mathbf{I}) \quad (3.56)$$

und dem Hadamard-Produkt ( $\odot$ ), also der elementweisen Multiplikation. Die Maximum-Likelihood-Schätzung der Parabelparameter lautet [Kay 1993]

$$\hat{\underline{a}} = \underline{\Gamma}^\dagger \underline{\Gamma} = \left( \underline{\Gamma}^T \underline{\Gamma} \right)^{-1} \underline{\Gamma}^T \underline{\Gamma}, \quad (3.57)$$

<sup>19</sup> Anfügen von Nullen



mit der Pseudo-Inversen  $(\cdot)^\dagger$  nach Moore und Penrose [Petersen 2008]. Aus  $\hat{\underline{a}}$  ist die Schätzung der interpolierten Frequenz als einfache Division zu ermitteln,

$$\hat{k} = -\frac{\hat{a}_1}{2\hat{a}_2}. \quad (3.58)$$

Interessant ist natürlich eine Bewertung der statistischen Eigenschaften dieses Schätzers, besonders bzgl. Erwartungstreue  $E[\hat{k}]$  und Varianz  $\text{Var}[\hat{k}]$ . Die Kovarianzmatrix des Schätzers der Parabelparameter nach (3.57) ergibt sich zwar sehr einfach zu [Kay 1993]

$$\mathbf{C}_{\hat{\underline{a}}} = \left(\mathbf{\Gamma}^T \mathbf{\Gamma}\right)^{-1} \sigma_f^2, \quad (3.59)$$

die daraus resultierende Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Frequenznummernschätzung nach (3.58) ist i. Allg. sehr komplex, da nach (3.59) neben unterschiedlichen Erwartungswerten und Varianzen auch eine Korrelation zwischen  $\hat{a}_1$  und  $\hat{a}_2$  besteht. Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion von  $\hat{k}$  wird als *Quotientenverteilung* bezeichnet und in [Curtiss 1941] sowie [Hinkley 1969] ermittelt, führt jedoch zu keiner geschlossenen Lösung für die gesuchten Größen.

Ein alternativer Ansatz, der eine theoretische Auswertung erlaubt, ist die Änderung des Signalmodells nach (3.56) auf eine Parabel *fester* Krümmung  $b_2$  (also  $b_2 k^2 + a_1 k + a_0$ ). Diese Krümmung kann offline aus der verwendeten Fensterfunktion geschätzt und zur Laufzeit als deterministischer Wert verwendet werden, was die Anzahl zu schätzender Parameter in (3.56) reduziert und die Verteilung von  $\hat{k}$  nach (3.58) wesentlich vereinfacht. Werden  $(2Q + 1)$  Stützstellen (symmetrisch zum lokalen Maximum) zur Schätzung der Parabelposition verwendet, kann man zeigen, dass

$$E[\hat{k}] = k_{ij} - \frac{3}{2b_2} \frac{1}{Q(2Q^2 + 3Q + 1)} \sum_{l=1}^Q l E[\Gamma_l - \Gamma_{-l}]. \quad (3.60)$$

Der Term  $E[\Gamma_l - \Gamma_{-l}]$  bezeichnet in (3.60) den Erwartungswert für die Differenz der spektralen Leistungsdichtewerte symmetrisch zum diskreten Maximum und ist u. a. abhängig von  $k_{ij}$ . Eine genauere Betrachtung zeigt, dass ausschließlich für  $2k_{ij} \in \mathbb{Z}$  der zweite Summand verschwindet und somit Erwartungstreue genau dann vorliegt, wenn  $k_{ij}$  einer diskreten Frequenznummer entspricht bzw. exakt in der Mitte zweier Frequenznummern liegt.

Die interpolierten Frequenzschätzungen  $\hat{k}_l$  ( $l \in [1, M_i]$ ) für jedes Spektrum  $i$  werden abschließend zu Vektoren  $\underline{\kappa}_i \in \mathbb{R}^{M_i \times 1}$  zusammengefasst,

$$\underline{\kappa}_i := \left[ \hat{k}_1 \quad \hat{k}_2 \quad \cdots \quad \hat{k}_{M_i} \right]^T, \quad (3.61)$$

die im Falle von realen Zielfrequenzen näherungsweise (eventuell nach entsprechender Korrektur) den realen Zielfrequenzen in Spektrum  $i$  mit einem überlagerten AWGN der Varianz  $\sigma_k^2$  entsprechen, also

$$\hat{k}_l \approx k_{il} + \mathcal{N}\left(0, \sigma_k^2\right). \quad (3.62)$$

Die Varianz  $\sigma_k^2$  der Frequenznummernschätzung nach (3.62) stellt eine wichtige Größe zur optimalen Auslegung der Signalverarbeitung dar und wird maßgeblich durch die Fensterfunktion, den verwendeten Algorithmus zur Interpolation (wie eben beschrieben) und die Rauschleistung  $\sigma_f^2$  bestimmt. Für weiterführende Untersuchungen unter Angabe der CRLB<sup>20</sup> sei auf [Schuster 2009] verwiesen.

## 3.4 Verarbeitung der Detektionen

Durch die Peakdetektion im vorangegangenen Abschnitt wurden  $N$  geordnete Tupel  $\underline{\kappa}_i \in \mathbb{R}^{M_i \times 1}$  nach (3.61) mit jeweils  $M_i$  Frequenzen ermittelt, die der optimalen Schätzung der Zielfrequenzen eines Spektrums  $i$  nach dem CFAR-Prinzip inklusive nachgeschalteter Interpolation entstammen. Im Idealfall entspricht die Anzahl detektierter Frequenzen der Anzahl realer Ziele ( $M_i = M \forall i$ ), durch spektrale Falschalarme und vor allem Nicht-Detektionen ist dies jedoch eher unwahrscheinlich, wie die Abschätzung aus (3.51) nahe legt. Ziel dieses Verarbeitungsschrittes ist eine Gruppierung der Elemente der  $\underline{\kappa}_i$  dergestalt, dass die Frequenzen, die von genau einem realen Ziel stammen, zusammengefasst werden. Kombinationen aus Frequenzen mehrerer realer Ziele oder von Zielen und Falschalarmen sollen vermieden werden. Dieser Schritt ist notwendig, da die gesuchten Parameter  $\underline{p}_j$  eines Ziels nach der FMCW-Gleichung (3.41) (also der Messgleichung) für jede Frequenzrampe  $i$  auf eine skalare Frequenz  $k_{ij}$  abgebildet werden. Durch die  $N$  Rampen einer Modulation entstehen für ein Ziel somit  $N$  Gleichungen, deren gemeinsame Lösung die gesuchten Zielparameter darstellen. Diese Lösung kann grafisch als Schnittpunkt der linearen Mannigfaltigkeiten im Vektorraum der Ziele interpretiert werden, die sich bei Auflösung aller  $N$  Messgleichungen nach einem beliebigen Zielparameter ergeben. Werden z. B. nur die ersten beiden Zielparameter  $d$  und  $v$  betrachtet, so stellen die linearen Mannigfaltigkeiten Geraden in der zweidimensionalen  $(d, v)$ -Ebene dar, was in Abbildung 3.5 veranschaulicht wird. Dort ist beispielhaft ein Ausschnitt der  $(d, v)$ -Ebene dargestellt, in dem  $M = 3$  Ziele (graue Kreise) mit den zugehörigen Mehrdeutigkeitsgeraden für eine Modulation mit  $N = 3$  Rampen eingezeichnet sind. Die Parameter  $d_j$  und  $v_j$  dieser Ziele erfüllen offensichtlich die Messgleichung aller Frequenzrampen, da sie sich an Schnittpunkten aus jeweils  $N$  Mehrdeutigkeitsgeraden befinden. Diese Lösungen der Messgleichungen werden auch als *Zielmatches* bezeichnet. Daneben tritt eine zusätzliche Lösung der Messgleichungen in Form eines sogenannten *Fehlmatches* auf (weißes Quadrat), dessen Parameter keinem realen Ziel entsprechen. Die Identifikation und Vermeidung von Fehlmatches ist das zentrale Thema dieser Arbeit und wird in den folgenden Kapiteln, beginnend mit Kapitel 4, ausführlich behandelt.

### 3.4.1 Verschiedene Ansätze

Basierend auf den  $\underline{\kappa}_i$  ergeben sich  $\prod_{i=1}^N M_i$  mögliche Kombinationen der ermittelten Frequenzen aus  $N$  Rampen, woraus mit der Abschätzung für  $M_i$  direkt ein Maß für den zu erwartenden Aufwand folgt,

---

<sup>20</sup> *Cramér-Rao Lower Bound*: Eine untere Schranke für die Varianz aller erwartungstreuen Schätzer

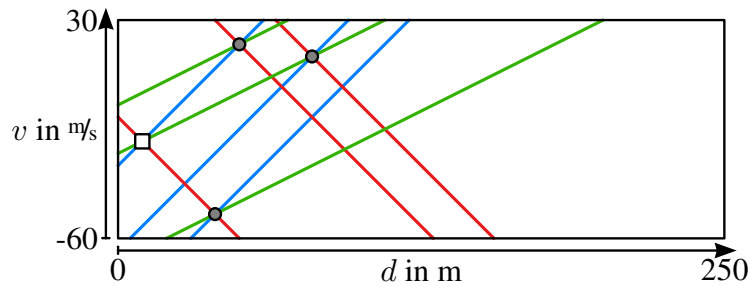


Abbildung 3.5: Mehrdeutigkeiten bei der Bestimmung der Zielparameter

$$\prod_{i=1}^N M_i \stackrel{(3.51)}{\approx} \prod_{i=1}^N \left( P_{FA,i} L_i + (P_{D,i} - P_{FA,i} B_{\tilde{W}}) M \right) \in \mathcal{O}(M^N), \quad (3.63)$$

wobei  $\mathcal{O}(\cdot)$  das Landau-Symbol (Komplexitätsoperator) kennzeichnet. Von diesen  $\mathcal{O}(M^N)$  Kombinationen stammen maximal  $M$  Kombinationen von jeweils genau einem realen Ziel, die übrigen sind unerwünschte Vermischungen. Fundamentale Abhandlungen über das Zuordnungsproblem finden sich in [Lovász 1986]. Lösungsansätze für das vorliegende Problem geben [Meinecke 2001] und [Lübbert 2005]. Die hier dargestellten Algorithmen sind [Reiher 2009d] entnommen.

### Vollständige Suche

Die vollständige Suche bildet alle möglichen Kombinationen aus Elementen der  $\underline{\kappa}_i$  und überprüft jede auf ihre Gültigkeit, wie in Abbildung 3.6(a) dargestellt. Dort sind drei idealisierte Spektren mit jeweils drei Zielfrequenz-Peaks gegeben. Alle möglichen Kombinationen sind durch Linienzüge dargestellt, wobei die Kombinationen echter Ziele farblich hervorgehoben sind. Als Kriterium für die Gültigkeit einer Kombination kann die Qualität des Schnittpunkts der jeweiligen Mehrdeutigkeitsmengen einer Kombination angesehen werden. Für eine richtige Kombination ergibt sich im rauschfreien Fall ein idealer Schnittpunkt (wie in Abbildung 3.5), durch die Varianz  $\sigma_k^2$  der Frequenzschätzung im rauschbehafteten Fall nach (3.62) liegt jedoch nur näherungsweise ein Schnittpunkt vor. Eine optimale Entscheidungsschwelle für die Schnitpunkthypothese wird in Abschnitt 3.4.2 ermittelt.

### Validierung von Hypothesen

Die vollständige Suche stellt, aufgrund ihrer kombinatorischen Komplexität, ein sehr aufwändiges Verfahren dar, mit dem die geforderten maximalen Zykluszeiten bei Weitem nicht erreicht werden können. Ein effizienterer Ansatz besteht in der Kombination der minimal nötigen Anzahl von Elementen aus verschiedenen  $\underline{\kappa}_i$  zur Bildung einer Hypothese für die gesuchten Zielparameter. Die dafür benötigten Frequenzrampen werden auch als *Kombinationsrampen* bezeichnet, die übrigen als *Suchrampen*. Sollen die ersten  $Z (\leq 4)$  Elemente des Zielvektors  $\underline{p}_j$  geschätzt werden, sind zur eindeutigen Bestimmung einer Zielhypothese also  $Z$  Kombinationsrampen nötig. Der Aufwand zur Bildung aller Hypothesen ist in diesem Fall lediglich  $\mathcal{O}(M^Z)$ .

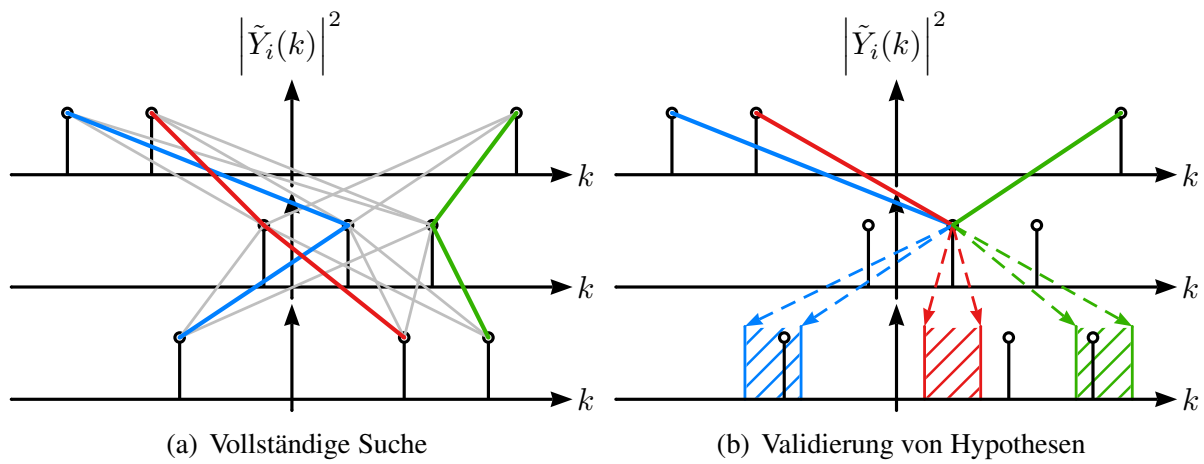


Abbildung 3.6: Vergleich zweier Algorithmen für das Frequenzmatching

Für jedes hypothetische Ziel werden anschließend die erwarteten Differenzfrequenzen in den, bisher nicht betrachteten, Spektren der Suchrampen berechnet und mit den gemessenen Frequenzen verglichen. Die Hypothese eines gültigen Zielvektors wird angenommen, wenn eine erwartete Differenzfrequenz in allen Suchrampen bestätigt wurde. In [Abbildung 3.6\(b\)](#) ist diese Vorgehensweise beispielhaft für drei Hypothesen dargestellt, wobei die beiden oberen Spektren den Kombinationsrampen entstammen. Aus den Hypothesen ergeben sich sogenannte *Suchbereiche* im unteren Spektrum der Suchrampe, die im Fall der blauen Hypothese eine gültige Kombination kennzeichnen, im Fall der roten Hypothese verworfen wird und im Fall der grünen Hypothese fälschlicherweise angenommen wird. Bei korrekter Dimensionierung der Suchbereiche liefert dieser Algorithmus die identische Menge an validierten Kombinationen wie die vollständige Suche, ist jedoch i. Allg. erheblich aufwandsgünstiger, da üblicherweise  $Z < N$  gilt.

Beide vorgestellten Algorithmen beruhen auf der Tatsache, dass die Kombination eines realen Ziels immer eine (näherungsweise) Lösung der Messgleichungen bildet, während dies für andere Kombinationen nur zufällig der Fall ist. Daneben kann gezeigt werden, dass die Menge der validierten Hypothesen bei beiden Verfahren unabhängig von der Reihenfolge ist, mit der die Frequenzen der Ziele in den Spektren auftreten. In der Literatur existieren einige vereinfachte Verfahren zur Lösung des vorliegenden Zuordnungsproblems, die sich jedoch auf weitere Annahmen bzgl. der verwendeten Modulation sowie der vorliegenden Ziele stützen, siehe z. B. [[Miyahara 2004](#)].

### 3.4.2 Aufstellen der Hypothesen

Die Anzahl zu schätzender Parameter der Zielvektoren sei  $Z (\leq 4)$ , die Menge  $\mathcal{K}$  enthalte die  $Z$  Indizes der verwendeten Kombinationsrampen. Die optimale Auswahl dieser Rampen wird in einem späteren Abschnitt behandelt. Damit müssen  $\prod_{i \in \mathcal{K}} M_i$  verschiedene Kombinationshypothesen  $\underline{k}_{H,\mathcal{K}}$  gebildet und überprüft werden, was im Folgenden detailliert beschrieben wird. Dazu ist eine Anpassung der Modulationsmatrix  $\mathbf{B}$  nach [\(3.40\)](#) nötig, die auf ihre ersten  $Z$  Spalten reduziert werden muss, woraus sich  $\mathbf{B}_Z \in \mathbb{R}^{N \times Z}$  ergibt. Die quadratische Kombinationsmatrix  $\mathbf{B}_{\mathcal{K}}$  besteht aus denjenigen Zeilen der adaptierten Modulations-

matrix  $\mathbf{B}_Z$ , deren Indizes in der Menge  $\mathcal{K}$  enthalten sind. Aus einer Kombinationshypothese  $\underline{k}_{\mathcal{H},\mathcal{K}} \in \mathbb{R}^{Z \times 1}$  im Frequenznummernbereich wird mittels

$$\underline{p}_{\mathcal{H}} = \mathbf{B}_{\mathcal{K}}^{\dagger} \underline{k}_{\mathcal{H},\mathcal{K}} = \mathbf{B}_{\mathcal{K}}^{-1} \underline{k}_{\mathcal{H},\mathcal{K}} \quad (3.64)$$

eine Zielhypothese  $\underline{p}_{\mathcal{H}}$  im  $Z$ -dimensionalen Vektorraum der Zielparameter. Die Inverse der Matrix  $\mathbf{B}_{\mathcal{K}}$  stimmt hier deshalb mit ihrer Pseudo-Inversen überein, da  $\mathbf{B}_{\mathcal{K}}$  quadratisch ist und durch die verschiedenen Frequenzrampen den vollen Rang  $Z$  aufweist.

Die Bildung aller möglichen Frequenztuplel aus den Kombinationsrampen ist i. Allg. deshalb nötig, da die einzelnen Ziele als unabhängig angenommen werden. Können aber bereits auf spektraler Ebene charakteristische Untermengen von Frequenzpeaks identifiziert werden, etwa die Menge der Reflexionen eines Lkw in den verschiedenen Spektren, so kann die Kombinatorik auf eine innere Verknüpfung dieser Gruppen beschränkt werden.

### Berechnung der optimalen Suchbereiche

Aus einer Hypothese der Kombinationsrampen wird ein Suchbereich für jedes Spektrum der Suchrampen berechnet. Dazu wird aus der Zielhypothese  $\underline{p}_{\mathcal{H}}$  nach (3.64) eine Hypothese  $\underline{k}_{\mathcal{H},\mathcal{S}}$  für die gemessenen Frequenzen in den Suchspektren berechnet, wozu die Suchmatrix  $\mathbf{B}_{\mathcal{S}} \in \mathbb{R}^{(N-Z) \times Z}$  verwendet wird, die aus den verbleibenden Zeilen der adaptierten Modulationsmatrix  $\mathbf{B}_Z$  besteht. Die erwarteten Frequenzen  $\underline{k}_{\mathcal{H},\mathcal{S}}$  in den Suchspektren ergeben sich damit zu

$$\underline{k}_{\mathcal{H},\mathcal{S}} = \mathbf{B}_{\mathcal{S}} \underline{p}_{\mathcal{H}} \stackrel{(3.64)}{=} \mathbf{B}_{\mathcal{S}} \mathbf{B}_{\mathcal{K}}^{-1} \underline{k}_{\mathcal{H},\mathcal{K}} \quad (3.65)$$

und definieren den Mittelwert der jeweiligen Suchfenster. Die Breite der Suchfenster folgt aus der Varianz der Frequenznummernschätzung nach (3.62) und wird z. B. auf  $3\sigma_k$  gesetzt. Eine weitere Aufweitung der Suchfenster kann durch die zusätzliche Frequenzverschiebung aufgrund von Termen höherer Ordnung nötig werden, die nicht geschätzt werden und somit auch nicht in den Mittelwert der Suchfenster eingehen. Eine Zielfrequenz kann so im schlimmsten Fall aus dem Suchfenster geschoben werden, was einen Zielverlust zur Folge hat. Bei der Aufweitung muss ein Kompromiss zwischen der besseren Detektionswahrscheinlichkeit eines solchen Ziels und der ebenfalls erhöhten Wahrscheinlichkeit zur Bildung von Fehlmatches getroffen werden.

Da die Frequenzschätzungen in den einzelnen Spektren als unabhängig angesehen werden können, weist eine Kombinationshypothese eine Kovarianzmatrix von  $\mathbf{C}_{\mathcal{H},\mathcal{K}} = \sigma_k^2 \mathbf{I}_Z$  auf, mit der  $Z$ -dimensionalen Einheitsmatrix  $\mathbf{I}_Z$ . Daraus folgt direkt ([Kay 1993]) die Kovarianzmatrix der Zielhypothese,

$$\mathbf{C}_{\underline{p}_{\mathcal{H}}} \stackrel{(3.64)}{=} \left( \mathbf{B}_{\mathcal{K}}^T \mathbf{C}_{\mathcal{H},\mathcal{K}}^{-1} \mathbf{B}_{\mathcal{K}} \right)^{-1} = \sigma_k^2 \left( \mathbf{B}_{\mathcal{K}}^T \mathbf{B}_{\mathcal{K}} \right)^{-1}, \quad (3.66)$$

woraus wiederum die Kovarianzmatrix der Mittelwerte der Suchfenster  $\underline{k}_{\mathcal{H},\mathcal{S}}$  nach (3.65) folgt,

$$\mathbf{C}_{\underline{k}_{\mathcal{H},\mathcal{S}}} \stackrel{(3.65)}{=} \mathbf{B}_{\mathcal{S}} \mathbf{C}_{\underline{p}_{\mathcal{H}}} \mathbf{B}_{\mathcal{S}}^T \stackrel{(3.66)}{=} \mathbf{B}_{\mathcal{S}} \left( \mathbf{B}_{\mathcal{K}}^T \mathbf{B}_{\mathcal{K}} \right)^{-1} \mathbf{B}_{\mathcal{S}}^T \sigma_k^2. \quad (3.67)$$

Somit sind die erwarteten Frequenzen  $\underline{k}_{H,S}$  in den Suchspektren multivariat normalverteilt,

$$\underline{k}_{H,S} \stackrel{(3.65),(3.67)}{\sim} \mathcal{N}\left(\mathbf{B}_S \underline{p}_H, \mathbf{B}_S \left(\mathbf{B}_K^T \mathbf{B}_K\right)^{-1} \mathbf{B}_S^T \sigma_k^2\right), \quad (3.68)$$

weshalb für jedes Suchspektrum ein sogenanntes *Gate* (der schraffierte Bereich in Abbildung 3.6(b)) symmetrisch um den Erwartungswert  $\mathbf{B}_S \underline{p}_H$  gelegt wird, dessen Breite durch ein Vielfaches der jeweiligen Standardabweichung festgelegt wird. So ergeben sich die Grenzen des Gates im  $l$ -ten Suchspektrums zu

$$\left[ \mathbf{B}_S \underline{p}_H \pm \mathbf{B}_S \left(\mathbf{B}_K^T \mathbf{B}_K\right)^{-1} \mathbf{B}_S^T \underline{l}_l G \sigma_k^2 \right], \quad (3.69)$$

mit dem Indikatorvektor des  $l$ -ten Elements  $\underline{l}_l$  entsprechender Dimension. Die Wahl des Gatefaktors  $G$  bestimmt dabei die Wahrscheinlichkeit, mit der eine Frequenz für eine *gültige* Kombination innerhalb des Suchfensters liegt. Es gilt

$$P = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{G}{\sqrt{2}}} e^{-\xi^2} d\xi = \operatorname{erf}\left(\frac{G}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.70)$$

für  $Z = 2$ , eine Herleitung für beliebige Werte von  $Z$  findet sich in [Blackman 1986]. Üblicherweise wird  $G = 3$  verwendet, was nach (3.70) zu einer Wahrscheinlichkeit von 99,7 % für eine erfolgreiche Validierung der Kombinationshypothese eines realen Ziels führt.

### Wahl der optimalen Kombinationsrampen

Als Kriterium für die optimale statische Wahl der Kombinationsrampen, also die Festlegung der Menge  $\mathcal{K}$  zur Entwurfszeit, wird die Größe der sich ergebenden Suchbereiche nach (3.69) herangezogen. Diese Wahl wirkt sich nicht auf die Detektionsleistung des Systems aus, garantiert aber eine niedrige Laufzeit der nachfolgenden Schritte, da nicht unnötig viele Hypothesen validiert und in anschließenden Schritten plausibilisiert, sowie u. U. fusioniert werden müssen. Für eine adaptive Auslegung zur Laufzeit könnte dagegen die Anzahl zu überprüfender Hypothesen minimiert werden, was natürlich auf eine Wahl derjenigen  $Z$  Frequenzrampen führt, für die in der Peakdetektion die *wenigsten* Peaks detektiert wurden. Die optimalen Kombinationsrampen resultieren als Lösung der folgenden Minimierungsaufgabe:

$$\arg \min_{\mathcal{K}} \left( \operatorname{tr} \left[ \mathbf{B}_S \left(\mathbf{B}_K^T \mathbf{B}_K\right)^{-1} \mathbf{B}_S^T \right] \right) \quad (3.71)$$

Die Lösung von (3.71) kann zur Designzeit leicht durch eine Überprüfung der  $\frac{N!}{(N-Z)!Z!}$  möglichen Mengen  $\mathcal{K}$  ermittelt werden. Anschaulich betrachtet bildet dasjenige  $Z$ -Tupel von Frequenzrampen häufig die Lösung von (3.71), welches einen möglichst kugelförmigen Unsicherheitsbereich der Kombinationshypothese nach (3.66) hervorruft, da dieser zu einer möglichst kleinen Ausdehnung aller Suchbereiche führt. Bei Schätzung von Abstand und Relativ-

geschwindigkeit ( $Z = 2$ ) wird diese Anforderung oft durch das Paar von Frequenzrampen erfüllt, dessen  $(d, v)$ -Linien in der  $(d, v)$ -Ebene näherungsweise orthogonal verlaufen.

### 3.4.3 Validierung der Hypothesen

Die Validierung einer aufgestellten Hypothese  $\underline{k}_{H, \mathcal{K}}$  erfolgt durch eine Überprüfung ihrer ermittelten Suchbereiche nach (3.69) in den Spektren der Suchrampen  $\mathcal{S}$ . Dieses Verfahren wurde bereits in Abschnitt 3.4.1 erläutert und in Abbildung 3.6(b) veranschaulicht. Liegen in den Suchbereichen *aller* Suchrampen detektierte Peaks vor, ist eine Kombinationshypothese als wahr anzusehen.

Da die Wahrscheinlichkeit einer Detektion der  $N$  Frequenzen eines Ziels in den Spektren *aller* Frequenzrampen aber mit der Anzahl  $N$  abnimmt (näherungsweise  $P_D^N$ ), werden manchmal nicht alle  $N$  Frequenzen eines Ziels detektiert. Könnten also grundsätzlich nur  $N$  Frequenzen zu einer validierten Zielhypothese erklärt werden, würde dies zu einer schlechten Stabilität der Zielortung und zu erhöhten Varianzen im Tracking führen. Deshalb werden häufig auch Kombinationen aus  $N_{\text{SP}} (\leq N)$  Frequenzen als gültige Matches angesehen, sofern die erwarteten Frequenzen in allen Suchspektren bestätigt werden. Die Größe  $N_{\text{SP}}$  wird dabei als *Schnittpunktordnung* bezeichnet. Meist werden  $N$ - und  $(N - 1)$ -Matches gebildet, wodurch eine ausreichende Trackstabilität erzielt wird. Auch hier gilt aber wieder der Kompromiss zwischen Detektionswahrscheinlichkeit und Falschalarmwahrscheinlichkeit, da eine validierte Zielhypothese aus  $(N - 1)$  Frequenzrampen mit größerer Wahrscheinlichkeit einem Fehlmatch entspricht als eine validierte Hypothese aus  $N$  Frequenzen.

Alle Frequenzen einer validierten Hypothese werden zu einem validierten Frequenzvektor  $\hat{\underline{k}}$  zusammengefasst, aus deren Gesamtheit abschließend eine Frequenzmatrix  $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{N \times \hat{M}}$  zusammengesetzt wird, die für die Schätzung der Zielparameter verwendet wird. Die Spaltenanzahl  $\hat{M}$  entspricht der Anzahl validierter Hypothesen, im Idealfall gilt  $\hat{M} = M$ . Die vollständig validierten Kombinationshypothesen werden häufig als *Matches* bezeichnet, die Menge aller Matches unterteilt sich in die Untermengen Zielmatches und Fehlmatches.

## 3.5 Verarbeitung der Matches

### 3.5.1 Parameterschätzung

Die validierten Matches in der Frequenzmatrix  $\mathbf{K}$  aus dem vorigen Abschnitt dienen nun der eigentlichen Schätzung der Zielparameter.

#### Polynom der Relativbewegung

In Abschnitt 3.2.1 wurde angenommen, dass die Relativbewegung eines Ziels  $j$  durch ein Polynom mit konstantem Ruck  $r_j$  exakt beschrieben werden kann. Die Kombinationshypothesen wurden in Abschnitt 3.4.2 basierend auf einer Schätzung der ersten  $Z (\leq 4)$  Koeffizienten dieses Polynoms validiert, mit Hilfe der adaptierten Modulationsmatrix  $\mathbf{B}_Z$ . Die Elemente der Frequenzmatrix  $\mathbf{K}$  können als unabhängig und mittelwertfrei normalverteilt

angesehen werden mit der Kovarianzmatrix  $\mathbf{C}_K = \sigma_k^2 \mathbf{I}_Z$ . Nach [Kay 1993] folgt daraus ein wirksamer Schätzer für die Matrix  $\hat{\mathbf{P}} \in \mathbb{R}^{Z \times \hat{M}}$  der ersten  $Z$  Zielparameter,

$$\hat{\mathbf{P}} := \begin{bmatrix} \hat{d}_1 & \cdots & \hat{d}_{\hat{M}} \\ \hat{v}_1 & \cdots & \hat{v}_{\hat{M}} \\ \vdots & \cdots & \vdots \end{bmatrix} = \mathbf{B}_Z^\dagger \mathbf{K} = \left( \mathbf{B}_Z^T \mathbf{B}_Z \right)^{-1} \mathbf{B}_Z^T \mathbf{K}, \quad (3.72)$$

mit der identischen Kovarianzmatrix jeder einzelnen Positionsschätzung von

$$\mathbf{C}_{\hat{p}} = \sigma_k^2 \left( \mathbf{B}_Z^T \mathbf{B}_Z \right)^{-1}, \quad (3.73)$$

analog zu (3.66). Die Schätzwerte gruppieren sich dergestalt um die wahren Zielparameter, dass alle Schätzwerte mit einer identischen Auftrittswahrscheinlichkeit auf einem  $Z$ -dimensionalen Hyper-Ellipsoid liegen, wobei die Auftrittswahrscheinlichkeit mit dem sogenannten *Mahalanobis*-Abstand (siehe [Blackman 1999]) zwischen Schätzwert und dem wahren Wert abnimmt. Für das vorliegende Signalmodell ist der Schätzer aus (3.72) identisch mit dem Maximum-Likelihood-Schätzer für dieses Problem.

### Einfallsrichtung des Signals

Nach Kapitel 2 ist es in praktischen Anwendungen häufig nötig, den Horizontal- sowie immer öfter auch den Elevationswinkel zu bestimmen, was als  $\text{DOA}^{21}$ -Schätzung bezeichnet wird. Das grundlegende Vorgehen zur Bestimmung dieser Größen wurde bereits in Abschnitt 2.5 vorgestellt. Die vielfältigen Methoden auf einer ausführlicheren Ebene zu betrachten ist aber nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit, weshalb hier auf die reichhaltige Literatur verwiesen sei. Siehe [Naidu 2001] für einen generellen Überblick verschiedener Verfahren, [Schneider 1998] für die nötigen Grundlagen zur Wellenausbreitung, sowie [Wagner 1997], [Agha 2001] und [Schoor 2010] für adaptierte Vorgehensweisen und Analysen speziell für den Kfz-Bereich.

### Radarrückstreuquerschnitt

Eine Methode zur Schätzung des RCS  $\sigma$  folgt direkt aus der Radargleichung (2.1):

$$\sigma \stackrel{(2.1)}{=} \frac{P_{\text{Rx}}}{P_{\text{Tx}}} (4\pi)^3 \left( \frac{f_c}{c} \right)^2 \frac{d^4}{G_{\text{Tx}} G_{\text{Rx}}} \quad (3.74)$$

Das Verhältnis  $\frac{P_{\text{Rx}}}{P_{\text{Tx}}}$  kann aus der bekannten Sendeleistung des Radars und der Leistungsschätzung eines Ziels basierend auf dem Spektrum des Differenzsignals bestimmt werden. Die Antennengewinne können, unter der Annahme einer exklusiven Ausbreitung auf dem Direktpfad, an der Position des geschätzten Einfallswinkels  $\theta$  im *kalibrierten* Antennendiagramm abgelesen werden. Nach einer abschließenden Korrektur der Abstandsdynamik durch eine Multiplikation mit dem geschätzten Zielabstand  $d^4$  liegt eine Schätzung für das RCS des

<sup>21</sup>*Direction of Arrival*: Empfangsrichtung, Einfallsrichtung



betreffenden Ziels vor. Diese hängt von der Varianz der Abstandsschätzung und insbesondere von der Kalibration (siehe [Schoor 2009]) des Antennendiagramms ab.

### 3.5.2 Optimaler Messzeitpunkt

Bei der Berechnung der Differenzfrequenz  $f_{ij}$  in Abschnitt 3.2 wurden alle zeitveränderlichen Größen auf einen Bezugszeitpunkt  $t_0$  bezogen, der zur Vereinfachung auf  $t_0 = 0$  s gesetzt wurde. Pro Messzyklus wird ein fester Wert für die Zielparameter ermittelt und einem Messzeitpunkt zugeordnet. Die optimale Wahl dieses Zeitpunktes soll nun erfolgen, vgl. auch [Kühnle 2006b].

Werden für die Mittenzeitpunkte  $t_i$  der Frequenzrampen auch negative Werte betrachtet, kann  $t_0$  als Zeitpunkt der Messung beibehalten werden und das Problem besteht in einer optimalen Wahl der  $t_i$ . Wegen der Anforderung einer möglichst geringen Zykluszeit müssen die Frequenzrampen mit minimalem Zeitversatz gesendet werden, wobei eine gewisse Totzeit  $T_{\text{tot}}$  zur Umparametrierung der Hochfrequenzquelle zwischen zwei Frequenzrampen beachtet werden muss. Damit ergibt sich die minimale Gesamtdauer der Modulation zu

$$T_{\text{mod}} := (N - 1) T_{\text{tot}} + \sum_{i=1}^N T_i, \quad (3.75)$$

sowie eine direkte Abhängigkeit aller Mittenzeitpunkte, da nun

$$\begin{aligned} t_{i+1} &= t_i + \frac{1}{2}(T_i + T_{i+1}) + T_{\text{tot}} \\ \text{bzw. } t_i &= t_1 + (i - 1) T_{\text{tot}} - \frac{1}{2}(T_1 + T_i) + \sum_{l=1}^i T_l \end{aligned} \quad (3.76)$$

gilt. Zur optimalen Festlegung des Messzeitpunkts genügt also die optimale Wahl des Mittenzeitpunkts  $t_1$  der ersten Frequenzrampe, wodurch nach (3.76) alle  $t_i$  bestimmt sind. Als Kriterium wird die minimale Abweichung der geschätzten Position eines Zielmatches von der wirklichen Position verwendet, die durch nicht beachtete Bewegungsterme zwangsläufig entsteht. So ist der Maximum-Likelihood-Schätzer nach (3.72) zwar in den ersten  $Z$  Zielkoordinaten erwartungstreu – dies gilt allerdings nur unter der Einschränkung, dass die  $(4 - Z)$  nicht geschätzten (und sonstige höhere) Bewegungsterme vernachlässigt werden können. Andernfalls liegt ein Modellfehler vor, der zu systematischen Abweichungen führt. Mit  $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_Z & \mathbf{B}_{\bar{Z}} \end{bmatrix}$  und  $\underline{p}^T = \begin{bmatrix} \underline{p}_Z^T & \underline{p}_{\bar{Z}}^T \end{bmatrix}$  ergibt sich die Abweichung des Erwartungswerts in den geschätzten  $Z$  Zielkoordinaten nach kurzer Umformung zu

$$\mathbb{E} \left[ \hat{\underline{p}}_Z \right] - \underline{p}_Z = \mathbf{B}_Z^\dagger \mathbf{B}_{\bar{Z}} \underline{p}_{\bar{Z}} = \left( \mathbf{B}_Z^T \mathbf{B}_Z \right)^{-1} \mathbf{B}_Z^T \mathbf{B}_{\bar{Z}} \underline{p}_{\bar{Z}} \stackrel{(3.73)}{=} \frac{1}{\sigma_k^2} \mathbf{C}_{\hat{\underline{p}}} \mathbf{B}_Z^T \mathbf{B}_{\bar{Z}} \underline{p}_{\bar{Z}}, \quad (3.77)$$

wobei sowohl  $\mathbf{B}_Z$  als auch  $\mathbf{B}_{\bar{Z}}$  von  $t_1$  abhängen. In (3.77) wird bereits deutlich, dass die entstehende Abweichung nicht durch die Varianz der Frequenznummernschätzung  $\sigma_k^2$  beeinflusst werden kann. Für eine optimale Wahl von  $t_1$  kann z. B. der (quadratische) Betrag der

Abweichung nach (3.77) verwendet werden. Da für ein ACC-System häufig die Relativgeschwindigkeit von höherem Interesse ist, wird im Folgenden die Erwartungstreue bzgl.  $v_j$  forciert. Im wichtigsten Fall  $Z = 2$  und mit der Nomenklatur  $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \underline{B}_d & \underline{B}_v & \underline{B}_a & \underline{B}_r \end{bmatrix}$  ergibt sich die Abweichung zu

$$\mathbb{E} \left[ \hat{\underline{p}}_2 \right] - \underline{p}_2 \stackrel{(3.77)}{=} \frac{\sigma_d \sigma_v}{\sigma_k^2} \begin{bmatrix} a_j \left( \frac{\sigma_d}{\sigma_v} \underline{B}_d + \rho_{DV} \underline{B}_v \right)^T \underline{B}_a + r_j \left( \frac{\sigma_d}{\sigma_v} \underline{B}_d + \rho_{DV} \underline{B}_v \right)^T \underline{B}_r \\ a_j \left( \rho_{DV} \underline{B}_d + \frac{\sigma_v}{\sigma_d} \underline{B}_v \right)^T \underline{B}_a + r_j \left( \rho_{DV} \underline{B}_d + \frac{\sigma_v}{\sigma_d} \underline{B}_v \right)^T \underline{B}_r \end{bmatrix}, \quad (3.78)$$

wobei  $\rho_{DV}$  den Korrelationskoeffizienten zwischen Abstand und Relativgeschwindigkeit bezeichnet, also  $\text{Cov}[d, v] = \rho_{DV} \sigma_d \sigma_v$ , und  $\sigma_d$  bzw.  $\sigma_v$  die Standardabweichung in der Schätzung des Abstands bzw. der Relativgeschwindigkeit. Bei Vernachlässigung des Relativrucks  $r_j$  führt die Forderung der Erwartungstreue in  $v_j$  auf die Bedingung

$$\rho_{DV} \underline{B}_d^T \underline{B}_a \stackrel{!}{=} - \frac{\sigma_v}{\sigma_d} \underline{B}_v^T \underline{B}_a, \quad (3.79)$$

aus der sich unter Beachtung von (3.41) und  $\underline{B}_v = \frac{2}{c} f_c \underline{T} + \text{diag}[\underline{t}] \underline{B}_d$  eine *hinreichende*, aber *nicht notwendige* Vorschrift für die Wahl der Mittenzeitpunkte mittels (3.76) ergibt

$$t_1 \stackrel{!}{=} - \frac{1}{|\underline{F}|^2} \left\{ f_c \underline{F}^T \underline{T} + \underline{F}^T \left( \rho_{DV} \frac{\sigma_d}{\sigma_v} \mathbf{I}_N + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & t_2 - t_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & t_N - t_1 \end{bmatrix} \right) \underline{F} \right\}, \quad (3.80)$$

mit dem Vektor der Hübe  $\underline{F}$  und dem Vektor der Dauern  $\underline{T}$ . Bei einer Wahl der Mittenzeitpunkte entsprechend (3.80) und (3.76) liegt also unabhängig von  $a_j$  eine Erwartungstreue in  $v_j$  und eine minimal mögliche Gesamtdauer der Modulation vor. Für den Spezialfall  $\rho_{DV} = 1$  liegt nach (3.78) *zusätzlich* auch Erwartungstreue in  $d_j$  vor.

### 3.5.3 Varianz der Frequenzschätzung

Die Varianz der Frequenzschätzung  $\sigma_k^2$  ist eine wichtige Größe für die optimale Auslegung der Signalverarbeitung. Eine einfache Schätzung dieser Größe ergibt sich durch Betrachtung der quadratischen Abweichung der Frequenzen eines Matches von den erwarteten Frequenzen im Fall eines exakten Schnittpunkts. Die Abweichung ergibt sich durch elementare Umformungen (siehe [Petersen 2008]) zu

$$\begin{aligned} \chi^2 &:= \left\| \underline{k} - \hat{\underline{k}} \right\|^2 \stackrel{(3.72)}{=} \left\| \underline{k} - \mathbf{B}_Z \mathbf{B}_Z^\dagger \underline{k} \right\|^2 = \underline{k}^T \left( \mathbf{I}_N - \mathbf{B}_Z \mathbf{B}_Z^\dagger \right) \underline{k} \\ &= \underline{k}^T \underline{k} \left( 1 - \frac{\underline{k}^T \mathbf{B}_Z \mathbf{B}_Z^\dagger \underline{k}}{\underline{k}^T \underline{k}} \right) =: \underline{k}^T \underline{k} (1 - q^2), \quad 0 \leq q \leq 1, \end{aligned} \quad (3.81)$$

wobei  $q = 1$  einen exakten Schnittpunkt der linearen Mannigfaltigkeiten anzeigt. Es ist wichtig anzumerken, dass aus  $q = 1$  dennoch nicht darauf geschlossen werden kann, dass die geschätzten Zielparameter exakt mit den realen Werten übereinstimmen. Man kann zeigen (siehe [Blackman 1986]), dass  $\chi^2$  nach (3.81) die Realisierung einer  $\chi^2$ -Verteilung mit  $(N - Z)$  Freiheitsgraden darstellt, woraus

$$E[\chi^2] \approx (N - Z) \sigma_k^2 \quad (3.82)$$

folgt. Gleichung (3.82) ist gültig unter der Annahme, dass es sich bei  $k$  in (3.81) um die Frequenzkombination eines Zielmatches handelt. Da der Erwartungswert durch Mittelung über alle Matches approximiert wird und dieser durch eventuell enthaltene Fehlmatches verzerrt wird, ist (3.82) als Näherung anzusehen. Die Schätzung von  $\sigma_k^2$  wird also mit steigendem Grad der Überbestimmtheit  $(N - Z)$  des Messsystems sowie durch die Vermeidung von Fehlmatches verbessert. Für eine alternative Schätzung nach (3.62) müsste neben einer Schätzung der Rauschleistung  $\sigma_f^2$  nach (3.39) noch der jeweilige Algorithmus der Peakdetektion berücksichtigt werden, vgl. Abschnitt 3.3.2, weshalb dieser Weg nicht beschriftet wird.

### 3.6 Verarbeitung der Ziele

Die sensorinterne Verarbeitung der ermittelten Zielpositionen  $\hat{\mathbf{P}}$  aus Abschnitt 3.5 beschränkt sich gewöhnlich auf eine modellbasierte zeitliche Filterung der Messwerte, auch als *Tracking* bezeichnet. Die Rückgabe geglätteter Messwerte ist jedoch häufig unerwünscht, da die Glättung bei Bedarf auch von der Anwendung selbst vorgenommen werden kann. Daneben stellt die *Unabhängigkeit der Messungen* (genauer die Unabhängigkeit der Messfehler) eine häufige Anforderung an ein Messsystem dar, welche durch eine zeitliche Filterung prinzipbedingt nicht mehr gewährleistet ist. Eine zeitliche Filterung kann im LFM CW-Radarsystem dennoch vorteilhaft genutzt werden, um z. B. eine robustere Auslegung der Modulation zu erreichen sowie eine optimale Konditionierung der Signalverarbeitung für den nächsten Messzyklus zu realisieren, was in Kapitel 6 näher betrachtet wird. Die Grundlagen der zeitlichen Filterung wurden bereits in Abschnitt 1.2.3 beschrieben.

An dieser Stelle soll deshalb kurz auf das Radar-spezifische Problem des sogenannten *Glint* hingewiesen werden, womit die stochastische Wanderung eines Reflexionszentrums auf der Oberfläche eines ausgedehnten Ziels, infolge veränderter Interferenz der eingehenden Elementarstreuungszentren, bezeichnet wird [Ludloff 2002]. Nach [Barton 1984] ergeben sich durch den Glint näherungsweise folgende Beiträge zur Varianz der jeweiligen Schätzungen:

$$\sigma_d^2 \rightarrow \left( \sigma_d + \frac{3}{10} L_d \right)^2, \quad \sigma_v^2 \rightarrow \left( \sigma_v + \frac{3}{20} L_\perp \omega_z \right)^2, \quad \sigma_\alpha^2 \rightarrow \left( \sigma_\alpha + \frac{3}{10} \frac{L_\perp}{d} \right)^2. \quad (3.83)$$

Dabei bezeichnen  $L_d$  und  $L_\perp$  die Ausdehnung des Ziels in Einfallrichtung bzw. orthogonal dazu und  $\omega_z$  die Winkelgeschwindigkeit einer Drehung orthogonal zur Straßenebene, also die Gierrate. Von diesen Effekten ist für ein Automobilradar vor allem die Wanderung des Reflexes auf der Hinterkante des vorausfahrenden Fahrzeugs relevant (also die Vergrößerung der Winkelvarianz nach (3.83)) und muss nach [Jordan 2006] im Tracking beachtet werden.

## 3.7 Systemeigenschaften

Nachdem der Aufbau der LFM CW-Modulation sowie der Ablauf der Signalverarbeitung in den Abschnitten 3.1 bis 3.6 vorgestellt wurde, sollen hier einige grundlegende Systemeigenschaften betrachtet werden, die direkt aus der bisherigen Parametrierung folgen.

### 3.7.1 Erfassungsbereich

#### Maximalgrenzen

Nach der FMCW-Gleichung (3.41) werden die unbekannt Parameter eines Ziels  $j$  von Frequenzrampe  $i$  auf eine Frequenznummer  $k_{ij}$  abgebildet. Aus der verwendeten FFT-Länge  $L_i$  ergeben sich daraus zwei Maximalgrenzen des Sichtbereichs für Frequenzrampe  $i$ . Ziele mit  $-\frac{1}{2}L_i \leq k_{ij} \leq \frac{1}{2}L_i - 1$  können als Peaks im Spektrum der  $i$ -ten Frequenzrampe detektiert werden, während alle anderen Ziele von der Frequenzrampe nicht erfasst werden. Durch die Tiefpassfilterung und entsprechende Abtastung (siehe Abschnitt 3.2.2) ist gewährleistet, dass die Frequenzen dieser Ziele nicht auf eine andere Frequenz innerhalb des Sichtbereichs gefaltet werden, was die Eindeutigkeit einer Frequenz sicherstellt.

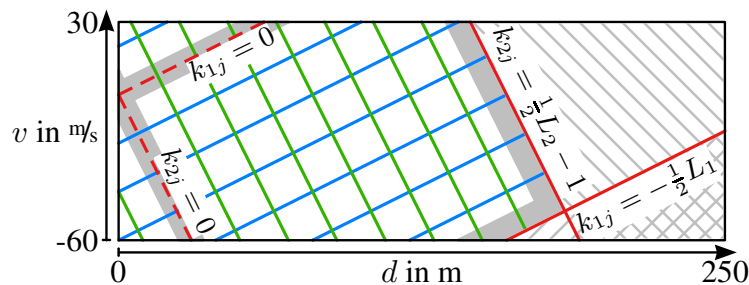


Abbildung 3.7: Sichtbereich einer Modulation in der  $(d, v)$ -Ebene

Eine Parametrierung der Sichtweite einer Frequenzrampe über die physikalische Reichweite nach der Radargleichung (2.1) hinaus bringt natürlich keinen zusätzlichen Nutzen, eine Einschränkung kann zur Erhöhung der Genauigkeit jedoch durchaus sinnvoll sein, wie in Abschnitt 3.7.2 gezeigt wird. Die Maximalgrenzen des Sichtbereichs zweier Rampen sind in Abbildung 3.7 dargestellt. Die einzelnen Frequenzlinien sind dort exemplarisch als parallele blaue bzw. grüne Geraden gegeben. Alle Ziele auf einer solchen Geraden ergeben für eine Messung im Spektrum der jeweiligen Frequenzrampe eine identische Differenzfrequenz. Die rot gestrichelten Frequenzlinien mit  $k_{ij} = 0$  passieren den Ursprung ( $d = 0 \text{ m}$ ,  $v = 0 \text{ m/s}$ ) der  $(d, v)$ -Ebene und illustrieren die Steigung der jeweiligen Frequenzrampe, während die rot durchgezogenen Frequenzlinien den äußeren Rand des Sichtbereichs einer Frequenzrampe kennzeichnen. Im grau gestrichelten Bereich ist mit der jeweiligen Frequenzrampe keine Zieldetektion mehr möglich. Der Sichtbereich einer Modulation ergibt sich daraus als gemeinsamer Sichtbereich aller  $N$  Frequenzrampen.

Der eben definierte und in Abbildung 3.7 dargestellte Bereich entspricht dem Sichtbereich für Ziele mit  $a_j = 0 \text{ m/s}^2$  und  $r_j = 0 \text{ m/s}^3$ . Für alle anderen Ziele ergibt sich ein veränderter Sichtbereich in  $d$  und  $v$ , wie folgende Umformung der FMCW-Gleichung (3.41) zeigt:

$$k_{ij} \stackrel{(3.41)}{=} \frac{2}{c} T_i \left\{ f_c \begin{bmatrix} t_i \\ \frac{1}{2} t_i^2 + \frac{1}{24} T_i^2 \end{bmatrix} + s_i \begin{bmatrix} \frac{1}{2} t_i^2 + \frac{1}{8} T_i^2 \\ \frac{1}{6} t_i^3 + \frac{1}{8} t_i T_i^2 \end{bmatrix} \right\}^T \begin{bmatrix} a_j \\ r_j \end{bmatrix} + \frac{2}{c} T_i \left\{ f_c \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + s_i \begin{bmatrix} 1 \\ t_i \end{bmatrix} \right\}^T \begin{bmatrix} d_j \\ v_j \end{bmatrix} \stackrel{!}{=} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} L_i - 1 \\ -\frac{1}{2} L_i \end{bmatrix}. \quad (3.84)$$

Nach (3.84) können die Terme höherer Ordnung bzgl. der Sichtweite wie eine virtuelle Veränderung der FFT-Länge  $L_i$  angesehen werden. Die Steigung der parallelen Mehrdeutigkeitsgeraden in der  $(d,v)$ -Ebene aus Abbildung 3.7 wird durch die Steigung der entsprechenden Frequenzrampe bestimmt, da nach (3.84) für  $a_j = 0 \text{ m/s}^2$  und  $r_j = 0 \text{ m/s}^3$

$$v_j = \frac{c}{2T_i(f_c + s_i t_i)} k_{ij} - \frac{s_i}{f_c + s_i t_i} d_j \quad (3.85)$$

gilt, was für jede Zielfrequenz  $k_{ij}$  eine Gerade in der  $(d,v)$ -Ebene darstellt.

### Insensitive Bereiche

In Abschnitt 3.2.2 wurde die analoge Tiefpassfilterung beschrieben, die sich in (3.38) als eine multiplikative Gewichtung mit dem Filterspektrum  $\tilde{G}_{\text{TP}}(k)$  auswirkt. Wie bereits erwähnt, fällt die Verstärkung für sehr große und betragsmäßig sehr kleine Frequenzen ab, was zu Bereichen *verminderter Detektionsleistung* führt. Diese sind in Abbildung 3.7 als graue Streifen um die Frequenznummer  $k_{ij} = 0$  und die maximalen Frequenzen eingezeichnet. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird davon ausgegangen, dass innerhalb der insensitiven Bereiche keine Detektion mehr stattfinden kann. Wird eine variable Breite für diese Bereiche von  $2\mathcal{B}_{i,\min}$  um die Nullfrequenz bzw.  $2\mathcal{B}_{i,\max}$  um die Maximalfrequenz angenommen, kann eine Detektion in folgendem Intervall stattfinden:

$$k_{ij} \in \left[ -\frac{1}{2} L_i + \mathcal{B}_{i,\max}, -\mathcal{B}_{i,\min} \right] \cup \left[ \mathcal{B}_{i,\min}, \frac{1}{2} L_i - 1 - \mathcal{B}_{i,\max} \right]. \quad (3.86)$$

Dieser Effekt sowie Methoden zur Erhöhung der Detektionswahrscheinlichkeit von Zielen innerhalb des insensitiven Bereichs werden in [Zrníc 2000] beschrieben.

## 3.7.2 Genauigkeit und Trennfähigkeit

### Genauigkeit

Die Genauigkeit kann sowohl spektral als auch für die gesamte Modulation angegeben werden. Die spektrale Genauigkeit ist definiert als der  $3\sigma$ -Wert der Frequenznummernschätzung nach (3.62), also  $\delta_k := 3\sigma_k$ . Die Genauigkeit einer Modulation ist durch die Hauptdiagonalelemente der Kovarianzmatrix für die Positionsschätzung nach (3.73) bestimmt, diese

entsprechen der Varianz der Schätzung für die jeweilige Dimension. Für Abstand und Relativgeschwindigkeit ergibt sich

$$\delta_d := 3\sigma_d = 3\sigma_k \sqrt{\left[ \left( \mathbf{B}_Z^T \mathbf{B}_Z \right)^{-1} \right]_{1,1}}, \quad \delta_v := 3\sigma_v = 3\sigma_k \sqrt{\left[ \left( \mathbf{B}_Z^T \mathbf{B}_Z \right)^{-1} \right]_{2,2}}. \quad (3.87)$$

### Trennfähigkeit

Die Trennfähigkeit wird üblicherweise nur spektral betrachtet, also für jede Frequenzrampe separat. Aus einer spektralen Trennfähigkeitsgrenze zweier Zielfrequenzen von  $\Delta k$  folgt

$$\Delta k := |k_{i1} - k_{i2}| = \left| \underline{b}_i^T (\underline{p}_2 - \underline{p}_1) \right| =: \left| \underline{b}_i^T \Delta \underline{p} \right|. \quad (3.88)$$

Mit (3.88) kann für zwei beliebige Ziele die minimale Differenz in ihren einzelnen Koordinaten berechnet werden, damit die Differenz ihrer Frequenzen im Spektrum einer Frequenzrampe mindestens  $\Delta k$  beträgt. Die Trennfähigkeit in den einzelnen Koordinatenachsen wird üblicherweise als der jeweilige Wert definiert, der sich als Lösung von (3.88) ergibt, wenn die anderen Zielkoordinaten gleich null sind, also z. B.

$$\Delta \underline{p} = \begin{bmatrix} \Delta d & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \Rightarrow \Delta d \stackrel{(3.41),(3.88)}{=} \frac{c \Delta k}{2 |F_i|}, \quad (3.89)$$

$$\Delta \underline{p} = \begin{bmatrix} 0 & \Delta v & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \Rightarrow \Delta v \stackrel{(3.41),(3.88)}{=} \frac{c \Delta k}{2 T_i |f_c + s_i t_i|}. \quad (3.90)$$

Nach (3.89) ist die Abstandstrennfähigkeit durch den Hub einer Frequenzrampe bestimmt, während die Geschwindigkeitstrennfähigkeit nach (3.90) fast ausschließlich durch die Dauer festgelegt wird. Übliche Werte für  $\Delta k$  sind in [Rihaczek 1996] gegeben, häufig wird die defensive Trennfähigkeitsgrenze von  $\Delta k = 2$  verwendet.

## 3.8 Fazit

In diesem Kapitel wurde der vollständige Aufbau der Modulation und der Signalverarbeitungskette betrachtet. Als Fazit sollen folgende Kernaussagen wiederholt werden:

1. Neben dem Antennendiagramm hat der Entwurf der Modulation die stärksten Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit und Komplexität des Radarsystems. Die Performance der Schätzung von Abstand und Relativgeschwindigkeit kann darüber direkt beeinflusst werden, die Performance der Winkelschätzung indirekt.
2. Der Aufbau der Mischer im Empfangspfad (IQ-Mischer oder reeller Mischer) hat weitreichenden Einfluss auf die Peakdetektion und damit auf die Bildung von Fehlmatches.
3. Die Vermeidung bzw. Erkennung von Fehlmatches verdient besonderes Augenmerk.



# Kapitel 4

## Fehlmatches beim LFM CW-Radar

Dieses Kapitel ist ausschließlich dem zentralen Themenkomplex der Arbeit, den Fehlmatches gewidmet. Beginnend mit einer Betrachtung der nötigen Voraussetzungen zur Entstehung von Fehlmatches werden deren grundlegende Eigenschaften analysiert, aus denen im weiteren Verlauf Ansätze zur Erkennung und wirksamen Vermeidung ihres Auftretens entwickelt werden.

### 4.1 Entstehung von Fehlmatches

Der folgende Abschnitt nimmt eine Charakterisierung der verschiedenen Klassen von Fehlmatches vor und identifiziert relevante Einflussfaktoren.

#### 4.1.1 Charakterisierung von Fehlmatches

Wie in Abschnitt 3.4 beschrieben wurde, basieren Fehlmatches auf einer Kombination der Differenzfrequenzen mehrerer realer Ziele oder spektraler Falschalarme und damit den beiden grundsätzlichen Ursachen für eine Peakdetektion. Peakdetektionen aufgrund von etwaig vorhandenen permanenten Störern, wie etwa durch ein direktes Überkoppeln des Sendesignals in den Empfangspfad oder durch Reflexionen des Sendesignals am Radom, werden demnach nicht betrachtet. Darauf basierend können Fehlmatches, je nach Art und Anzahl der enthaltenen Frequenzen, in drei Klassen unterteilt werden.

#### Zufalls-Fehlmatch

Ein Zufalls-Fehlmatch wird durch die validierte Kombination von  $N_{\text{FA}} = N$  spektralen Falschalarmen gebildet. Da für seine Entstehung per Definition keine Zielfrequenz nötig ist, kann ein Zufalls-Fehlmatch auch in Situationen entstehen, in denen keine realen Ziele im Sichtbereich des Sensors vorhanden sind. In Abbildung 4.1 ist ein Zufalls-Fehlmatch für eine exemplarische Modulation mit  $N = 3$  Frequenzrampe in einer Situation mit  $M = 3$  realen Zielen als weißes Dreieck dargestellt. Er entsteht als Schnittpunkt der drei gestrichelt eingezeichneten Frequenzlinien, die der Detektion von Falschalarmen entstammen. Unter Annahme von  $M$  Zielen im Sichtbereich des Radars und unter Beachtung der Breite  $B_{\tilde{W}}$



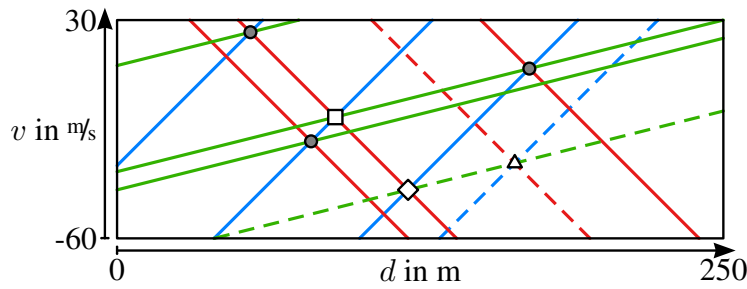


Abbildung 4.1: Charakterisierung verschiedener Klassen von Fehlmatches

der Hauptkeule der verwendeten Fensterfunktion ergibt sich in jedem Spektrum  $i$  ein Erwartungswert für die Anzahl an spektralen Falschalarmen  $N_{\text{FA},i}$  von näherungsweise

$$E[N_{\text{FA},i}] \approx \left( L_i - MB_{\tilde{W}} \right) P_{\text{FA},i}. \quad (4.1)$$

Damit ist der Erwartungswert für die Anzahl von Zufalls-Fehlmatches  $M_Z$  pro Zyklus

$$E[M_Z] \approx \prod_{i \in \mathcal{S}} P_{\text{FA},i} \cdot \prod_{i \in \mathcal{K}} E[N_{\text{FA},i}] = \prod_{i=1}^N P_{\text{FA},i} \cdot \prod_{i \in \mathcal{K}} \left( L_i - MB_{\tilde{W}} \right). \quad (4.2)$$

Sollen zusätzlich die Breiten der Suchfenster (also auch näherungsweise Schnittpunkte) beachtet werden, ist  $E[M_Z]$  nach (4.2) mit dem Produkt der  $(N - Z)$  Suchfensterbreiten in FFT-Bins nach (3.69) zu multiplizieren. In beiden Fällen dominiert jedoch der Vorfaktor  $\prod_{i=1}^N P_{\text{FA},i}$ , der bei üblicher Einstellung der spektralen Falschalarmwahrscheinlichkeit mittels CFAR von  $-6 \leq \log_{10} P_{\text{FA},i} \leq -3$  und moderater Anzahl an Frequenzrampen  $N$  bereits für eine sehr geringe Auftrittswahrscheinlichkeit von Fehlmatches dieser Klasse sorgt. Somit bietet eine Reduktion von  $P_{\text{FA},i}$  die beste Möglichkeit, die Auftrittswahrscheinlichkeit von Zufalls-Fehlmatches unter eine gewünschte Schwelle abzusenken.

Daneben führt die Tatsache, dass Fehlmatches an Koordinaten mit  $d < 0$  m sofort als solche entlarvt werden können, bereits auf einen simplen Zusammenhang zwischen der Falschalarmwahrscheinlichkeit in den Spektren zweier Frequenzrampen und ihrer Steigungen. So ergibt sich die Abstandskoordinate  $d$  des Schnittpunkts zweier Mehrdeutigkeitsgeraden nach (3.85) zu

$$d \stackrel{(3.85)}{=} \frac{c}{2T_i T_j} \frac{k_i T_j (f_c + s_j t_j) - k_j T_i (f_c + s_i t_i)}{s_i (f_c + s_j t_j) - s_j (f_c + s_i t_i)} \stackrel{|f_c| \gg |s_{i,j} t_{i,j}|}{\approx} \frac{c}{2T_i T_j} \frac{k_i T_j - k_j T_i}{s_i - s_j}, \quad (4.3)$$

dessen Näherung in (4.3) unter folgender Bedingung einen positiven Wert annimmt:

$$\text{sgn}[d] \stackrel{(4.3)}{=} \frac{\text{sgn}[k_i T_j - k_j T_i]}{\text{sgn}[s_i - s_j]} \stackrel{!}{=} 1. \quad (4.4)$$

Die angewandte Näherung  $(|s_i t_i| \approx |s_j t_j| \ll f_c)$  ist in der Praxis meist erfüllt und führt zu einem identischen Ergebnis wie die Annahme eines gleichzeitigen Aussendens ( $t_i = t_j = 0$  s). In Tabelle 4.1 ist für alle Kombinationen der Vorzeichen zweier Steigungen sowie der jeweils

detektierten Frequenzen angegeben, ob (4.4) erfüllt werden kann. Bei gleichem Vorzeichen

Bed.	$s_i \geq s_j$				$s_i < s_j$			
$k_i$	+	-	+	-	+	-	+	-
$k_j$	+	+	-	-	+	+	-	-
SP	?	↯	✓	?	?	✓	↯	?

Tabelle 4.1: Entstehung eines Schnittpunkts mit  $d \geq 0$  m für prinzipielle Kombinationen zweier Frequenzen. Legende: Schnittpunkt tritt immer auf (✓), ist möglich (?), tritt nie auf (↯)

der Frequenzen  $k_i$  und  $k_j$  ist demnach für alle Kombinationen verschiedener Steigungen  $s_i$  und  $s_j$  ein Schnittpunkt mit  $d \geq 0$  m möglich. Von Interesse für das Auftreten von Zufalls-Fehlmatches ist nun jeweils der Fall, in dem ein Schnittpunkt immer (✓) auftritt. Aus Tabelle 4.1 wird für diese Fälle sofort ersichtlich, dass es für eine signifikant reduzierte Auftrittswahrscheinlichkeit von Zufalls-Fehlmatches ausreichend ist, die Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_{FA,i}$  nur auf jeweils *einer* Seite eines Spektrums abzusenken, die aus den Vorzeichen der verwendeten Steigungen direkt folgt.

### Überlagerungs-Fehlmatch

Der Überlagerungs-Fehlmatch stellt den Gegenpol zum Zufalls-Fehlmatch dar, da zu seiner Entstehung eine validierte Kombination aus Frequenzen von  $N$  verschiedenen, realen Zielen nötig ist. In Abbildung 4.1 ist ein Überlagerungs-Fehlmatch als weißes Quadrat dargestellt, der sich als Schnittpunkt aus Frequenzlinien von drei realen Zielen zusammensetzt. Für die Entstehung eines Überlagerungs-Fehlmatches kann somit eine einfache, notwendige Bedingung formuliert werden: Ist die Anzahl realer Ziele im Sichtbereich des Sensors geringer als die Anzahl an Frequenzrampen der verwendeten Modulation, d. h.  $M < N$ , können keine Überlagerungs-Fehlmatches entstehen. Für  $M \geq N$  ist die Entstehung eines Überlagerungs-Fehlmatch prinzipiell möglich, kann jedoch durch die verwendete Modulation entscheidend beeinflusst werden, wie in Abschnitt 4.3 gezeigt wird.

Die Berechnung eines Erwartungswerts für die Anzahl an Überlagerungs-Fehlmatches ist wesentlich komplizierter als im Fall des Zufalls-Fehlmatches, da reale Ziele, im Gegensatz zu spektralen Falschalarmen, weder gleichverteilt noch spektral unabhängig sind. Des Weiteren wird die spektrale Verteilung der Zielfrequenzen stark durch die verwendete Modulation beeinflusst (siehe FMCW-Gleichung (3.41)), was die Möglichkeit zur Beeinflussung der Auftrittswahrscheinlichkeit von Überlagerungs-Fehlmatches durch geschickte Auslegung der Modulation eröffnet. Eine ausführliche Betrachtung dieser Auftrittswahrscheinlichkeit erfolgt in Abschnitt 4.2.3.

Da die Wahrscheinlichkeit  $P_{D,i}$  einer spektralen Detektion i. Allg. weitaus größer ist als  $P_{FA,i}$  (vgl. (3.46)), handelt es sich bei den meisten Fehlmatches eines LFMCW-Radars um Überlagerungs-Fehlmatches, weshalb eine Fokussierung auf die Reduktion der Auftrittswahrscheinlichkeit dieser Klasse vorrangig ist. Die Auftrittswahrscheinlichkeit von Zufalls-Fehlmatches bleibt von einer solchen Reduktion weitgehend unbeeinflusst. Eine Absenkung von  $P_{D,i}$  zur

Erreichung dieses Ziels ist aber indiskutabel, da dadurch auch die Detektionswahrscheinlichkeit für Zielmatches und damit für Objekte abgesenkt würde.

Da aufgrund der Varianz der Frequenznummernschätzung  $\sigma_k^2$  auch ein nicht perfekter Schnittpunkt von Mehrdeutigkeitsgeraden als gültiger Match angesehen werden muss, können theoretisch auch Überlagerungs-Fehlmatches bei weniger als  $N$  realen Zielen entstehen. In diesem Fall stammen aber mindestens zwei Frequenzen vom selben realen Ziel, weshalb der sich ergebende Schnittpunkt in direkter Nähe dieses Ziels liegt und somit – zumindest in  $d$  und  $v$  – nur ein sehr kleiner Fehler gemacht wird.

### Kombinations-Fehlmatch

Der Kombinations-Fehlmatch ist eine Mischform der bisher vorgestellten Klassen und in Abbildung 4.1 als weiße Raute dargestellt. Er entsteht aus einer Kombination von  $N_{\text{FA}} (< N)$  spektralen Falschalarmen sowie  $(N - N_{\text{FA}})$  Frequenzen realer Ziele, weshalb seine Auftrittswahrscheinlichkeit – und somit seine Relevanz für das Systemverhalten – zwischen der des Zufalls- und des Überlagerungs-Fehlmatches anzusiedeln ist. In Analogie zu (4.2) ergibt sich darum die Ordnung des Erwartungswerts  $E[M_K]$  für die Anzahl an Kombinations-Fehlmatches pro Zyklus zu

$$E[M_K] \propto \prod_{i \in \{1, \dots, N\}_{N_{\text{FA}}}} P_{\text{FA},i} = \overline{P_{\text{FA}}}^{N_{\text{FA}}}, \quad (4.5)$$

wobei  $\{1, \dots, N\}_{N_{\text{FA}}}$  die  $N_{\text{FA}}$ -elementige Untermenge der  $N$  Frequenzrampen bezeichnet, in deren Spektren Falschalarme zur Bildung des Kombinations-Fehlmatches detektiert wurden, und  $\overline{P_{\text{FA}}}$  das *geometrische* Mittel der beteiligten  $P_{\text{FA},i}$  kennzeichnet. Durch die Kombination aus Falschalarm- und Zielfrequenzen wirkt sich eine Reduktion der Auftrittswahrscheinlichkeit für eine der beiden anderen Fehlmatch-Klassen auch positiv auf die Auftrittswahrscheinlichkeit von Kombinations-Fehlmatches aus.

#### 4.1.2 Relevante Einflussfaktoren

Neben der Wahl der Modulationsparameter können einige weitere Größen identifiziert werden, die großen Einfluss auf die Anzahl und Position von Fehlmatches haben.

#### Spektralanalyse

Die Parametrierung der Verfahren zur Peakdetektion bzw. -interpolation bestimmt die spektralen Detektionseigenschaften  $P_{D,i}$  und  $P_{\text{FA},i}$  sowie die Varianz der Frequenznummernschätzung  $\sigma_k^2$  und damit die Auftrittswahrscheinlichkeit aller Klassen von Fehlmatches.

Eine Verkleinerung der Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_{\text{FA},i}$  reduziert nach (4.2) bzw. (4.5) die Auftrittswahrscheinlichkeit von Zufalls-Fehlmatches und Kombinations-Fehlmatches für

alle Modulationen und Zielverteilungen. Zusätzlich wird nach (3.46) auch die Detektionswahrscheinlichkeit verringert, woraus eine geringere Auftrittswahrscheinlichkeit für Kombinations-Fehlmatches folgt. Eine Verringerung der Auftrittswahrscheinlichkeit für Fehlmatches auf Kosten der Detektionswahrscheinlichkeit ist jedoch für ein Sensorsystem nicht zielführend, weshalb diesem Weg prinzipielle Grenzen in Form einer vorgegebenen minimalen Detektionswahrscheinlichkeit gesetzt sind.

Eine Verringerung von  $\sigma_k^2$ , die z. B. durch eine genauere Peakinterpolation realisiert werden könnte, führt nach (3.69) zu einer geringeren Ausdehnung der Suchbereiche im Frequenzmatching, was eine verminderte Anzahl validierter Kombinationshypothesen und damit Fehlmatches zur Folge hat. Die Verringerung von  $\sigma_k^2$  hat dabei keine Auswirkungen auf die Detektionswahrscheinlichkeit eines Zielmatches, vgl. (3.70) und ist somit zu favorisieren.

### Freuenzmatching

Neben  $\sigma_k^2$  könnte auch eine Verringerung des Gate-Faktors  $G$  erfolgen, was nach (3.69) zwar ebenfalls eine Reduktion der Suchfensterbreiten zur Folge hat, wie im Fall von  $P_{D,i}$  jedoch auf Kosten einer verringerten Detektionswahrscheinlichkeit für Zielmatches.

Die Anzahl der zu schätzenden Parameter  $Z$  pro Ziel hat ebenfalls direkten Einfluss auf die Auftrittswahrscheinlichkeit von Fehlmatches. Nach 3.4.1 müssen  $\mathcal{O}(M^Z)$  Kombinationshypothesen gebildet und in  $(N - Z)$  Suchspektren validiert werden. Eine Vergrößerung von  $Z$  hat daher zur Folge, dass *mehr* Hypothesen getestet werden müssen, zu ihrer Validierung aber *weniger* Messungen zur Verfügung stehen, was natürlich im Mittel zu einer erhöhten Auftrittswahrscheinlichkeit für Fehlmatches führt. Daneben führt eine Vergrößerung von  $Z$  auch zu einer Verschlechterung der Genauigkeiten *aller* Zielparameter (siehe (3.73)), so dass die minimal nötige Ordnung  $Z$  für eine Anwendung ausgewählt werden sollte.

Unabhängig von der Wahl der Ordnung  $Z$  wird in manchen Radarsystemen die Schnittpunktordnung  $N_{\text{SP}} (\leq N)$  als weiterer Parameter verwendet, vergleiche Abschnitt 3.4.3. Entsprechend der Schnittpunktordnung muss eine Zielhypothese in den Spektren von mindestens  $N_{\text{SP}}$  Frequenzrampen bestätigt werden, bevor sie als validiert angesehen wird. Die bisherige Beschreibung entspricht demnach dem Fall  $N_{\text{SP}} = N$ , die Validierung einer Hypothese wird in allen  $N$  Spektren gefordert. Eine Wahl von  $N_{\text{SP}}$  kleiner als  $N$  bietet den Vorteil einer erhöhten Detektionswahrscheinlichkeit für Zielmatches, wie sich im Abschnitt 4.2.4 zeigen wird. Für die Auftrittswahrscheinlichkeit von Fehlmatches wirkt sich eine solche Reduktion allerdings negativ aus, da sich die Anzahl an Suchspektren damit auf  $(N_{\text{SP}} - Z)$  verkleinert und dadurch die Überbestimmtheit des Messsystems reduziert wird.

### Sichtbereich

Der Sichtbereich ist nach Abschnitt 3.7.1 grob durch seine Maximalgrenzen sowie die insensitiven Bereiche definiert. I. Allg. führt eine Vergrößerung des Sichtbereichs zu einer Vergrößerung der Anzahl der Ziele  $M$  und damit zu einer größeren Anzahl an Messgleichungen. Aus diesem Grund steigt die Wahrscheinlichkeit für die näherungsweise Erfüllung der Messgleichungen für eine Kombinationshypothese an, woraus direkt eine erhöhte Auftrittswahrscheinlichkeit für Fehlmatches resultiert. Eine Verkleinerung des Sichtbereichs und damit der

Detektionswahrscheinlichkeit für bestimmte Bereiche des Parameterraums der Ziele ist aber nicht zielführend, da dies wiederum dem Grundprinzip eines Sensorsystems widerspricht. Wie die Ordnung  $Z$  sollte aber auch der Sichtbereich dennoch nicht größer als nötig gewählt werden. Ein vorgegebener Erfassungsbereich in der  $(d, v)$ -Ebene sollte möglichst eng abgedeckt werden, was bereits zur Reduktion einiger Freiheitsgrade im Entwurfsprozess einer Modulation führt.

### **Genauigkeit & Trennfähigkeit**

Die Auswirkungen einer Veränderung von Genauigkeit bzw. Trennfähigkeit ist schwieriger zu bewerten. Eine Erhöhung der Genauigkeit (also eine Verringerung von  $\delta_d$  bzw.  $\delta_v$  nach (3.87)) führt zu einer Verkleinerung der Suchbereiche, woraus wie im Fall des Frequenzmatchings eine verringerte Auftretswahrscheinlichkeit für Fehlmatches folgt.

Die Erhöhung der Trennfähigkeit führt dagegen zu einer vergrößerten Auftretswahrscheinlichkeit für Fehlmatches, da sich damit die Wahrscheinlichkeit erhöht, dass alle  $M$  realen Ziele auch als *separate* Frequenzpeaks in einem Spektrum detektiert werden. Darüber hinaus werden reale Ziele mit einer Frequenzrampe höherer Trennfähigkeit u. U. als zwei oder mehr Zielfrequenzen detektiert (da verschiedene Streuzentren nun getrennt werden können), was zusätzlich zu einer höheren Anzahl an detektierten Peaks und damit Messgleichungen führt.

Dieser Effekt muss unbedingt in Monte-Carlo-Simulationen zur Bewertung der Leistungsfähigkeit von Modulationen beachtet werden. Werden Modulationen mit stark unterschiedlicher Trennfähigkeit mit der gleichen Anzahl an Reflexen beaufschlagt, zeigt sich i. Allg. eine geringere Auftretswahrscheinlichkeit von Fehlmatches bei der Modulation mit der größeren Trennfähigkeit. Dieser Effekt ist durch vielfältige Simulationen nachgewiesen und beruht auf der eben beschriebenen Verkleinerung der Suchbereiche. Wird dagegen die Reflexanzahl an die Trennfähigkeit angepasst (also für eine Modulation höherer Trennfähigkeit vergrößert), ergibt sich häufig ein genau entgegengesetztes Ergebnis. Dies ist allerdings nur dann der Fall, wenn alle gültigen Kombinationshypothesen als separate Matches gewertet werden. Wird dagegen eine Clusterung nah benachbarter Matches durchgeführt, neutralisiert sich der beschriebene Effekt.

### **Realer bzw. fehlender IQ-Mischer**

Für einen realen IQ-Mischer wurde in (3.25) eine endliche Unterdrückung der Spiegelfrequenz ermittelt, woraus sich in (3.52) eine nicht verschwindende Wahrscheinlichkeit zur Detektion der Spiegelfrequenz ergab. Damit erhöht sich die Anzahl detektierter Peaks gegenüber dem idealen IQ-Mischer, was im Mittel zu einem erhöhten Erwartungswert für die Anzahl an Fehlmatches führt.

Für einen fehlenden IQ-Mischer ist das Vorzeichen einer Zielfrequenz völlig unbekannt, so dass im Frequenzmatching sowohl Hypothesen mit der detektierten Frequenz als auch mit ihrem negierten Wert aufgestellt und überprüft werden müssen. Ohne einen IQ-Mischer wird aus diesem Grund die Anzahl an Messgleichungen pro Frequenzrampe stark erhöht, was in einer vergrößerten Anzahl Fehlmatches resultiert. Für sehr steile Frequenzrampen liegt dabei

nur eine geringe Änderung vor, da die negierten Frequenzen häufig zu keinem Schnittpunkt mit positivem Abstand  $d$  führen können. Für sehr flache Frequenzrampen kann sich die Anzahl an Messgleichungen im schlimmsten Fall aber verdoppeln.

### Zielverteilung

Ein weiterer wichtiger Einflussfaktor ist die vorliegende Verteilung der Ziele in der  $(d,v)$ -Ebene. Diese wird maßgeblich von der Anwendung des Radarsensors bestimmt, da sich z. B. die auftretenden Abstände und insbesondere Relativgeschwindigkeiten für ein Frontradar offensichtlich stark von denen bei einem seitlichen Einbau des Sensors oder von einem Heckradar unterscheiden. Diese Einbauort-spezifische Verteilung wird durch das Antennendiagramm zusätzlich im Azimut- und Elevationswinkel eingeschränkt und gewichtet. Somit ist Zielverteilung wichtiges a-priori-Wissen zur statischen Auslegung der Modulation. Im Folgenden werden einige Zielverteilungen durch die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der beiden wichtigsten Zielparameter,  $d$  und  $v$ , in der  $(d,v)$ -Ebene für ein Einzelziel dargestellt.

**Gleichverteilung:** Die Gleichverteilung stellt die einfachste Form einer Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion dar, da zu ihrer Definition wegen der immer gültigen Normierungsbedingung keine Parameter nötig sind:

$$p_{DV}(d,v) = \text{const.} = \frac{1}{\iint_{-\infty}^{\infty} p_{DV}(d,v) \partial d \partial v}. \quad (4.6)$$

Daneben wird die Gleichverteilung immer dann verwendet, wenn keinerlei sonstiges a-priori-Wissen vorhanden ist. So wurde auf der Basis einer Gleichverteilung der Ziele in  $d$  und  $v$  in [Meinecke 2001] eine Monte-Carlo Optimierung der Steigungen für eine Modulation mit vier Frequenzrampen hinsichtlich Fehlmatchwahrscheinlichkeit durchgeführt.

**ACC-Verteilung:** Die ACC-Verteilung ist die Zielverteilung in  $d$  und  $v$ , die in guter Näherung für ein Automobilradar bei Fronteinbau Gültigkeit besitzt, wenn die Fahrt auf einer Straße mit Randbebauung stattfindet. Zur Ermittlung dieser Verteilung wurden die Daten einer Messkampagne im Umfang von ca. 5000 km statistisch ausgewertet (vgl. [Reiher 2008a]). Die logarithmische Darstellung der ermittelten Häufigkeiten zeigt Abbildung 4.2(a). Um ein „Versmieren“ der zu ermittelnden Verteilung durch eine Veränderung der Eigengeschwindigkeit des Sensor-Fahrzeugs zu verhindern, wurde die Eigengeschwindigkeit in jedem Messzyklus auf  $\overline{v_{\text{ego}}} = 25,2 \text{ m/s} = 90,7 \text{ km/h}$  normiert. Daraus kann im Folgenden die prinzipielle Struktur der ACC-Verteilung untersucht werden, anhand derer für jede beliebige Eigengeschwindigkeit ein Modell für die vorliegende a-priori Verteilung der Ziele entwickelt wird. In Abbildung 4.2(a) sind drei verschiedenen Klassen von Zielen zu erkennen:

- Die Klasse der stationären Objekte (SO) wird von allen feststehenden Objekten am Straßenrand sowie möglichen stehenden Hindernissen auf der Fahrbahn (etwa ein Stauende) gebildet. Dazu gehören also u. a. Leitplanken, Lärmschutzwälle und Verkehrszeichen, sowie Bäume und etwaiger Randbewuchs, u. U. auch Eisenbahnschienen oder Schachtdeckel. Kennzeichnend für diese Klasse ist, dass ihre Relativgeschwindigkeit

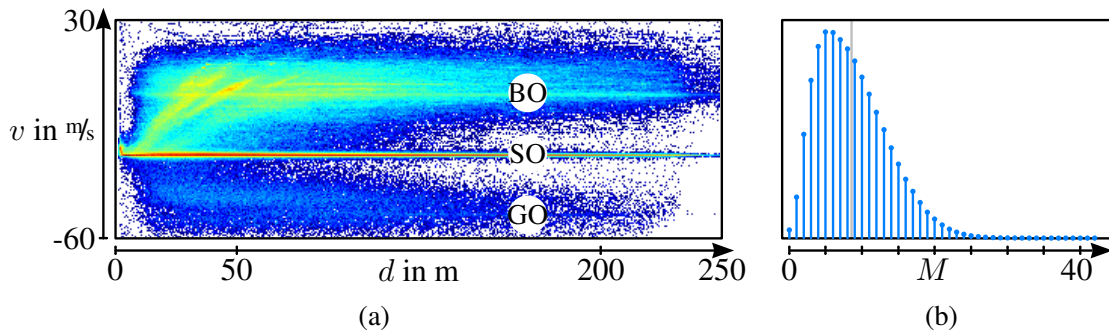


Abbildung 4.2: Gemessene relative Häufigkeiten der Zieldetektion

für eine Position nahe der Sensorachse stets der negativen Eigengeschwindigkeit des Sensor-Fahrzeugs entspricht, also  $E[v_{SO}] \approx -v_{ego}$ . Erst für sehr große Öffnungswinkel der Antenne (wie z. B. für **SRR**-Sensoren üblich) können auch stationäre Objekte weit entfernt der Sensorachse detektiert werden, deren Relativgeschwindigkeit stark von  $-v_{ego}$  abweichen kann.

- Die bewegten Objekte (BO) entstehen durch Verkehrsteilnehmer, die sich auf Fahrspuren in derselben Fahrtrichtung bewegen wie das Sensor-Fahrzeug. Deren Relativgeschwindigkeit liegt im Mittel näherungsweise bei  $E[v_{BO}] \approx 0 \text{ m/s}$ , da sowohl andere Fahrzeuge überholt werden als auch das Sensor-Fahrzeug überholt wird und Regelobjekte stationär auf  $0 \text{ m/s}$  geregelt werden.
- Die Gegenverkehrs-Objekte (GO) werden von allen Verkehrsteilnehmern auf Fahrspuren mit entgegengesetzter Fahrtrichtung gebildet. Wird für beide Fahrtrichtungen eine gleich hohe mittlere Geschwindigkeit angenommen, liegt deren Relativgeschwindigkeit bei  $E[v_{GO}] \approx -2v_{ego}$ , was Abbildung 4.2(a) bestätigt.

Abbildung 4.2(b) stellt die ermittelten relativen Häufigkeiten für die Anzahl an gemessenen Zielen  $M$  pro Zyklus dar. Die beste Übereinstimmung dieser Verteilung ergibt sich mit der sogenannten *Nakagami*-Verteilung, die auch im Mobilfunk Verwendung findet. Ihr Erwartungswert liegt bei  $E[M] \approx 8,66$ .

In Abbildung 4.3 sind die marginalen relativen Häufigkeiten über Abstand (linear) und Relativgeschwindigkeit (logarithmisch) aufgetragen. In Abbildung 4.3(a) sind zusätzlich im Hin-

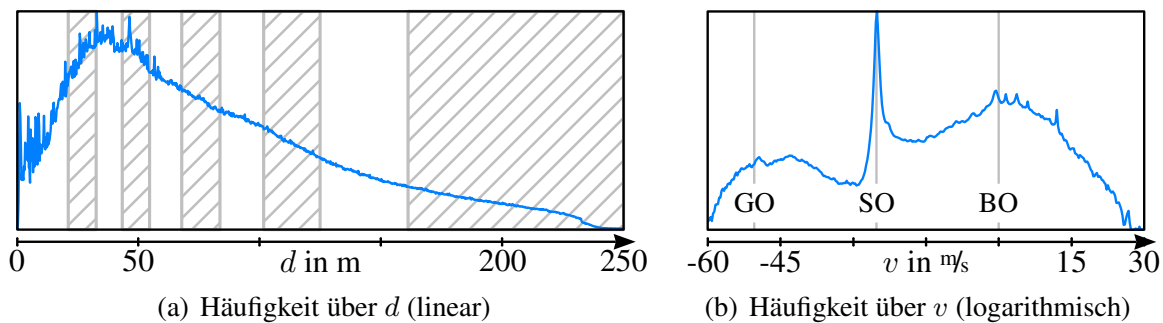


Abbildung 4.3: Marginale relative Häufigkeit über Abstand und Relativgeschwindigkeit

tergrund abwechselnd Bereiche schraffiert, die jeweils ein 10 % Quantil für eine Detektion

innerhalb des entsprechenden Intervalls kennzeichnen. Für den Abstand ergibt sich also ein Maximum der Detektionswahrscheinlichkeit bei ungefähr 40 m, für größere Abstände liegt ein näherungsweise linearer Abfall der Detektionswahrscheinlichkeit vor. Dies scheint zuerst der intuitiven Erwartung aus der Radargleichung (2.1) zu widersprechen, die einen Abfall mit der vierten Wurzel des Abstands suggeriert. Dies ist allerdings ein falscher Schluss, da die dargestellte Abbildung nicht die Kennlinie der Radargleichung zeigt, sondern die Verteilung des SNR der auftretenden Ziele widerspiegelt, welche nach einer Bereinigung um den Abstand in das RCS überführt werden kann. Bei der Peakdetektion zur Erfassung der Daten wurde eine SNR-Schwelle von 10 dB verwendet, weshalb Abbildung 4.3(a) die relative Häufigkeit der Ziele mit einem SNR von mehr als 10 dB für einen bestimmten Abstand anzeigt. Für kleinere Abstände liegt ein komplizierteres Verhalten vor, was stark durch die Regelung des ACC-Systems beeinflusst wird und näherungsweise mit einem quadratischen Abfall beschrieben werden kann.

Die marginale relative Häufigkeit über der Relativgeschwindigkeit in halblogarithmischer Darstellung aus Abbildung 4.3(b) zeigt deutlich die drei bereits postulierten Klassen von Zielen. Eine genaue Analyse ergibt eine Auftrittswahrscheinlichkeit der Klasse SO von 66,1 % und 31,5 % für die Klasse BO. Der Gegenverkehr kann in den Messdaten mit guter Genauigkeit vernachlässigt werden, da auf die Klasse GO lediglich 2,4 % der Zieldetektionen entfallen, was hauptsächlich der Abschattung durch die Leitplanke geschuldet ist. Die ACC-Verteilung kann somit als ein sogenanntes GMM<sup>1</sup> mit zwei bzw. drei Moden über der Relativgeschwindigkeit approximiert werden, wobei der nachlassenden Detektionswahrscheinlichkeit durch eine zusätzliche Gewichtung über den Abstand Rechnung getragen wird. Diese Gewichtung entspricht einer vereinfachten Version der marginalen Häufigkeit über  $d$  nach Abbildung 4.3(a). Als GMM wird eine Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion bezeichnet, die aus mehreren gewichteten Gaussverteilungen (Moden) besteht. Das Gewicht einer Mode bestimmt die Wahrscheinlichkeit, mit der eine konkrete Realisierung der zugrunde liegenden Zufallsvariablen der betrachteten Mode entstammt. Alle relevanten Parameter der ACC-Verteilung sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst.

Klasse	$E[.]$ in $m/s$	$\sqrt{\text{Var}[.]}$ in $m/s$	$P(.)$
BO	0	2,0	0,315
SO	$-v_{ego}$	0,6	0,661
GO	$-2v_{ego}$	1,5	0,024

Tabelle 4.2: Parameter der ACC-Verteilung

Das daraus entstehende Modell der Zielverteilung unter Berücksichtigung aller drei Moden ist in Abbildung 4.4 durch seinen Träger dargestellt. Dazu wurden Werte unterhalb einer bestimmten Höhenlinie zur Vereinfachung der Darstellung vernachlässigt. Neben der beschriebenen Anwendung ACC für ein Frontradar werden immer öfter auch Anwendungen basierend auf Heckradaren realisiert, so z. B. der Spurwechselassistent aus Abschnitt 1.2.1. Die Zielverteilung für ein solches System kann sehr einfach aus der ACC-Verteilung erhalten

<sup>1</sup>Gaussian Mixture Model: Gauß'sches Mischungsmodell



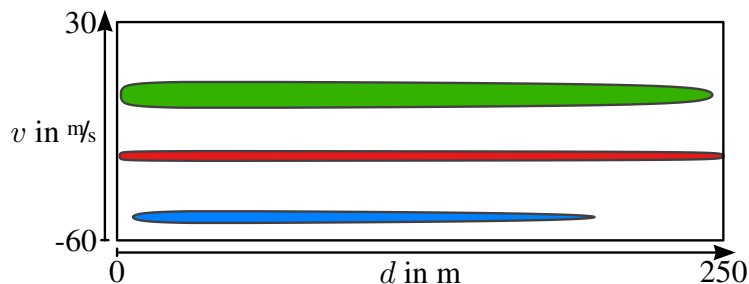


Abbildung 4.4: Modellierung der ACC-Verteilung durch ein modifiziertes (mit überlagerter Gewichtung entlang der  $d$ -Achse) GMM

werden, indem alle Relativgeschwindigkeiten an der Achse  $v = 0 \text{ m/s}$  gespiegelt werden. Für einen schrägen Einbau des Sensors am Fahrzeug, also nicht parallel zur Fahrtrichtung, ist die Kenntnis des durchschnittlichen Abstands der Leitplanken zur Fahrbahn nötig, um ein Modell für die Zielverteilung zu bilden.

## 4.2 Eigenschaften von Fehlmatches

In diesem Abschnitt werden grundlegende Eigenschaften von Fehlmatches identifiziert, die im weiteren Verlauf zu ihrer Erkennung bzw. Vermeidung herangezogen werden können.

### 4.2.1 Auftrittsbereiche in der $(d,v)$ -Ebene

Zuerst ist der Bereich innerhalb der  $(d,v)$ -Ebene von Interesse, in dem das Auftreten von Fehlmatches prinzipiell möglich ist. Für die Zufalls-Fehlmatches und Kombinations-Fehlmatches stimmt dieser Bereich offensichtlich mit dem Sichtbereich der verwendeten Modulation nach Abbildung 3.7 überein, da ein spektraler Falschalarm innerhalb des Sichtbereichs in allen Spektren möglich ist. Für die wichtigere Klasse der Überlagerungs-Fehlmatches wird dieser Bereich allerdings zusätzlich durch die Zielverteilung bestimmt, wie Abbildung 4.5 illustriert.

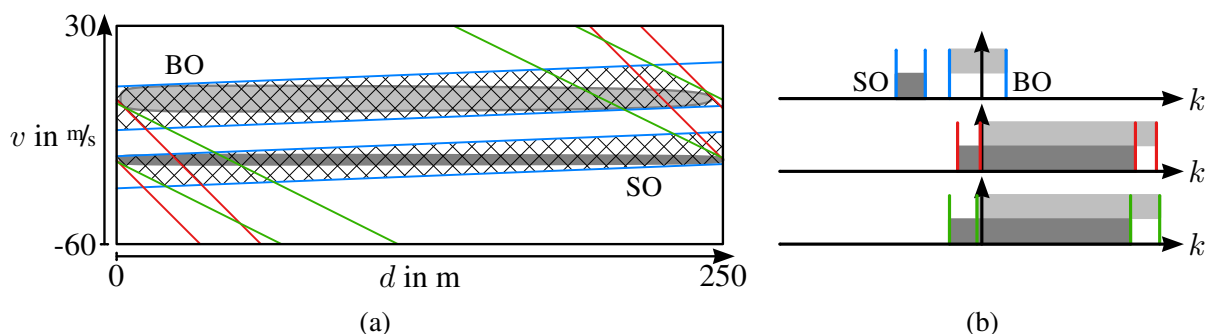


Abbildung 4.5: Entstehungsbereich von Überlagerungs-Fehlmatches in der  $(d,v)$ -Ebene

In Teilgrafik 4.5(a) ist dort die ACC-Verteilung bei Vernachlässigung des Gegenverkehrs im Hintergrund der  $(d,v)$ -Ebene gegeben. Zusätzlich sind für eine exemplarische Modulation mit drei Frequenzrampen diejenigen Mehrdeutigkeitsgeraden eingezeichnet, die Tangenten an die jeweils äußerste Höhenlinie der beiden Moden der Zielverteilung darstellen.

Diese Tangenten kennzeichnen damit für jede Mode die minimal bzw. maximal auftretende Frequenz eines Ziels innerhalb der jeweiligen Mode. Teilgrafik 4.5(b) enthält die zugehörigen Frequenzen dieser Tangenten sowie die entstehende spektrale Belegung, getrennt nach den Klassen BO (hellgrau) und SO (dunkelgrau). Da Überlagerungs-Fehlmatches keine Falschalarm-Frequenzen enthalten, kann ein solcher Fehlmatch demnach nur an einer Stelle der  $(d,v)$ -Ebene gebildet werden, die in *allen* Spektren innerhalb der jeweils relevanten Tangenten liegt. Dieser Bereich ist in Teilgrafik 4.5(a) schraffiert dargestellt und kann als ein Spezialfall der konvexen Hülle angesehen werden, indem diese ausschließlich aus Linienzügen gebildet wird, deren Steigung derjenigen einer Mehrdeutigkeitsgeraden entsprechen. Diese Vorgehensweise besitzt ihre Gültigkeit für beliebige Modulationen und Zielverteilungen.

## 4.2.2 Maximale Anzahl von Fehlmatches für eine bekannte Zielanzahl

Neben dem Auftrittsbereich für Überlagerungs-Fehlmatches aus dem vorigen Abschnitt ist des Weiteren eine obere Schranke für ihre Anzahl bei bekannter Zielanzahl von Interesse. Diese wurde in [Reiher 2008b] für Modulationen mit bis zu vier Frequenzrampen als Worst-Case-Untersuchung in der  $(d,v)$ -Ebene bestimmt. Unter der Annahme von  $M$  realen Zielen im Sichtbereich des Radars an den Positionen  $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{2 \times M}$  soll also  $\max_{\mathbf{B}_2, \mathbf{P}}(M_{\dot{\cup}}|N, M)$  bestimmt werden, wobei alle Modulationen  $\mathbf{B}_2 \in \mathbb{R}^{N \times 2}$  mit  $N$  Frequenzrampen zugelassen werden. Dazu werden folgende Annahmen getroffen:

- Die spektrale Detektionswahrscheinlichkeit beträgt  $P_{D,i} = 1$  für alle Spektren. Dies stellt keine Beeinträchtigung für die gesuchte obere Schranke der Anzahl an Überlagerungs-Fehlmatches dar, da deren Anzahl durch die Nichtdetektion einer Zielfrequenz ausschließlich erniedrigt wird.
- Die spektrale Falschalarmwahrscheinlichkeit beträgt  $P_{FA,i} = 0$  für alle Spektren. Diese Annahme hat keine Auswirkungen auf die gesuchte Schranke, da an der Bildung eines Überlagerungs-Fehlmatches per Definition keine Falschalarme beteiligt sind.
- Es findet eine ideale Frequenzschätzung ohne Quantisierungen statt, an der Position eines realen Ziels schneiden sich also alle  $N$  Mehrdeutigkeitsgeraden exakt. Diese Annahme ist in der Praxis nicht gerechtfertigt, weshalb die ermittelte obere Schranke einem theoretischen Wert entspricht, der bei bestimmten Anordnungen von Zielen in der Realität überschritten werden kann.

Daraus kann der wichtige Schluss gezogen werden, dass sich innerhalb des Sichtbereichs einer Modulation die Anzahl an Schnittpunkten aus Mehrdeutigkeitsgeraden nicht verändert, wenn die Zielpositionen einer Translation  $\underline{\tau}$  oder Skalierung  $\gamma$  unterworfen werden:

$$\tilde{\mathbf{P}} := \gamma \mathbf{P} + \underline{\tau} \underline{\mathbf{1}}^T \quad \Rightarrow \quad \max_{\mathbf{B}_2, \tilde{\mathbf{P}}} (M_{\dot{\cup}}|N, M) = \max_{\mathbf{B}_2, \mathbf{P}} (M_{\dot{\cup}}|N, M). \quad (4.7)$$

Dabei kennzeichnet  $\underline{\mathbf{1}}$  einen Vektor adäquater Dimension, dessen Einträge ausschließlich aus Einsen bestehen und mit dessen Hilfe der Translationsvektor  $\underline{\tau}$  durch Wiederholung zu einer Matrix zusammengesetzt wird. Gegenüber einer Rotation der Zielpositionen um den Winkel  $\beta$  ist die Anzahl an Schnittpunkten dann invariant, wenn die Mehrdeutigkeitsgeraden der Modulation in der  $(d,v)$ -Ebene ebenfalls um  $\beta$  gedreht werden. Diese Drehung transformiert

die Steigung  $\varsigma$  einer Geraden in der  $(d, v)$ -Ebene auf  $\tilde{\varsigma} = \frac{\varsigma \cdot 1/\text{Hz} + \tan \beta}{1 - \varsigma \cdot 1/\text{Hz} \tan \beta} \text{ Hz}$ , weshalb sich für die Steigung der angepassten Frequenzrampe nach (3.85) der Wert

$$\tilde{s}_i \stackrel{!}{=} \frac{s_i - (f_c + s_i t_i) \tan \beta \cdot \text{Hz}}{1 + \left( t_i + \frac{s_i}{f_c} \left( 1/\text{Hz}^2 + t_i^2 \right) \right) \tan \beta \cdot \text{Hz}} \quad (4.8)$$

ergibt. Dazu wurde derselbe Mittenzeitpunkt  $t_i$  für die ursprüngliche und die angepasste Frequenzrampe genutzt, welcher aus einer Anpassung der Steigung über den Hub folgt.

### Modulationen mit zwei Frequenzrampen

Für  $N = 2$  Frequenzrampen kann die Bestimmung des Worst-Case an Überlagerungs-Fehlmatches sehr einfach erfolgen. Bei  $M$  Zielen im Sichtbereich des Sensors liegen in beiden Spektren ebenfalls  $M$  Zielfrequenzen vor. Diese müssen nicht notwendigerweise verschieden sein, weshalb im Folgenden von  $M_1$  und  $M_2$  Frequenzen ausgegangen wird, wobei  $1 \leq M_1, M_2 \leq M$ . Liegen in einem Spektrum weniger als  $M$  verschiedene Zielfrequenzen vor, sind mindestens zwei dieser Frequenzen in einem Peak zusammengefallen, was als *Peaküberlagerung* bezeichnet wird. In der  $(d, v)$ -Ebene ergeben sich damit zwei Gruppen paralleler Mehrdeutigkeitsgeraden, die sich innerhalb des Sichtbereichs an  $M_1 M_2$  Punkten schneiden, wie in Abbildung 4.6(a) dargestellt. Bei  $M$  dieser Schnittpunkte handelt es sich um Zielmatches, weshalb mit zwei Frequenzrampen grundsätzlich  $M_1 M_2 - M$  Überlagerungs-Fehlmatches entstehen. Das Maximum ergibt sich natürlich dann, wenn keine Peaküberlagerung vorliegt (also  $M_1 = M_2 = M$ ), wie in Abbildung 4.6(b), weshalb

$$\max_{\mathbf{B}_2, \mathbf{P}} (M_{\text{Ü}} | N = 2, M) = M^2 - M = M(M - 1). \quad (4.9)$$

Für *alle* Modulationen mit zwei Frequenzrampen liegt somit in den meisten Situationen (für alle  $\mathbf{P}$  ohne Peaküberlagerung) die maximale Anzahl an Überlagerungs-Fehlmatches vor. Die erste Zeile in Tabelle 4.3 gibt einen Überblick für verschiedene Werte von  $M$ .

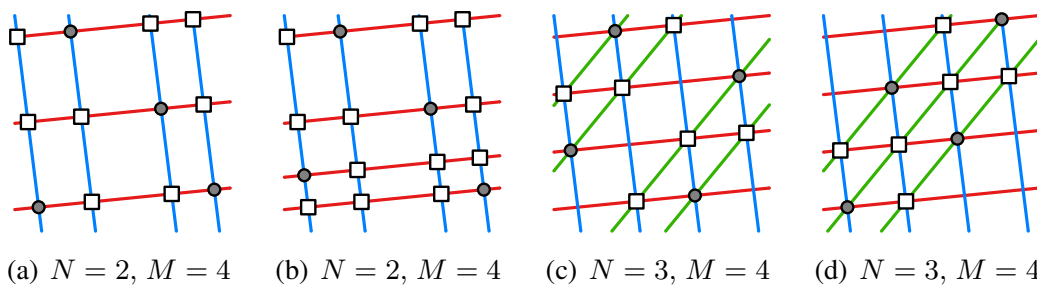


Abbildung 4.6: Überlagerungs-Fehlmatches bei zwei bzw. drei Frequenzrampen

### Modulationen mit drei Frequenzrampen

Ausgehend von Abbildung 4.6 ist sofort die (notwendige und hinreichende) Bedingung ersichtlich, unter der eine Modulation mit drei Frequenzrampen maximal viele Schnittpunkte in der  $(d, v)$ -Ebene für eine gegebene Anzahl an Zielen erzeugt. Die Mehrdeutigkeitsgeraden

bilden in Abbildung 4.6(b) ein verallgemeinertes Gitter aus ähnlichen Parallelogrammen, in dem mit einer Schar zusätzlicher, paralleler Geraden genau dann maximal viele Schnittpunkte entstehen können, wenn die Steigung dieser Geraden mit der Steigung einer Diagonale *aller* Parallelogramme übereinstimmt. Dieser Fall ist genau dann gegeben, wenn das zugrunde liegende Gitter der ersten beiden Frequenzrampen aus identischen Parallelogrammen aufgebaut ist, wie in Abbildung 4.6(c) oder 4.6(d) dargestellt. Durch Einführung einer invertierbaren Transformationsmatrix  $\mathbf{T}_2 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$  mit

$$\mathbf{T}_2 = \gamma \begin{bmatrix} f_c + s_2 t_2 & f_c + s_1 t_1 \\ -s_2 & -s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{s_2(f_c + s_3 t_3) - s_3(f_c + s_2 t_2)}{s_3(f_c + s_1 t_1) - s_1(f_c + s_3 t_3)} \end{bmatrix}, \quad \gamma \neq 0 \quad (4.10)$$

kann leicht gezeigt werden, dass *jede* Modulation  $\mathbf{B}_2$  mit drei Frequenzrampen

$$\mathbf{B}_2 = \frac{2}{c} \begin{bmatrix} s_1 T_1 & T_1(f_c + s_1 t_1) \\ s_2 T_2 & T_2(f_c + s_2 t_2) \\ s_3 T_3 & T_3(f_c + s_3 t_3) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

auf eine normierte Modulation transformiert werden kann, deren Mehrdeutigkeitsgeraden in der  $(d, v)$ -Ebene nach (3.85) die Steigungen  $90^\circ$ ,  $0^\circ$  und  $45^\circ$  aufweisen, also dass

$$\mathbf{K} = \mathbf{B}_2 \mathbf{P} = \underbrace{\mathbf{B}_2 \mathbf{T}_2}_{\tilde{\mathbf{B}}_2} \underbrace{\mathbf{T}_2^{-1} \mathbf{P}}_{\tilde{\mathbf{P}}} =: \tilde{\mathbf{B}}_2 \tilde{\mathbf{P}} \quad (4.12)$$

mit

$$\tilde{\mathbf{B}}_2 = \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & \gamma_3 \\ 0 & \gamma_2 & -\gamma_3 \end{bmatrix}^T, \quad \gamma_1, \gamma_2, \gamma_3 \neq 0. \quad (4.13)$$

Nach (4.12) ist es ausreichend, den Worst-Case für die normierte Modulation  $\tilde{\mathbf{B}}_2$  zu identifizieren. Dazu sind in Abbildung 4.7 verschiedene Belegungen  $\tilde{\mathbf{P}}$  der *normierten*  $(d, v)$ -Ebene dargestellt. In Teilgrafik 4.7(a) und 4.7(b) sind verschiedene Belegungen für  $M = 5$  Ziele dargestellt, wobei durch die Belegung in 4.7(b) zwei Überlagerungs-Fehlmatches mehr entstehen. Die Teilgrafiken 4.7(c) und 4.7(d) zeigen zwei verschiedene Belegungen, die zu gleich vielen Überlagerungs-Fehlmatches führen, wobei in 4.7(c) eine Peaküberlagerung in der diagonalen Frequenzrampe vorliegt. Eine Belegung  $\tilde{\mathbf{P}}$  in der normierten  $(d, v)$ -Ebene kann mittels  $\mathbf{P} = \mathbf{T}_2 \tilde{\mathbf{P}}$  wieder in die normale  $(d, v)$ -Ebene wie in Abbildung 4.6 transformiert werden.

Der Worst-Case liegt in der normierten  $(d, v)$ -Ebene offensichtlich genau dann vor, wenn die Hauptdiagonale (normierte Steigung eins und maximale Anzahl an Gitterschnittpunkten) und die angrenzenden Nebendiagonalen (parallel zur Hauptdiagonalen, aber mit weniger Gitterschnittpunkten) durch Ziele belegt sind, wie in Abbildung 4.7(b). Für  $M$  ungerade ist dieses Belegungsschema immer ohne Peaküberlagerung möglich, weshalb sich in diesem Fall

$$\max_{\mathbf{B}_2, \mathbf{P}} \left( M_{\tilde{\mathbf{U}}} \mid N = 3, M \text{ ungerade} \right) = \frac{1}{4} \left( 3M^2 - 4M + 1 \right) \quad (4.14)$$

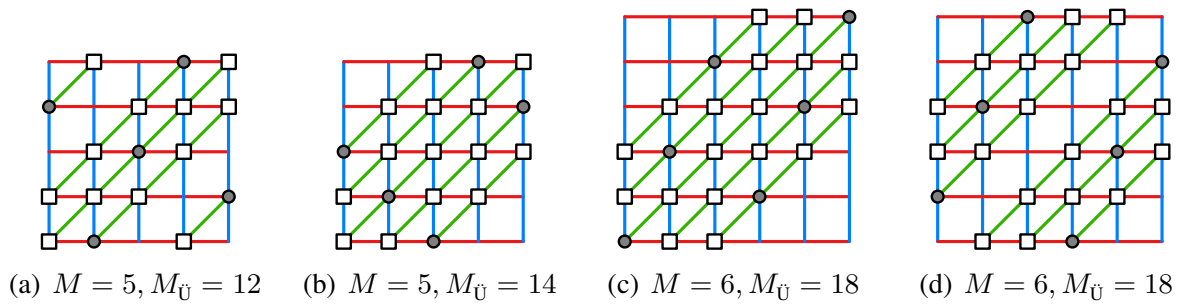


Abbildung 4.7: Überlagerungs-Fehlmatches in der normierten  $(d,v)$ -Ebene für  $N = 3$

ergibt, vgl. [Reiher 2008b]. Für  $M$  gerade dagegen kann die Belegung entweder analog zum Fall  $M$  ungerade erfolgen, mit einer Peaküberlagerung auf der Hauptdiagonalen wie in Abbildung 4.7(c) dargestellt, oder durch eine symmetrische Belegung der Nebendiagonalen wie in Abbildung 4.7(d). Der Worst-Case ergibt sich jeweils zu

$$\max_{\mathbf{B}_2, \mathbf{P}} \left( M_{\text{Ü}} \mid N = 3, M \text{ gerade} \right) = \frac{3}{4} M(M - 2). \quad (4.15)$$

Die zweite Zeile in Tabelle 4.3 gibt eine Übersicht der Werte nach (4.14) bzw. (4.15). Somit kann für jede Modulation mit drei Frequenzrampen eine Konstellation realer Ziele auftreten, die zum Worst-Case an Überlagerungs-Fehlmatches führen. Die dazu nötigen Zielpositionen unterscheiden sich jedoch i. Allg. für verschiedene Modulationen (da  $\mathbf{T}_2$  nach (4.10) von der Modulation abhängt), weshalb bei der Auswahl der Modulation die Zielverteilung berücksichtigt werden sollte, da diese das Auftreten des Worst-Case entscheidend beeinflusst, wie in [Reiher 2008b] gezeigt wird. Diese Aussage wird auch durch Abbildung 4.8 gestützt, in der zwei Gruppen aus jeweils drei Zielen gegeben sind, die für zwei unterschiedliche Modulationen mit drei Rampen jeweils einen Worst-Case erzeugen. Aufgrund der angenommenen Zielverteilung wird ein Muster wie im linken Fall allerdings deutlich häufiger auftreten als das Muster im rechten Fall, weshalb eine Auslegung der Frequenzrampen wie im rechten Fall für die vorliegende Zielverteilung günstiger ist.

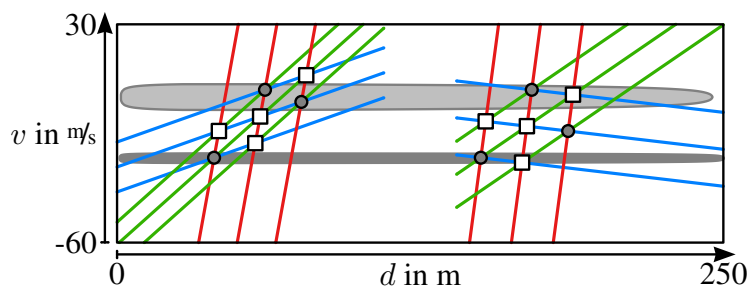


Abbildung 4.8: Unterschiedliche Kritikalität von Worst-Case-Pattern

### Modulationen mit vier Frequenzrampen

Durch die Vorarbeit im letzten Abschnitt kann der Worst-Case für Modulationen mit vier Frequenzrampen schnell bestimmt werden. Offensichtlich müssen zu seiner Entstehung die

$M$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\max(M_{\ddot{U}} N = 2, M)$	0	2	6	12	20	30	42	56	72	90
$\max(M_{\ddot{U}} N = 3, M)$	0	0	4	6	14	18	30	36	52	60
$\max(M_{\ddot{U}} N = 4, M)$	0	0	0	4	8	10	16	20	29	36

Tabelle 4.3: Anzahl Überlagerungs-Fehlmatches im Worst-Case

Mehrdeutigkeitsgeraden der vierten Frequenzrampe in der normierten  $(d,v)$ -Ebene die Steigung  $-45^\circ$  aufweisen, also

$$\mathbf{B}_2 \mathbf{T}_2 = \frac{2}{c} \begin{bmatrix} s_1 T_1 & T_1(f_c + s_1 t_1) \\ s_2 T_2 & T_2(f_c + s_2 t_2) \\ s_3 T_3 & T_3(f_c + s_3 t_3) \\ s_4 T_4 & T_4(f_c + s_4 t_4) \end{bmatrix} \mathbf{T}_2 \stackrel{!}{=} \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & \gamma_3 & \gamma_4 \\ 0 & \gamma_2 & -\gamma_3 & \gamma_4 \end{bmatrix}^T, \quad \gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4 \neq 0. \quad (4.16)$$

Die dazu nötige Transformationsmatrix  $\mathbf{T}_2$  existiert aber nur dann, wenn die Parameter der Modulation die Bedingung

$$\begin{aligned} & \left( \frac{s_1}{f_c + s_1 t_1} + \frac{s_2}{f_c + s_2 t_2} \right) \left( \frac{s_3}{f_c + s_3 t_3} + \frac{s_4}{f_c + s_4 t_4} \right) \\ &= 2 \left( \frac{s_1 s_2}{(f_c + s_1 t_1)(f_c + s_2 t_2)} + \frac{s_3 s_4}{(f_c + s_3 t_3)(f_c + s_4 t_4)} \right) \end{aligned} \quad (4.17)$$

erfüllen, siehe [Reiher 2008b]. Gleichung (4.17) stellt einen grundlegenden Zusammenhang für die Auslegung von Modulationen mit vier Frequenzrampen dar. Modulationen, die (4.17) (näherungsweise) erfüllen, sollten vermieden werden.

In Abbildung 4.9 sind mögliche Worst-Case-Belegungen bei variierender Anzahl  $M$  realer Ziele gegeben. Im Gegensatz zum Fall mit drei Frequenzrampen kann nun kein allgemein gültiges Schema zum Aufbau des Worst-Case gegeben werden, weshalb die Werte in Tabelle 4.3 über eine erschöpfende Suche ermittelt wurden.

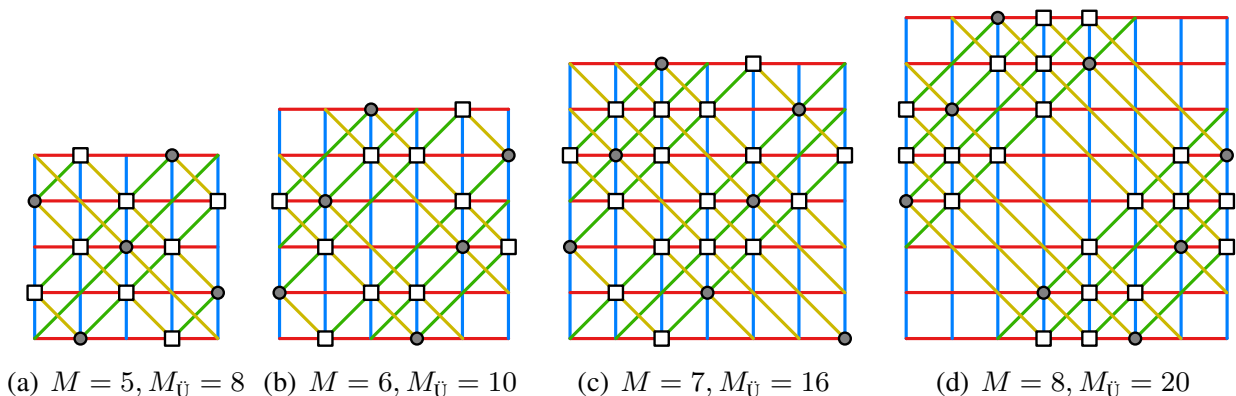


Abbildung 4.9: Überlagerungs-Fehlmatches in der normierten  $(d,v)$ -Ebene für  $N = 4$

## Modulationen mit mehr als vier Frequenzrampen

Die Vorgehensweise für den Fall von Modulationen mit mehr als vier Frequenzrampen ist nun offensichtlich. Ein Worst-Case wird immer genau dann vorliegen, wenn die Steigungen der zusätzlichen Frequenzrampen in der normierten  $(d,v)$ -Ebene Werte aus der sogenannten *Farey-Folge* (vgl. [Bronstein 2001] oder [Svalbe 2003]) darstellen bzw. ihre negierten oder invertierten Elemente. Die Steigungen der ersten vier Mehrdeutigkeitsgeraden sind in Abbildung 4.10(a) blau dargestellt. Für diese Steigungen unterscheiden sich zwei Schnittpunkte einer Geraden mit dem vorliegenden Quadratgitter nur um eine Längeneinheit auf der normierten  $d$ -Achse bzw.  $v$ -Achse, weshalb in einem Gitter endlicher Ausdehnung die maximale Anzahl an Schnittpunkten erreicht werden kann. Für bis zu acht Frequenzrampen müssen die zusätzlichen Steigungen den roten Steigungen entsprechen, mit denen ein Schnitt mit jedem zweiten Gitterpunkt entsteht, siehe Abbildung 4.10(b). Für bis zu 16 Frequenzrampen kommen schließlich die grünen Steigungen in Abbildung 4.10(c) hinzu, die einen Schnitt mit jedem dritten Gitterpunkt erzeugen, usw. Analog zu (4.17) kann für eine beliebige Anzahl Frequenzrampen eine Bedingung formuliert werden, die für den Auftritt des Worst-Case notwendig ist. Grundsätzlich sinkt aber die Auftrittswahrscheinlichkeit eines Worst-Case mit hoher Zielanzahl stark ab [Reiher 2008b], weshalb die Sicherstellung der Robustheit einer Modulation hinsichtlich der Worst-Cases für niedrige Zielanzahlen i. Allg. ausreichend ist. Demgegenüber werden Elemente der Farey-Folge von [Katz 1978] gerade als optimale Wahl für die Steigungen der Projektionsrichtungen (hier Frequenzrampen) angesehen, da diese für ein Gitter gegebener Größe die geringsten Anforderungen an die Auflösung der einzelnen Projektionen (hier Spektren) stellen.

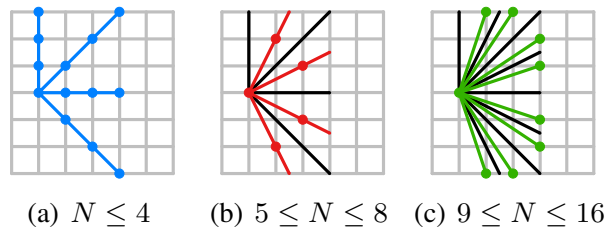


Abbildung 4.10: Steigungen der Mehrdeutigkeitsgeraden im Worst-Case

### 4.2.3 Auftrittswahrscheinlichkeit in der $(d,v)$ -Ebene

In den beiden vorangegangenen Abschnitten wurde bereits der Auftrittsbereich der Überlagerungs-Fehlmatches in der  $(d,v)$ -Ebene bestimmt sowie eine obere Grenze für ihre Anzahl hergeleitet. Zur optimalen Auslegung einer Modulation für eine gegebene Anwendung ist jedoch die Auftrittswahrscheinlichkeit von Fehlmatches von Interesse, idealerweise für einen beliebigen Ausschnitt der  $(d,v)$ -Ebene. Klassisch wurden zur Bestimmung dieser Auftrittswahrscheinlichkeit Monte-Carlo-Simulationen verwendet, die naturgemäß sehr rechenintensiv sind und Fragen zur Konvergenz der simulierten Größe oft nicht hinreichend beantworten können. In [Reiher 2009b] wurde deshalb ein Verfahren entwickelt, die gesuchte Auftrittswahrscheinlichkeit für eine beliebige Zielverteilung und Modulation des Radarsensors durch eine direkte Berechnung ohne Simulation zu bestimmen. Grundlage dieser Methode ist die

Zerlegung der  $(d,v)$ -Ebene in (nicht notwendigerweise) rechteckige Zellen  $\zeta$  der Größe  $\delta_d$  und  $\delta_v$ , wie in Abbildung 4.11(a) für die konkrete Zelle  $\zeta_0$  an der Position  $(d_0, v_0)$  angedeutet.

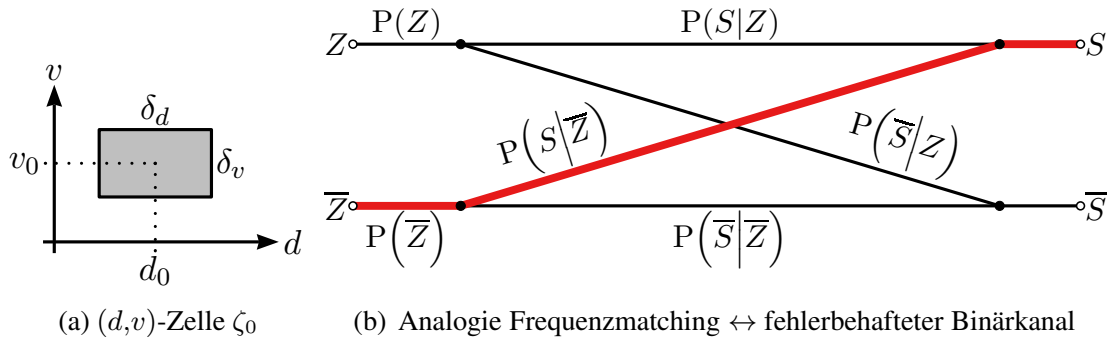


Abbildung 4.11: Betrachtung des Frequenzmatchings als fehlerbehafteter Binärkanal

Aus der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Zielverteilung folgt damit eine Auftrittswahrscheinlichkeit eines Ziels in Zelle  $\zeta_0$  von

$$P_{\zeta_0} := P_{d_0 v_0} = p_{d_0 v_0} \delta_d \delta_v, \quad (4.18)$$

wobei  $p_{d_0 v_0}$  die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion für den Aufenthalt eines Einzelziels in einer bestimmten Zelle der quantisierten  $(d,v)$ -Ebene ist. Bei der Durchführung des Frequenzmatchings nach Abschnitt 3.4 können für die beliebige  $(d,v)$ -Zelle  $\zeta_0$  die folgenden Ereignisse auftreten:

- $Z$ : Ein Ziel befindet sich zum Messzeitpunkt in Zelle  $\zeta_0$ . Falls sich mehrere Ziele in der betrachteten  $(d,v)$ -Zelle befinden, werden sie als ein einzelnes Ziel behandelt, da eine Trennung nur über Methoden der hochauflösenden Winkelschätzung oder weitere unterscheidbare Attribute der Ziele erfolgen kann.
- $S$ : Das Frequenzmatching detektiert einen Schnittpunkt aus  $N$  Mehrdeutigkeitsgeraden in Zelle  $\zeta_0$ .
- $F$ : Das Frequenzmatching bildet einen Fehlmatch in Zelle  $\zeta_0$ . Bekanntlich entsteht dieser als (näherungsweise) Schnittpunkt aus  $N$  Mehrdeutigkeitsgeraden in einer Zelle, in der sich *kein* Ziel befindet.

Mit den eingeführten Ereignissen wird eine einfache Analogie zwischen dem Frequenzmatching und einer Übertragung binärer Daten über einen asymmetrischen, fehlerbehafteten Kanal erkennbar, was in Abbildung 4.11(b) verdeutlicht wird. Die Entstehung eines Fehlmatches ist dort als roter Pfad hervorgehoben, auf dem, ausgehend von einer nicht besetzten Zelle ( $\bar{Z}$ ), dennoch ein Schnittpunkt aus Mehrdeutigkeitsgeraden detektiert wird ( $S$ ). Demnach kann die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Fehlmatches in  $\zeta_0$  als

$$P(F) = P(\bar{Z} \cap S) = P(\bar{Z}) P(S|\bar{Z}) =: P_{\text{FA}}(\zeta_0) \quad (4.19)$$



ausgedrückt werden, wobei  $\overline{X}$  das Komplementärereignis zu  $X$  bezeichnet und  $P(X|Y)$  die bedingte Wahrscheinlichkeit von Ereignis  $X$  unter der Bedingung des Eintritts von Ereignis  $Y$ . Zur Bestimmung von  $P_{\text{FA}}(\zeta_0)$  nach (4.19) werden neben den spektralen Detektionswahrscheinlichkeiten  $P_{\text{D},i}$  und  $P_{\text{FA},i}$ , die über (3.46) verknüpft sind, folgende Spektren-spezifische Ereignisse benötigt:

- $Z_i$ : Im Spektrum der Frequenzrampe  $i$  existiert eine Zielfrequenz, deren Mehrdeutigkeitsgerade die Zelle  $\zeta_0$  durchläuft.
- $S_i$ : Im Spektrum der Frequenzrampe  $i$  wird eine Zielfrequenz *detektiert*, deren Mehrdeutigkeitsgerade die Zelle  $\zeta_0$  durchläuft.

Die umfangreiche Herleitung zur Berechnung der Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_{\text{FA}}(\zeta_0)$  wird in Anhang A.5 vollzogen, an dieser Stelle wird lediglich das Endergebnis vorgestellt:

$$\frac{P_{\text{FA}}(\zeta_0)}{1 - P_{\zeta_0}} \stackrel{\text{(A.39)}}{\approx} \prod_{i=1}^N \Pi_i \left( P_{\text{FA},i} + P_{\text{D},i} \left\{ \Sigma_i(1) + (2 - P_{\text{D},i}) \left[ \Sigma_i(1)^2 - \Sigma_i(2) \right] \right\} \right). \quad (4.20)$$

Zur Berechnung der Falschalarmwahrscheinlichkeit für eine bestimmte Zelle  $\zeta_0$  ist nach (4.20) neben der Festlegung der spektralen Detektionseigenschaften ( $P_{\text{D},i}$  und  $P_{\text{FA},i}$ ) zuerst die Identifikation aller Zellen der quantisierten  $(d,v)$ -Ebene notwendig, die auf einer quantisierten Mehrdeutigkeitsgeraden nach Abbildung A.1 durch  $\zeta_0$  liegen. Für diese Menge an Zellen werden dann die benötigten Hilfsgrößen  $\Pi_i$  bzw.  $\Sigma_i(\cdot)$  nach (A.34) berechnet und schließlich in (4.20) eingesetzt.

Beobachtungen zur Basisformel (4.20) der Falschalarmwahrscheinlichkeit sind:

- Je größer die Anzahl an Frequenzrampen  $N$  einer Modulation, desto kleiner ist die Auftrittswahrscheinlichkeit  $P_{\text{FA}}(\zeta_0)$  und die Anzahl an Überlagerungs-Fehlmatches.
- Sowohl eine vergrößerte Falschalarmwahrscheinlichkeit als auch eine vergrößerte Detektionswahrscheinlichkeit führen zu einem größeren  $P_{\text{FA}}(\zeta_0)$ .
- Ein größerer Wert von  $P_{\text{FA}}(\zeta_0)$  ergibt sich für solche Zellen, bei denen alle  $N$  Mehrdeutigkeitsgeraden Regionen der Zielverteilung mit hoher Auftrittswahrscheinlichkeit für Ziele durchlaufen.
- Unter der Annahme  $P_{\text{FA},i} = 0 \forall i$  kann eine Falschalarmwahrscheinlichkeit von null für diejenigen Zellen erreicht werden, bei denen es möglich ist zumindest eine Frequenzrampe so auszulegen, dass die zugehörigen Mehrdeutigkeitsgeraden nur Zellen mit verschwindender Auftrittswahrscheinlichkeit für Ziele durchläuft. Dies wurde in Abbildung 4.5(a) für alle nicht schraffierten Zellen sichergestellt.

In Abbildung 4.12 ist ein Vergleich zwischen der analytischen Berechnung nach (4.20) und einer Monte-Carlo-Simulation dargestellt. In Abbildung 4.12(a) ist die Auftrittswahrscheinlichkeit für Fehlmatches in Falschfarben bei linearer Skala dargestellt (blau entspricht sehr niedriger Wahrscheinlichkeit und rot sehr hoher Wahrscheinlichkeit), für eine Gleichverteilung der Ziele und eine Modulation mit drei Frequenzrampen (Modulation  $A_3$  aus Tabelle B.5 auf Seite 169). Die Steigungen der Frequenzrampen dieser Modulation sind durch

die schwarzen Mehrdeutigkeitsgeraden gegeben, ihr Sichtbereich überdeckt den gezeigten Ausschnitt der  $(d,v)$ -Ebene vollständig. Zur Ermittlung der Auftrittswahrscheinlichkeit von Fehlmatches wurden  $10^8$  Ziele ebenfalls nach einer Gleichverteilung simuliert und die entstandenen Matches anhand der Referenz als Zielmatches oder Fehlmatches gelabelt. Der Matching-Algorithmus entsprach dabei der *Validierung von Hypothesen*, wie in Abbildung 3.6 vorgestellt, ohne weitere Plausibilisierung der resultierenden Matches. Das Ergebnis der analytischen Berechnung nach (4.20) für identische Parametrierung der Zielverteilung und der Modulation ist in Abbildung 4.12(b) gegeben. Die Teilabbildungen 4.12(c) und 4.12(d) spiegeln obigen Vergleich im Fall eines Radarsystems ohne IQ-Mischer wider. In beiden Fällen ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der Monte-Carlo-Simulation und der analytischen Berechnung.

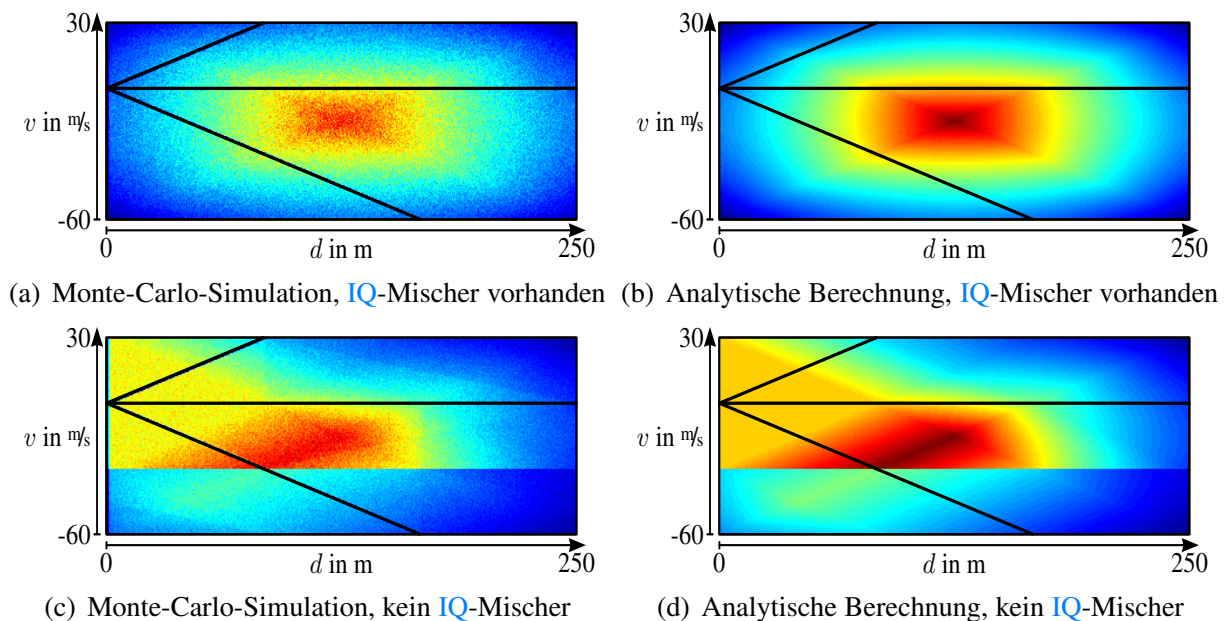


Abbildung 4.12: Vergleich zwischen Monte-Carlo-Simulation mit  $10^8$  Referenzzielen und analytischer Berechnung nach (4.20) für Modulation  $A_3$  aus Tabelle B.5 auf Seite 169

Ein Vergleich der Teilabbildungen 4.12(b) und 4.12(d) illustriert sehr anschaulich die Auswirkungen eines IQ-Mischers auf die Falschalarmwahrscheinlichkeit. Beide Abbildungen weisen zwar verschiedene Farbskalen auf (um jeweils einen optimalen Kontrast zu erzielen), in [Reiher 2009b] ergab sich durch einen fehlenden IQ-Mischer jedoch etwa eine um den Faktor 1,5 bis 3,5 höhere Falschalarmwahrscheinlichkeit. In Abbildung 4.12(d) ist für Geschwindigkeiten  $v < -30$  m/s eine deutlich reduzierte Falschalarmwahrscheinlichkeit erkennbar. Der Grund ist, dass sich das Fehlen des IQ-Mischers nur im Intervall  $-30$  m/s  $< v < 30$  m/s auswirkt, da in diesem Bereich beide Seiten des Spektrums der CW-Rampe im relevanten Teil der  $(d,v)$ -Ebene liegen und somit beide Vorzeichen einer gemessenen Frequenz in Hypothesen überprüft werden müssen, vgl. Abschnitt 3.4.1. Im Intervall  $-60$  m/s  $< v < -30$  m/s ist das Vorzeichen dagegen eindeutig bestimmt, wodurch die Anzahl zu überprüfender Mehrdeutigkeitsgeraden geringer ist und damit die Wahrscheinlichkeit zufälliger Schnittpunkte sinkt.

Dieser Vergleich zwischen einem Radarsystem mit und ohne IQ-Mischer wird in Abbildung

4.13 ausgeweitet. Dort ist für zwei Modulationen mit vier Frequenzrampen jeweils das Ergebnis der analytischen Berechnung dargestellt, wobei nun die Sichtbereiche der Modulationen nicht den gesamten betrachteten Ausschnitt der  $(d,v)$ -Ebene abdecken. Zusätzlich ist in den Teilabbildungen 4.13(b) und 4.13(d) in Analogie zur eben beschriebenen Achse  $v = -30$  m/s für jede Frequenzrampe diejenige Mehrdeutigkeitsgerade in grau eingezeichnet, ab der sich durch den fehlenden IQ-Mischer keine Änderungen mehr ergeben. Anhand dieser Geraden sowie der Sichtbereichsgrenzen kann offensichtlich bereits eine grobe Vorhersage der Verteilung der Fehlmatches in der  $(d,v)$ -Ebene für eine gegebene Modulation erfolgen.

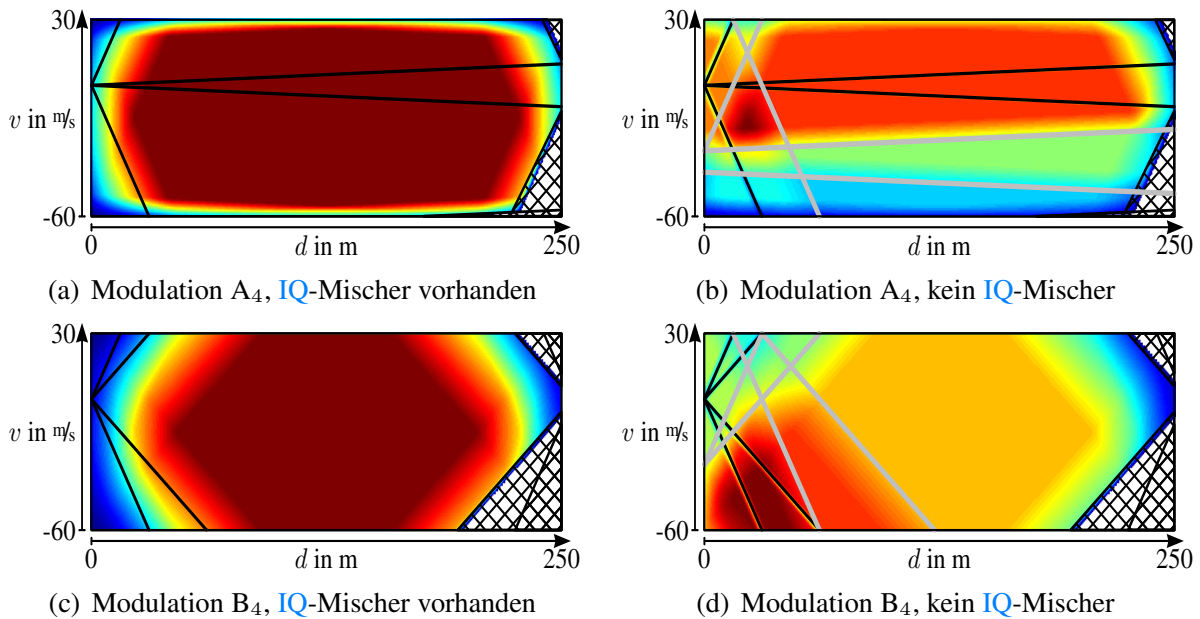


Abbildung 4.13: Vergleich zwischen einem Radarsystem mit bzw. ohne IQ-Mischer bei analytischer Berechnung nach (4.20) für Modulationen A<sub>4</sub> und B<sub>4</sub> aus Tabelle B.6 auf Seite 169

In Abbildung 4.14 ist schließlich dargestellt, wie sich eine Variation der Zielverteilung auf die Falschalarmwahrscheinlichkeit in der  $(d,v)$ -Ebene auswirkt. Dabei wurden die zwei Moden der ACC-Verteilung nach Tabelle 4.2 verwendet. Teilabbildung 4.14(a) zeigt große Ähnlichkeit mit dem vorhergesagten Auftretsbereich für diese Verteilung aus Abbildung 4.5, in welcher ebenfalls eine sehr flache Frequenzrampe zur Aufspaltung des Auftretsbereichs von Fehlmatches in zwei Bereiche geführt hat. Die vergleichsweise steilen Frequenzrampen von Modulation B<sub>4</sub> führen nach Abbildung 4.14(b) bei dieser Zielverteilung dagegen zu einer Ausbreitung der Fehlmatches über einen Großteil des relevanten Bereichs der  $(d,v)$ -Ebene. Weitere Beobachtungen sowie ausführliche Experimente finden sich in [Reiher 2009c].

#### 4.2.4 Detektionswahrscheinlichkeit in der $(d,v)$ -Ebene

Neben der Falschalarmwahrscheinlichkeit aus dem letzten Abschnitt wird zur Auslegung einer Modulation auch die Detektionswahrscheinlichkeit  $P_D(\zeta_0)$  benötigt, deren Herleitung sich im Anhang A.6 befindet. Demnach ergibt sich für die Detektionswahrscheinlichkeit in der quantisierten  $(d,v)$ -Ebene folgender Ausdruck:

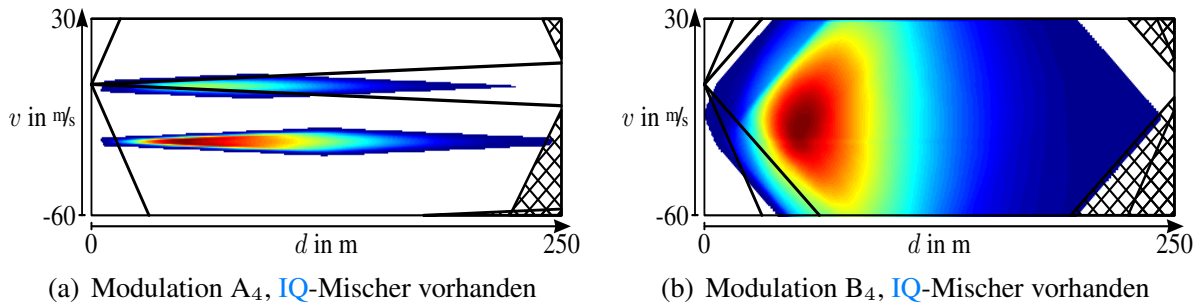


Abbildung 4.14: Falschalarmwahrscheinlichkeiten bei der ACC-Verteilung nach Tabelle 4.2 auf Seite 83 für Modulationen A<sub>4</sub> und B<sub>4</sub> aus Tabelle B.6 auf Seite 169

$$\frac{P_D(\zeta_0)}{P_{\zeta_0}} \stackrel{(A.51)}{\approx} \prod_{i=1}^N \left\{ P_{D,i} \Pi_i \left[ 1 + (2 - P_{D,i}) \Sigma_i(1) \right] \right\}. \quad (4.21)$$

Beobachtungen zur Detektionswahrscheinlichkeit für Zielmatches nach (4.21) sind:

- Für reale Detektionsbedingungen ( $P_{D,i} < 1$ ) sinkt die Detektionswahrscheinlichkeit für Modulationen mit steigender Anzahl an Frequenzrampen. Dies bestätigt den bereits mehrfach postulierten Tradeoff zwischen Detektionswahrscheinlichkeit für Zielmatches und Auftretswahrscheinlichkeit für Fehlmatches.
- Die spektrale Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_{FA,i}$  geht in die Detektionswahrscheinlichkeit für Zielmatches nicht ein, da in einem Frequenzbin, in dem eine Zielfrequenz *vorhanden* ist, per Definition kein Falschalarm auftreten kann.

Sowohl für die Berechnung der Falschalarmwahrscheinlichkeit nach (4.20) als auch für die Berechnung der Detektionswahrscheinlichkeit nach (4.21) ist es wichtig anzumerken, dass bei der Quantisierung der  $(d,v)$ -Ebene in Zellen *keine* beliebige Zellgröße bzw. Zellgeometrie verwendet werden darf. Idealerweise sollten die Zellen genau der Fehlerellipse (vorteilhaft mit  $3\sigma$ -Höhenlinie) der verwendeten Modulation entsprechen, wie sie durch die Kovarianzmatrix der Parameterschätzung nach (3.73) festgelegt ist. Um jedoch eine möglichst einfache Parkettierung der Ebene zu erreichen, wird in dieser Arbeit auf rechteckige Zellen zurückgegriffen, deren Ausdehnung  $6\sigma_d$  bzw.  $6\sigma_v$  entspricht. Werden die Zellen größer gewählt, sinkt die mittlere Falschalarmwahrscheinlichkeit, da nun entstehende Matches tendentiell als Zielmatches betrachtet werden, weil zur Definition eines Ziels nicht weniger als eine Zelle belegt werden kann. Eine Wahl kleinerer Zellen täuscht dagegen numerisch eine höhere Trennfähigkeit der Modulation vor, was in einer erhöhten mittleren Falschalarmwahrscheinlichkeit resultiert, weil nun innerhalb der Fehlerellipse um ein vorhandenes Ziel Matches auftreten, die in eine andere Zelle als das Ziel fallen und damit als Fehlmatches gewertet werden.

#### 4.2.5 Bestimmung und Analyse von ROC-Kurven

Durch die Herleitung der Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_{FA}(\zeta_0)$  in (4.20) und der Detektionswahrscheinlichkeit  $P_D(\zeta_0)$  in (4.21) sind prinzipiell alle benötigten Informationen zur

Berechnung der ROC<sup>2</sup>-Kurve des Systems verfügbar, also einer Darstellung der Detektionswahrscheinlichkeit als Funktion der Falschalarmwahrscheinlichkeit. Eine ROC-Kurve ist eine grafische Darstellung des inhärenten Tradeoffs in einem Detektionssystem zwischen Detektionswahrscheinlichkeit und Falschalarmwahrscheinlichkeit. Eine analytische Form dieser Abhängigkeit kann bei den vorliegenden Ausdrücken ohne entsprechende Näherung allerdings nicht gebildet werden, weshalb die Ermittlung der ROC-Kurve über die analytische Berechnung der Werte nach (4.21) und (4.20) für eine Menge an Stützstellen realisiert wird. In Abbildung 4.15 sind die ROC-Kurven einer Modulation mit  $N = 3$  Rampen für verschiedene SNR-Werte dargestellt. Der Berechnung liegt eine Gleichverteilung der Ziele in der  $(d,v)$ -Ebene zugrunde, die jeweiligen Punkte der ROC-Kurve wurden als arithmetischer Mittelwert der Detektionswahrscheinlichkeit und Falschalarmwahrscheinlichkeit aller  $(d,v)$ -Zellen gebildet. Durch die Berechnung einer separaten Detektionswahrscheinlichkeit und Falschalarmwahrscheinlichkeit für jede  $(d,v)$ -Zelle bietet sich prinzipiell aber auch die Möglichkeit, eine ROC-Kurve für jede  $(d,v)$ -Zelle zu ermitteln. Nach Abbildung 4.15 ist für die vorliegende Modulation bereits ein SNR von ungefähr 20 dB ausreichend, um eine Detektionswahrscheinlichkeit über 0,95 zu erreichen, bei gleichzeitig sehr guter Unterdrückung von Fehlmatches.

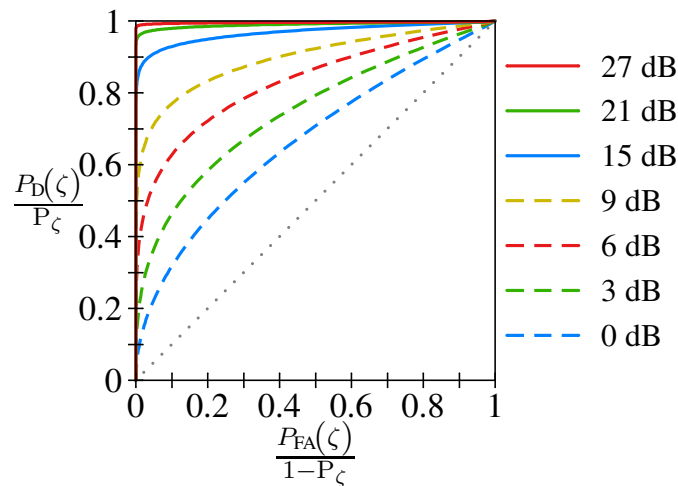


Abbildung 4.15: Exemplarische ROC-Kurven für eine Modulation mit  $N = 3$  Rampen bei verschiedenen SNR-Werten (Modulation  $A_3$  aus Tabelle B.5) auf Seite 169, gemittelt über alle Zellen  $\zeta$ , wobei als Zielverteilung die Gleichverteilung mit  $d \sim \mathcal{U}(0 \text{ m} , 250 \text{ m})$ ,  $v \sim \mathcal{U}(-60 \text{ m/s} , 30 \text{ m/s})$  gewählt wurde.

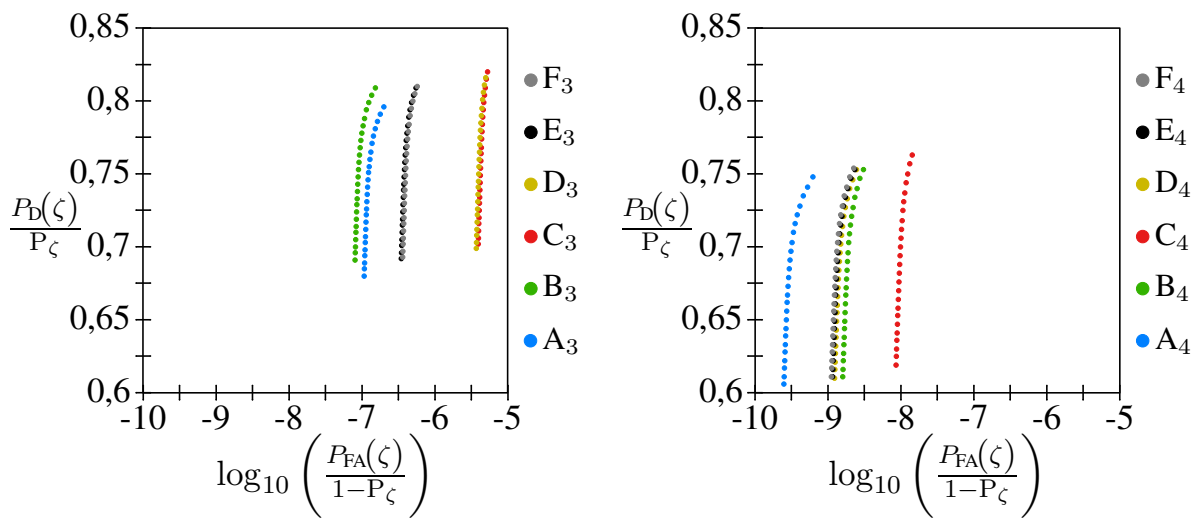
Für eine detaillierte Auflistung verschiedener Zahlenwerte für konkrete SNR-Werte siehe Tabelle 4.4. In Abbildung 4.16 ist zum Vergleich der Verlauf der ROC-Kurve in semilogarithmischer Darstellung für verschiedene Modulationen und ein konstantes SNR von 21 dB aufgetragen, im relevanten Bereich der spektralen Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_{FA,i}$  von  $-6 \leq \log_{10}(P_{FA,i}) \leq -2$ . Die Farbcodierung der Datenpunkte entspricht der Bezeichnung der Modulationen am rechten Bildrand, deren Parameter in den beiden Tabellen B.5 bzw. B.6 im Anhang gegeben sind. Dieses Intervall spektraler Falschalarmwahrscheinlichkeit einer

<sup>2</sup>Receiver Operating Characteristic: Kompromiss-Darstellung der Empfänger-Leistungsfähigkeit

SNR in dB	9	9	9	9	15	15	15	15	21	21	21	21
$\frac{P_D(\zeta)}{P_\zeta}$ in %	60	70	80	85	85	90	95	97,5	95	97	98	99
$\frac{P_{FA}(\zeta)}{1-P_\zeta}$ in %	1,2	4,4	14,0	24,1	0,7	3,7	20,4	46,5	0,3	2,8	10,8	35,2

Tabelle 4.4: Exemplarische Falschalarmwahrscheinlichkeiten für Detektionswahrscheinlichkeiten und SNR-Werte der Modulation  $A_3$  aus Tabelle B.5 auf Seite 169

Frequenzrampe wird auf das abgebildete Intervall der Auftrittswahrscheinlichkeit für Fehlmatches (also der Falschalarmwahrscheinlichkeit der gesamten Modulation) abgebildet. In ihrer Abfolge korrespondierende Punkte auf den verschiedenen Kurven entsprechen dabei den Arbeitspunkten der jeweiligen Modulationen für *identische* spektrale Detektionsbedingungen. Der prinzipielle Unterschied in der Leistungsfähigkeit wird hierbei deutlich, insbesondere die erwartete kleinere Detektionswahrscheinlichkeit und Falschalarmwahrscheinlichkeit beim Übergang von drei auf vier Frequenzrampen. In Abbildung 4.17 ist schließlich der

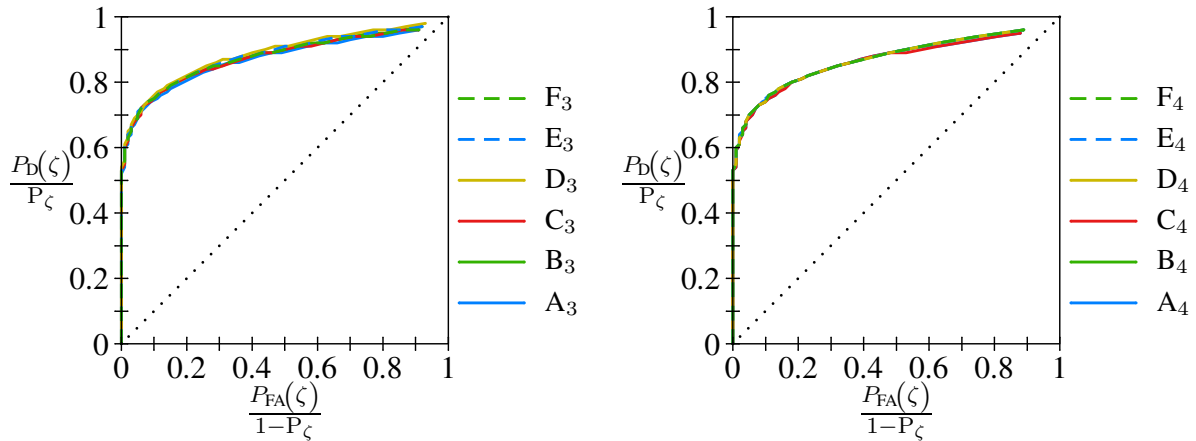


(a)  $N = 3$ , Parameter nach Tabelle B.5 auf Seite 169 (b)  $N = 4$ , Parameter nach Tabelle B.6 auf Seite 169

Abbildung 4.16: ROC-Kurven für verschiedene Modulationen bei 21 dB SNR, gemittelt über alle Zellen  $\zeta$ , wobei die Zielverteilung als Gleichverteilung in  $d$  und  $v$  gewählt wurde mit  $d \sim \mathcal{U}(0 \text{ m}, 250 \text{ m})$ ,  $v \sim \mathcal{U}(-60 \text{ m/s}, 30 \text{ m/s})$ .

Verlauf der ROC-Kurve über den gesamten Bereich der spektralen Falschalarmwahrscheinlichkeit von  $0 \leq P_{FA,i} \leq 1$  dargestellt. Hier zeigt sich, dass die verschiedenen Modulationen näherungsweise unabhängig von ihren Parametern und sogar für eine unterschiedliche Anzahl an Frequenzrampen annähernd dieselbe Trajektorie durchlaufen. Der Grund ist, dass bereits für eine moderate spektrale Falschalarmwahrscheinlichkeit ausreichend viele Mehrdeutigkeitsgeraden in der  $(d,v)$ -Ebene vorhanden sind, um in einem Großteil der  $(d,v)$ -Zellen einen Fehlmatch zu erzeugen, auch für vier Frequenzrampen. Eine genaue Betrachtung zeigt, dass die korrespondierenden Punkte der einzelnen Modulationen weiterhin einen Versatz wie in Abbildung 4.16 aufweisen, was an den Endpunkten der Kurven gut erkennbar ist. Dennoch kann in diesem Bereich offensichtlich durch eine Verbesserung der spektralen Detektionsei-

genschaften für eine Modulation mit drei Frequenzrampen *derselbe* Arbeitspunkt eingestellt werden, wie für eine Modulation mit vier Rampen und etwas schlechterer Detektion. Da der Arbeitsbereich der Peakdetektion aber i. Allg. auf den Wertebereich nach Abbildung 4.16 beschränkt ist, hat diese Tatsache keine relevante Auswirkung auf die Auslegung von Modulationen und insbesondere auf die Bevorzugung von Modulationen mit vier Frequenzrampen bzgl. besserer Unterdrückung von Fehlmatches.



(a)  $N = 3$ , Parameter nach Tabelle B.5 auf Seite 169

(b)  $N = 4$ , Parameter nach Tabelle B.6 auf Seite 169

Abbildung 4.17: ROC-Kurven für verschiedene Modulationen bei 9 dB SNR, gemittelt über alle Zellen auf  $d \sim \mathcal{U}(0 \text{ m}, 250 \text{ m})$ ,  $v \sim \mathcal{U}(-60 \text{ m/s}, 30 \text{ m/s})$

### 4.3 Möglichkeiten zur Vermeidung von Fehlmatches

Basierend auf den Eigenschaften von Fehlmatches, die im vorigen Abschnitt vorgestellt wurden, werden nun Möglichkeiten zur Vermeidung durch entsprechende Parametrierung der Modulation entwickelt. Die Bewertung der entworfenen Modulationen wird mittels Monte-Carlo-Simulationen durchgeführt, da für eine statistisch *signifikante* Aussage basierend auf Messungen zum einen in komplexen Szenarien keine hinreichend exakte Referenz vorliegt, und zum anderen mit gestellten Messungen an einzelnen Fahrzeugen oder Gruppen von Tripelspiegeln nicht die Diversität an Szenen nachgebildet werden kann, die nötig wäre, um auf die allgemeine Auftrittswahrscheinlichkeit von Fehlmatches zu schließen.

#### 4.3.1 Statische Auslegung der Modulation

Zuerst soll der klassische Anwendungsfall der *statischen* Auslegung einer Modulation betrachtet werden, also der Festlegung von Modulationsparametern zur Designzeit, die zur Laufzeit unverändert gesendet werden. Zur Reduktion der Auftrittswahrscheinlichkeit bzw. der Auswirkungen von Fehlmatches sind dabei drei Ansätze denkbar:

- Eine *Absenkung* der Auftrittswahrscheinlichkeit von Fehlmatches innerhalb des Sichtbereichs der Modulation nach (4.20), unter gleichzeitiger Beachtung einer hinreichend großen Detektionswahrscheinlichkeit nach (4.21); also der Auswahl einer Modulation und ihres Arbeitspunktes auf einer ROC-Kurve mit optimalem Tradeoff.

- Eine *Beeinflussung* der Auftrittsbereiche von Fehlmatches dergestalt, dass die Funktionalität der jeweiligen Anwendung durch auftretende Fehlmatches nicht beeinträchtigt wird, siehe [Kühnle 2007c]. So sind z. B. sowohl für ACC-Anwendungen als auch für Sicherheitsfunktionen wie die AEB<sup>3</sup> Ziele mit negativer Relativgeschwindigkeit (also sich nähernde Ziele) wichtiger als solche mit positiver Relativgeschwindigkeit.
- Eine *Markierung* von Fehlmatches dergestalt, dass sie anhand einfacher Indikatoren mit hoher Wahrscheinlichkeit als Fehlmatches identifiziert werden können. Eine derartige Möglichkeit stellt z. B. ihre Verschiebung in physikalisch unplausible Bereiche der  $(d,v)$ -Ebene dar, also mit negativen Abständen oder unplausibel großen Werten für Abstand oder Relativgeschwindigkeit. Fehlmatches sollen also möglichst genau dort in der  $(d,v)$ -Ebene auftreten, wo die Wahrscheinlichkeit für den Aufenthalt eines realen Ziels gering ist. Dieser Ansatz wird im folgenden Abschnitt 4.4 untersucht.

Die ersten beiden Ansätze können offensichtlich simultan realisiert werden, indem die Falschalarmwahrscheinlichkeit in relevanten Bereichen der  $(d,v)$ -Ebene abgesenkt wird, auf Kosten einer erhöhten Falschalarmwahrscheinlichkeit in nicht relevanten Bereichen.

### Statische Minimierung der Auftrittswahrscheinlichkeit von Fehlmatches in relevanten Bereichen der $(d,v)$ -Ebene

In [Reiher 2009e] wird die statische Auslegung einer optimalen Modulation bei ausschließlicher Berücksichtigung der Detektionswahrscheinlichkeit und Falschalarmwahrscheinlichkeit in der Kostenfunktion betrachtet. Basierend auf den Möglichkeiten zur analytischen Berechnung der relevanten Größen nach (4.21) und (4.20) werden dort optimale Modulationen für verschiedene Zielverteilungen und Gewichtungsfunktionen unter praxisrelevanten Randbedingungen ermittelt. Die Optimierung einer Modulation unter Randbedingungen wird ausführlich in Kapitel 5 betrachtet, was einer Verallgemeinerung der hier beschriebenen Optimierung hinsichtlich der Auftrittswahrscheinlichkeit von Fehlmatches entspricht.

### Verschieben von Fehlmatches in irrelevante Bereiche der $(d,v)$ -Ebene

Mit den Verfahren aus dem vorherigen Abschnitt kann das Auftreten von Fehlmatches nicht völlig vermieden, aber dennoch kontrolliert werden. Allgemein ergibt sich nach der Herleitung in Anhang A.7 einer der beiden Schnittpunkte der Mehrdeutigkeitsgeraden zweier Ziele in der  $(d,v)$ -Ebene an den Koordinaten  $(d_i, v_i)$  und  $(d_j, v_j)$  bei einer Modulation mit zwei Frequenzrampen zu

$$d_F \stackrel{(A.53)}{=} d_i + \frac{1}{\Delta m} (\Delta v - m_1 \Delta d), \quad v_F \stackrel{(A.54)}{=} v_i + \frac{m_2}{\Delta m} (\Delta v - m_1 \Delta d), \quad (4.22)$$

mit den Differenzen  $\Delta d := d_j - d_i$ ,  $\Delta v := v_j - v_i$  und  $\Delta m := m_2 - m_1$ . Dabei steht  $m_1$  bzw.  $m_2$  für die Steigung einer Mehrdeutigkeitsgeraden in der  $(d,v)$ -Ebene, für welche nach (3.85) folgender Zusammenhang mit der Steigung der Frequenzrampe gilt:  $m_1 := -\frac{s_1}{f_c + s_1 t_1}$ .

---

<sup>3</sup>Autonomous Emergency Brake: Automatische Notbremse



Für den quadratischen Abstand des Schnittpunkts, der einen Fehlmatch repräsentiert, von den Positionen der Ziele folgt somit

$$(d_F - d_i)^2 + (v_F - v_i)^2 \stackrel{(4.22)}{=} (\Delta v - m_1 \Delta d)^2 \frac{1 + m_2^2}{\Delta m^2}, \quad (4.23)$$

$$(d_F - d_j)^2 + (v_F - v_j)^2 = (\Delta v - m_2 \Delta d)^2 \frac{1 + m_1^2}{\Delta m^2}. \quad (4.24)$$

Anmerkung: Zur Berechnung von (4.23) sowie (4.24) müssen dimensionslose Größen verwendet werden, da andernfalls ein Abstand  $\left(\sqrt{m^2 + (m/s)^2}\right)$  in der  $(d,v)$ -Ebene nicht definiert ist. Unabhängig von der konkreten Position der Ziele werden die evtl. entstehenden Fehlmatches also genau dann besonders weit verschoben, wenn die Mehrdeutigkeitsgeraden zweier Frequenzrampen sehr ähnliche Steigungen aufweisen, also  $|\Delta m|$  klein ist und beide in der  $(d,v)$ -Ebene möglichst steil verlaufen, also  $|m_1|$  und  $|m_2|$  groß.

### 4.3.2 Übergang zu einer Modulationssequenz

Ein mächtiges Instrument zur Identifikation von Fehlmatches stellt eine Variation der verwendeten Modulation nach jedem Zyklus dar. Dies beruht auf der Tatsache, dass sich Zielmatches anhand ihres Bewegungspolynoms auf einer *vorhersagbaren* Trajektorie durch den Parameterraum bewegen, während Fehlmatches häufig Sprünge oder sonstige Bewegungen vollführen, die nicht im Einklang mit ihrem jeweiligen Zustand (also Position und Winkel) stehen. In Abbildung 4.18 sind beispielhaft die Trajektorien von drei Zielmatches und zwei Fehlmatches in Zeitschritten von 0,5 s dargestellt, für einen hypothetischen Erfassungsbereich der Antenne von  $\pm 90^\circ$  in Azimut und Elevation. Die blaue Trajektorie gehört zu einem Ziel, das sich auf der Sensorachse mit einer konstanten Relativgeschwindigkeit von  $-50 \text{ m/s}$  nähert. Das Ziel auf der roten Trajektorie bewegt sich mit konstanter Geschwindigkeit von  $-40 \text{ m/s}$ , durch einen konstanten Versatz von 10 m zur Sensorachse strebt die gemessene radiale Relativgeschwindigkeit aber gegen  $0 \text{ m/s}$  zum Zeitpunkt des geringsten Abstands. Das Ziel auf der grünen Trajektorie bewegt sich mit konstanter Beschleunigung von  $3 \text{ m/s}^2$  entlang der Sensorachse bei einem großen Abstand beginnend, nähert sich immer langsamer an und entfernt sich schließlich wieder. Die dunkelgelben Trajektorien zweier Fehlmatches sind dagegen klar als physikalisch unplausibel zu identifizieren. So *verringert* sich bei dem linken Fehlmatch der Abstand über der Zeit, obwohl eine positive Relativgeschwindigkeit vorliegt. Die Trajektorie des rechten Fehlmatches könnte dagegen nur durch betragsmäßig unplausibel große Änderungen der Relativbeschleunigung entstehen.

Da die Verfahren zur Assoziation von Messungen zu prädierten Tracks bereits auf einem bestimmten Bewegungsmodell (oder mehreren) beruhen, dem Fehlmatches i. Allg. nicht genügen, werden den aus Fehlmatches gebildeten Tracks keine weiteren Messungen zugeordnet und diese somit nach wenigen Zyklen verworfen. Bei dem Entwurf einer Abfolge oder Sequenz von Modulationen muss also darauf geachtet werden, dass sich mögliche Fehlmatches *nicht* physikalisch plausibel, also konsistent zum Bewegungsmodell des verwendeten Trackers, bewegen. Hierfür stellen die Überlagerungs-Fehlmatches wiederum die relevante Klasse von Fehlmatches dar, da für die beiden anderen Klassen mit steigender Anzahl

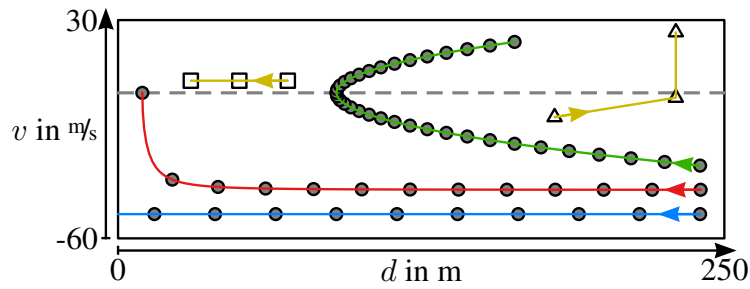


Abbildung 4.18: Physikalisch plausible und unplausible Trajektorien in der  $(d,v)$ -Ebene

enthaltener spektraler Falschalarme eine immer zufälliger Bewegung in der  $(d,v)$ -Ebene zu erwarten ist. So entspricht die Wahrscheinlichkeit, den prädierten Track eines Zufalls-Fehlmatches bei völliger Abwesenheit von Zielen im folgenden Zyklus erneut zu bestätigen, näherungsweise dem Verhältnis der Flächen des prädierten Gates und des Sichtbereichs der verwendeten Modulation, multipliziert mit dem Erwartungswert der Anzahl an Zufalls-Fehlmatches nach (4.2):

$$P(\text{„Zufalls-Fehlmatch wird bestätigt“}) \approx \frac{A_{\text{Gate}}}{A_{\text{Sichtbereich}}} E[M_Z]. \quad (4.25)$$

### Optimierung der mittleren Robustheit

Für den Entwurf einer statischen Sequenz aus Modulationen mit reduzierter Auftrittswahrscheinlichkeit physikalisch plausibler Fehlmatches wird wiederum die Herleitung der Falschalarmwahrscheinlichkeit nach (4.20) genutzt. Auf Grundlage einer gegebenen Modulation mit bekannter Falschalarmwahrscheinlichkeit soll eine Folgemodulation dergestalt entworfen werden, dass sich nach einer Prädiktion keine Bereiche innerhalb der  $(d,v)$ -Ebene ergeben, in denen beide Modulationen eine hohe Falschalarmwahrscheinlichkeit aufweisen. Die Verteilung der Fehlmatches der beiden Modulationen sollte im Idealfall also näherungsweise disjunkt oder komplementär sein, weshalb sich auch der Begriff *Komplementärmodulation* etabliert hat, siehe [Kühnle 2007b]. Die Prädiktion wirkt sich im einfachsten Fall einer Bewegung mit konstanter Geschwindigkeit als Scherung der  $(d,v)$ -Ebene aus, mit der Zykluszeit  $T_{\text{Zyklus}}$  des Sensors als Scherparameter:

$$\underline{p}_j(t + T_{\text{Zyklus}}) = \begin{bmatrix} 1 & T_{\text{Zyklus}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \underline{p}_j(t). \quad (4.26)$$

Über (4.26) kann jeder  $(d,v)$ -Zelle eine neue Position in der prädierten  $(d,v)$ -Ebene zugeordnet werden. Für die heute üblichen Zykluszeiten und auftretenden Relativgeschwindigkeiten im Automobilbereich kann die Auswirkung der Scherung für die Suche nach einer Komplementärmodulation jedoch mit guter Näherung vernachlässigt werden, weshalb die Disjunktheit zweier Fehlmatchverteilungen direkt als Kostenfunktion für die Optimierung verwendet werden kann.

## Optimierung der Robustheit in kritischen Szenarien

Neben einer Optimierung der Modulationen hinsichtlich einer minimalen mittleren Auftretswahrscheinlichkeit plausibler Fehlmatches können gezielt bekannte kritische Szenarien der jeweiligen Anwendung untersucht werden, vgl. [Kühnle 2006a]. So setzt sich z. B. die Mode der stationären Ziele der ACC-Verteilung zu einem großen Teil aus den Reflexionen von Leitplankenpfosten zusammen, die in der  $(d, v)$ -Ebene eine periodische Struktur darstellen. Die einzelnen Reflektoren dieser periodischen Struktur durchlaufen die  $(d, v)$ -Ebene aufgrund ihres Querversatzes zur Sichtachse des Sensors auf einer Trajektorie, die der roten Trajektorie in Abbildung 4.18 entspricht. Die Sichtbarkeit des „abknickenden“ Verlaufs für kleine Abstände hängt jedoch vom Abstand der Struktur zur Sensorachse und vom Öffnungswinkel der verwendeten Antenne ab. Kritisch für Anwendungen mit Gültigkeit der ACC-Verteilung sind also solche Modulationen, die für die eben beschriebene Trajektorie physikalisch plausible Trajektorien von Fehlmatches erlauben.

Entsteht durch eine Gruppe von Zielen mit Geschwindigkeit  $v_Z$  ein Fehlmatch, so besitzt dieser i. Allg. eine Geschwindigkeit  $v_F \neq v_Z$ , sofern die verwendete Modulation keine CW-Rampe enthält (also keine Frequenzrampe mit einem Hub von 0 Hz). Da die verursachenden Ziele eine gemeinsame Geschwindigkeit aufweisen, werden deren Abstände durch die Scherung nach (4.26) im nächsten Zyklus alle um den Wert  $v_Z T_{\text{Zyklus}}$  erhöht, weshalb der Fehlmatch erneut gebildet wird und dabei um denselben Abstand verschoben ist. Damit stimmt aber seine Bewegung in der  $(d, v)$ -Ebene nicht mit seiner Geschwindigkeit überein, weshalb er durch die zeitliche Filterung als nicht plausibel identifiziert wird, falls die Differenz  $|v_Z - v_F|$  einen gewissen Gatewert übersteigt. Diese Differenz korreliert mit der Ähnlichkeit der Steigungen der verwendeten Modulation, da laut (4.22)  $|v_Z - v_F| = \left| \frac{m_1 m_2}{m_2 - m_1} \right| |d_j - d_i|$ . Zur Entstehung plausibler Fehlmatches müssen somit also *mehrere* Fehlmatches mit der Geschwindigkeit  $v_F$  vorhanden sein, deren Abstände untereinander gerade dem benötigten Wert  $\left| v_F T_{\text{Zyklus}} \right|$  entsprechen. Sind durchgehend  $Q$  dieser Fehlmatches vorhanden, werden sie vom Tracker fälschlicherweise für jeweils  $Q - 1$  Zyklen als plausible Matches angesehen.

Vor allem Situationen, in denen nur wenig Dynamik vorliegt, was u. a. bei sehr niedriger Eigengeschwindigkeit, also  $\left| v_{\text{ego}} \right| \rightarrow 0$  m/s der Fall ist, stellen eine Herausforderung für die Modulation dar. So werden in Abbildung 4.19(a) durch eine periodische Struktur sechs stationärer Ziele zehn Fehlmatches hervorgerufen, von denen sich jeweils vier mit plausibler Geschwindigkeit für drei Zyklen entfernen bzw. annähern. Vom Tracker können diese Fehlmatches nicht identifiziert werden, wohl aber durch eine Anpassung der Modulationsparameter oder der Zykluszeit. Durch eine Veränderung der Modulationsparameter ergeben sich völlig neue Fehlmatchpositionen in der  $(d, v)$ -Ebene, weshalb die so entstehende Bewegung von Fehlmatches i. Allg. nicht getrackt werden kann, was in Abbildung 4.19(b) dargestellt ist. Da die Zykluszeit  $T_{\text{Zyklus}}$  auch in den kritischen Abstand eingeht, genügt eine Veränderung der Zykluszeit durch zufällige Warteintervalle, was dem Prinzip einer Variation der Pulswiederholrate nach Abschnitt 2.3 entspricht. In Abbildung 4.19(c) wird dagegen der Fall illustriert, dass durch die Trajektorie stehender Ziele bei bewegtem Sensor Fehlmatches mit verschwindender Relativgeschwindigkeit entstehen. Diese können i. Allg. nur durch eine in-

terzyklische Änderung der Modulation deplausibilisiert (vgl. Abbildung 4.19(d)) werden, da eine reine Anpassung der Zykluszeit nicht den gewünschten Effekt bringt.

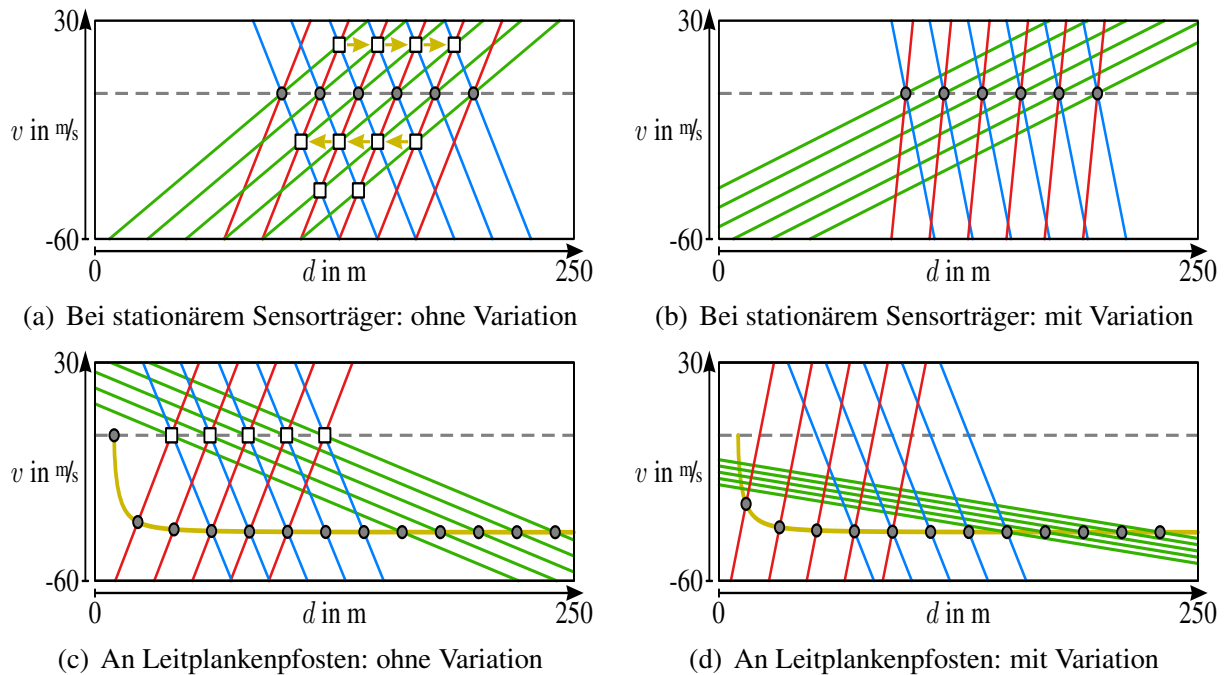


Abbildung 4.19: Physikalisch plausible Fehlmatches (in 4.19(a) bzw. 4.19(c)) und deren Vermeidung durch interzyklische Variation der Modulation (in 4.19(b) bzw. 4.19(d)), realisiert durch Adaption der Steigung einer Frequenzrampe

### 4.3.3 Adaptive Auslegung der Modulation

Wie in den vergangenen Abschnitten dargelegt wurde, ist eine Veränderung der Modulation von Zyklus zu Zyklus eine sehr effektive Maßnahme zur Verhinderung bzw. Identifikation konsistenter Fehlmatches. Durch eine Festlegung der Modulationen und deren Abfolge zur Designzeit können jedoch weiterhin (zugegebenermaßen relativ unwahrscheinliche) Konstellationen von Zielen konstruiert werden, die zu konsistenten Fehlmatches führen. Dieses Problem kann jedoch durch eine adaptive Auslegung der Modulationsparameter zur Laufzeit vollständig gelöst werden. Das Verfahren dazu wird in diesem Abschnitt vorgestellt, weiterführende Methoden und Kriterien zur Auslegung adaptiver Modulationen werden in Kapitel 6 behandelt.

Eine adaptive Modulation kann prinzipiell entweder zur optimalen Unterdrückung von Fehlmatches verwendet werden, oder zur optimalen Identifikation konsistenter Fehlmatches. Im ersten Anwendungsfall kann dies für Überlagerungs-Fehlmatches sehr einfach dadurch realisiert werden, dass die Frequenzrampen der Modulation so angepasst werden, dass für alle  $(d,v)$ -Zellen eines relevanten Bereichs keine Frequenzüberlagerung mit der prädierten Position eines bestehenden Matches vorliegt. Diese Aussage wird anhand von Abbildung 4.20 im Folgenden verdeutlicht. Wie bereits bekannt ist, muss zur Bildung eines Überlagerungs-Fehlmatches in jeder Mehrdeutigkeitsgeraden in der  $(d,v)$ -Ebene eine Überlagerung mit einem realen Ziel vorliegen. Ist eine solche Überlagerung eingetreten, kann durch Analyse

des vorliegenden Musters an Matches zwar mit hoher Wahrscheinlichkeit darauf geschlossen werden, dass es sich bei dem betrachteten Überlagerungs-Fehlmatch um einen Fehlmatch handelt, siehe Abschnitt 4.4.2. Jedoch kann dies nie mit völliger Sicherheit geschehen, weshalb im Idealfall bereits die Bildung des Überlagerungs-Fehlmatches an kritischen Stellen verhindert wird. Durch eine Prädiktion der Positionen *aller* ermittelten Matches eines Zyklus können für eine konkrete  $(d,v)$ -Zelle die Steigungen der Mehrdeutigkeitsgeraden bestimmt werden, die zu einer Frequenzüberlagerung führen würden. Diese Steigungen werden als *kritische* Steigungen bezeichnet und sind i. Allg. für jede  $(d,v)$ -Zelle unterschiedlich, was in Teilabbildung 4.20(a) für zwei exemplarische Positionen in der  $(d,v)$ -Ebene, gekennzeichnet durch weiße Kreise, dargestellt ist. Die grauen Kreise repräsentieren dabei die Positionen der vorhandenen Ziele bzw. Matches, im vorliegenden Beispiel also sechs Ziele. Unter der Annahme, dass keine zusätzlichen Ziele plötzlich im Sichtbereich auftauchen, kann an den beiden betrachteten Positionen nur dann ein Überlagerungs-Fehlmatch entstehen, wenn *alle* Frequenzrampen Steigungen aus der Menge der kritischen Steigungen aufweisen. Sobald also eine Frequenzrampe eine Steigung aufweist, die nicht in der Menge der kritischen Steigungen einer bestimmten Position in der  $(d,v)$ -Ebene enthalten ist, kann an dieser Position kein Fehlmatch gebildet werden. Bei Verwendung einer niedrigeren Schnittpunktordnung, also für Matches aus  $N - Q$  Mehrdeutigkeitsgeraden (siehe Abschnitt 4.1.2), müssen dazu allgemein mindestens  $Q + 1$  Frequenzrampen eine Steigung aufweisen, die nicht in der kritischen Menge enthalten ist. Zur adaptiven Bestimmung der Steigungen müssen zur Laufzeit also zuerst für alle relevanten Positionen in der  $(d,v)$ -Ebene die Mengen kritischer Steigungen ermittelt werden. Basierend auf deren Vereinigungsmenge und einer gewählten Schnittpunktordnung können schließlich die Steigungen ausgewählt werden, die (im Idealfall) in keiner kritischen Menge enthalten sind bzw. für eine minimale Anzahl an Positionen. Sollen Fehlmatches darüber hinaus in zusammenhängenden Gebieten der  $(d,v)$ -Ebene verhindert werden, ergeben sich für jedes Gebiet kritische Intervalle an Steigungen durch Tangenten an dieses Gebiet, wie Teilabbildung 4.20(b) verdeutlicht.

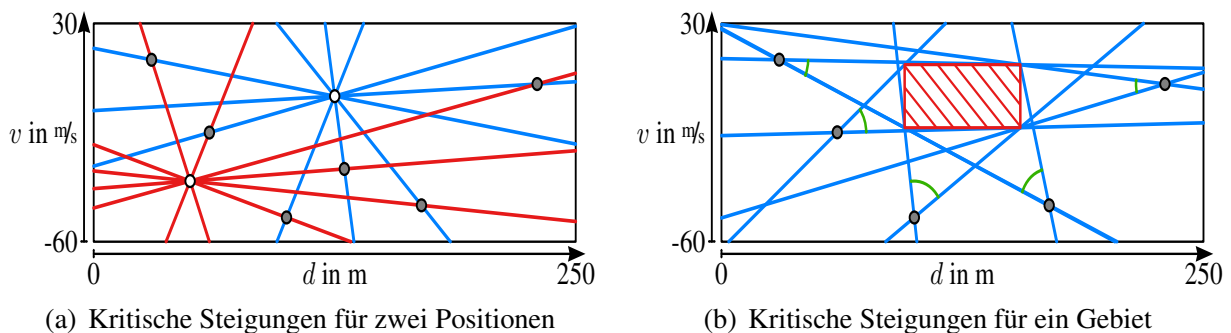


Abbildung 4.20: Adaptive Modulation zur Verhinderung konsistenter Fehlmatches

Im zweiten Anwendungsfall lautet die einzige Aufgabe der adaptiven Modulation zu verhindern, dass sich möglicherweise aufgetretene Fehlmatches im folgenden Zyklus bestätigen. Dies stellt offensichtlich einen Spezialfall des eben beschriebenen Verfahrens dar, da die zu überprüfenden  $(d,v)$ -Zellen nun auf die prädizierten Positionen der Matches beschränkt sind. Kann die Modulation nämlich so ausgelegt werden, dass an den prädizierten Positionen der Matches keine Frequenzüberlagerung mit anderen Matches vorliegt, so kann an diesen Posi-

tionen kein Überlagerungs-Fehlmatch gebildet werden, was eine Bestätigung des Fehlmatches aus dem vergangenen Messzyklus verhindert und diese Fehlmatches somit vom Tracker identifiziert und unterdrückt werden können.

## 4.4 Möglichkeiten zur Erkennung von Fehlmatches

In Abschnitt 4.3 wurden Verfahren aufgezeigt, das Auftreten von Fehlmatches gänzlich zu vermeiden oder zumindest unwahrscheinlich zu machen. In diesem Abschnitt sollen nun verschiedene Möglichkeiten zur Erkennung der verbleibenden Fehlmatches untersucht werden, die sich ebenfalls aus den vorgestellten Eigenschaften des Abschnitts 4.2 ableiten. Die Verfahren führen also eine Klassifikation der bestehenden Matches als Zielmatches oder Fehlmatches durch, was unter dem Begriff *Plausibilisierung* zusammengefasst wird. Das bereits beschriebene Verfahren der zeitlichen Filterung zur Unterdrückung physikalisch plausibler Fehlmatches wird dabei nicht explizit erneut behandelt, es kann aber ebenfalls den Verfahren zur Plausibilisierung hinzugerechnet werden.

### 4.4.1 Nutzung von Gütemaßen

Im folgenden Abschnitt sollen einige Gütemaße begründet und untersucht werden, die mit der Wahrscheinlichkeit  $P_{\text{exist}}$  korrelieren, dass ein gebildeter Match durch ein reales Ziel hervorgerufen wurde. Diese Wahrscheinlichkeit wird als *Existenzwahrscheinlichkeit* bezeichnet, siehe [Jordan 2006] für die weitere Nutzung dieser Größe im Tracking.

Es ist prinzipiell unmöglich einen Algorithmus zu entwickeln, der einen Fehlmatch unter realen Bedingungen mit Wahrscheinlichkeit eins erkennt, ohne dabei die Wahrscheinlichkeit zur unberechtigten Verwerfung von Zielmatches ebenfalls auf eins zu erhöhen. Aus diesem Grund sollen alle im Folgenden vorgestellten Verfahren nur dazu dienen, die Existenzwahrscheinlichkeit eines Matches zu quantifizieren, d. h. diesen zu plausibilisieren. Anhand der Existenzwahrscheinlichkeit kann später entschieden werden, ob der zu erwartende Nutzen einer Aktivierung der anfragenden Systemfunktion das Risiko einer Fehlauflösung derselben übersteigt. Die elementarste Anforderung an die Plausibilisierung lautet dabei, keinen korrekt detektierten Zielmatch fälschlicherweise wieder zu verwerfen, weshalb praktisch nur Matches mit einer extrem niedrigen Existenzwahrscheinlichkeit verworfen werden sollten. In der ISO-Norm 26262 „Road Vehicles - Functional Safety“ sind Systeme mit unterschiedlich stark ausgeprägten Anforderungen an die Robustheit (bekannt sind u. a. QM, ASIL-A oder ASIL-B) hinterlegt, aus denen sich entsprechende obere Schranken für die Fehlauflöserate und die Wahrscheinlichkeit eines Zielverlusts ableiten lassen.

### Frequenzmatching

Das Frequenzmatching bietet einen direkten Ansatz zur Abschätzung einer Existenzwahrscheinlichkeit über die Schnittpunktgenauigkeit, also wie exakt sich die Mehrdeutigkeitsgeraden in einem Punkt der  $(d,v)$ -Ebene schneiden. So wurden die Suchfenster während des Frequenzmatchings nach (3.69) zwar auf einen optimal schmalen  $G\sigma$ -Wert eingestellt, nach (3.81) können innerhalb dieses Bereichs aber noch immer exakte und eher ungenaue

Schnittpunkte auftreten. Und da die Detektionswahrscheinlichkeit eines Fehlmatches mit zunehmender Genauigkeit eines Schnittpunktes stark abnimmt, kann die Schnittpunktgüte, gekennzeichnet durch den Anpassungsfaktor  $q^2$  nach (3.81), als erstes Maß für die Existenzwahrscheinlichkeit verwendet werden:  $P_{\text{exist}} \propto q^2$ .

### RCS-Matching

Ein weiteres Merkmal bietet die Schätzung des RCS nach (3.74). Auch wenn das RCS eines Ziels i. Allg. stark vom Aspektwinkel abhängig ist, kann näherungsweise davon ausgegangen werden, dass ein Zielmatch zu einer ähnlichen RCS-Schätzung in allen Empfangskanälen führt, während ein Fehlmatch eine zufällige Kombination aus RCS-Werten enthält. Faktisch wird also die Empfangsleistung in den einzelnen Antennenbeams mit den erwarteten Verhältnissen aus dem kalibrierten Antennendiagramm verglichen. Der Grad der Übereinstimmung der RCS-Schätzungen aus den verfügbaren Kanälen, ausgewertet z. B. als Streuung der Wertemenge, kann demnach als Maß für die Existenzwahrscheinlichkeit dienen. Da die RCS-Schätzungen aber häufig über die Zeit variieren, kann die Schätzung von  $P_{\text{exist}}$  dadurch verbessert werden, dass zusätzlich ein Modell für die Variation während der Rampendauer hinterlegt wird, anhand dessen die Plausibilität der vorliegenden Streuung bewertet werden kann.

### Winkelmatching

Eng mit dem RCS-Matching verwandt ist die Betrachtung der ermittelten Winkelwerte jeder Frequenzrampe eines zu bewertenden Matches. Wird vom Radarsystem eine separate Schätzung des Einfallswinkels  $\alpha$  für jede detektierte Frequenz in allen  $N$  Spektren durchgeführt, so kann näherungsweise davon ausgegangen werden, dass ein Zielmatch zu einer ähnlichen Winkelschätzung in den Spektren aller Frequenzrampen führt, während ein Fehlmatch eine zufällige Kombination aus Winkelwerten enthält. Hierfür kann also der Grad der Übereinstimmung der verschiedenen Winkelschätzwerte als Maß für die Existenzwahrscheinlichkeit dienen. In Abbildung 4.21 ist exemplarisch eine Szene mit vier Zielen, ihren zugehörigen Winkeln und zwei Fehlmatches dargestellt. Daneben ist jede Mehrdeutigkeitsgerade in der  $(d,v)$ -Ebene mit dem ermittelten Wert der Winkelschätzung beschriftet. Daraus wird sofort deutlich, dass sich die einzelnen Schätzwerte für die Einfallsrichtung bei Fehlmatches i. Allg. stark zwischen den Spektren unterscheiden. Durch die Frequenzüberlagerung der beiden entfernten Ziele mit den Winkelangaben von  $-8^\circ$  und  $2^\circ$  wird die Winkelschätzung im entsprechenden Spektrum allerdings gestört ( $-3^\circ$ ), so dass auch für diese beiden Matches eine signifikante Diskrepanz der Winkelschätzungen vorliegt, was zu einer reduzierten Existenzwahrscheinlichkeit führt.

## 4.4.2 Erkennung und Nutzung von Peaküberlagerung

Eine prinzipielle Eigenschaft von Überlagerungs-Fehlmatches ist, dass sie (fast immer) in allen Frequenzrampen gemeinsam mit Zielmatches auf einer Mehrdeutigkeitsgeraden in der  $(d,v)$ -Ebene auftreten, was natürlich ihrer Entstehung als Schnittpunkt von Zielfrequenzen geschuldet ist. Nur wenn der zugehörige Zielmatch durch einen Detektionsverlust in einer anderen Frequenzrampe nicht gebildet wurde, befindet sich ausschließlich der Fehlmatch auf

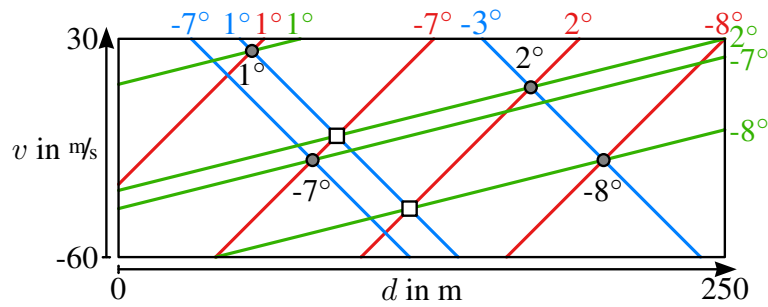


Abbildung 4.21: Identifikation von Fehlmatches bei Winkelschätzung in jedem Spektrum

der betrachteten Mehrdeutigkeitsgeraden. Umgekehrt kann auch nicht davon ausgegangen werden, dass pro Mehrdeutigkeitsgerade maximal ein Zielmatch vorliegt, was bereits Abbildung 4.21 verdeutlicht hat. Gerade bei der vorliegenden ACC-Verteilung (vgl. Abbildung 4.2(a)) wird für steile Frequenzrampen häufig eine Frequenzüberlagerung zwischen bewegten und stehenden Objekten auftreten. Dennoch basieren viele populäre Verfahren zur Plausibilisierung auf gerade dieser Annahme. So wird z. B. in [Sauer 2003] versucht, zuerst die Schnittpunkte von stehenden Zielen zu identifizieren, um deren Mehrdeutigkeitsgeraden anschließend zu verwerfen. In [Fölster 2006] wird ein ähnliches Verfahren vorgeschlagen, das mehrere Matches mit annähernd übereinstimmender Relativgeschwindigkeit als Zielmatches betrachtet und darum ihre Mehrdeutigkeitsgeraden ebenfalls von der weiteren Nutzung in anderen Matches ausschließt, vgl. auch [Du 2004] sowie [Zhou 2006]. Unbestreitbar führen Verfahren dieser Art zu einer Reduktion der Anzahl an Fehlmatches, aber situationsbedingt eben auch zur unerwünschten Unterdrückung wichtiger bewegter Objekte.

Die Anzahl Überlagerungen pro Mehrdeutigkeitsgerade, also die Anzahl sich darauf befindlicher Matches, kann trotzdem als Kriterium für die Klassifikation herangezogen werden. So handelt es sich bei Matches, die in mehreren Mehrdeutigkeitsgeraden keine Überlagerung aufweisen, mit hoher Wahrscheinlichkeit um Zielmatches. Solche Matches dagegen, die in den meisten Mehrdeutigkeitsgeraden überlagert sind, entstammen häufig der Klasse der Fehlmatches. Trotz dieser unbestreitbaren Korrelation zwischen der Anzahl Matches pro Mehrdeutigkeitsgerade und der Klassifikation als Zielmatch oder Fehlmatch stellt ein darauf basierendes Bewertungsverfahren nur eine lokale Betrachtung der vorliegenden Frequenzüberlagerungen an. Leistungsfähiger ist die Betrachtung des gesamten vorliegenden Musters an Mehrdeutigkeitsgeraden und Matches. Danach stimmt die Menge der Zielmatches häufig mit derjenigen Menge an Matchpositionen überein, die das vorliegende Muster von Mehrdeutigkeitsgeraden bzw. spektralen Detektionen auf einfachste Weise hervorrufen, also mit der geringsten Anzahl an Zielen. Dieser Überlegung liegt die empirische, in der Natur oft wiederkehrende Neigung zur Minimierung der Gesamtenergie bzw. Komplexität eines Systems zugrunde: *Die einfachste Erklärung eines Phänomens ist häufig die richtige*. So verhält es sich auch mit den benötigten Zielen, um in der  $(d,v)$ -Ebene ein gegebenes Muster hervorzurufen, sofern diese unkorreliert sind. Kann das Muster z. B. durch vier Ziele erzeugt werden, ist es unwahrscheinlich, dass dazu sechs Ziele beigetragen haben, da deren koordiniertes Auftreten an bestimmten Positionen der  $(d,v)$ -Ebene unwahrscheinlicher ist als bei vier Zielen. Diese Überlegung wird durch Abbildung 4.22 untermauert, in der das Muster an Mehrdeutigkeitsgeraden aus Abbildung 4.21 erneut betrachtet wird. In Abbildung 4.22(a)



wurden dazu diejenigen Mehrdeutigkeitsgeraden fett eingezeichnet, auf denen sich nur ein Match befindet (grauer Kreis) und für die sich eine Fehlklassifikation nur durch eine spektrale Falschalarmdetektion ergeben kann. Deshalb können die sich darauf befindenden Matches mit hoher Wahrscheinlichkeit als Zielmatches bezeichnet werden, da sich ihre Existenzwahrscheinlichkeit näherungsweise zu

$$P_{\text{exist}} \approx \prod_{i \in Q} (1 - P_{\text{FA},i}) \prod_{i \in \{1 \dots N\} \setminus Q} P_{\text{D},i} \quad (4.27)$$

ergibt, wenn  $Q$  die Menge der Frequenzrampen bezeichnet, in denen der betrachtete Match der einzige auf der jeweiligen Mehrdeutigkeitsgeraden ist. Diese Matches sind notwendig, um das betrachtete Muster an Mehrdeutigkeitsgeraden zu ermöglichen. Die durch sie noch nicht erklärbaren Mehrdeutigkeitsgeraden sind gestrichelt eingezeichnet. Im offensichtlichen Fall mit drei zusätzlich platzierten Zielmatches nach Abbildung 4.22(a) wären diese Mehrdeutigkeitsgeraden natürlich erklärbar. In Abbildung 4.22(b) wird aber deutlich, dass dies auch mit nur zwei zusätzlichen Zielmatches (weiße Kreise) möglich ist, woraus sich einer der Schnittpunkte als Fehlmatch (weißes Quadrat) herausstellt. Für dieses Muster mit fünf Zielmatches gibt es drei mögliche Realisierungen, da der Fehlmatch jede mögliche Position annehmen kann. In der letzten Teilabbildung 4.22(c) wird schließlich klar, dass zur Erzeugung des vorliegenden Musters sogar vier Zielmatches ausreichend sind, weshalb diese Konfiguration als wahrscheinlichste Ursache des beobachteten Musters an Mehrdeutigkeitsgeraden anzusehen ist. Dem zusätzlichen Zielmatch (weißer Kreis) dieser Konfiguration ist eine etwas niedrigere Existenzwahrscheinlichkeit zuzuweisen als den zuerst bestimmten Zielmatches (graue Kreise), die beiden ermittelten Fehlmatchpositionen sind mit einer viel niedrigeren Existenzwahrscheinlichkeit zu bewerten. Ein Vergleich mit Abbildung 4.21 zeigt schließlich, dass diese Konfiguration mit den dort vorliegenden Zielpositionen übereinstimmt.

Dieses Verfahren stützt sich auf die Erkennung von Überlagerung in der  $(d,v)$ -Ebene, also den Aufenthalt mehrerer Matches auf einer Mehrdeutigkeitsgeraden. Kann bereits auf spektraler Ebene ein Indikator für die Überlagerung einer Frequenz gefunden werden, so können zusätzliche Fehlmatches identifiziert werden, da nun für jede Mehrdeutigkeitsgerade bekannt ist, ob sich mehrere Zielmatches auf ihr befinden. Die Erkennung spektraler Überlagerung kann z. B. durch Betrachtung der Peakform erfolgen, also durch einen Vergleich der verwendeten Fensterfunktion mit der vorliegenden Energieverteilung eines Peaks.

### 4.4.3 Nutzung von Extremfrequenzen

In den bisherigen Gütemaßen wurden überwiegend einzelne Frequenzen bzw. deren Mehrdeutigkeitsgeraden in der  $(d,v)$ -Ebene betrachtet. Nur basierend auf dieser Grundlage scheinen keine grundlegenden Fortschritte bei der Plausibilisierung mehr erzielt werden zu können, ohne auf a-priori-Informationen wie die Zielverteilung zurückzugreifen. Dennoch wird in [Reiher 2009d] ein erweitertes Verfahren vorgestellt, inspiriert durch einen Beweis in [Renyi 1952], das durch eine Betrachtung der vorliegenden Verteilung *aller* Frequenzen eines Spektrums starke Indikatoren für die Existenz bestimmter Matches bereitstellt. So liefern insbesondere die beiden äußeren Frequenzen jedes Spektrums  $i$ , die sogenannten *Extremfrequenzen*

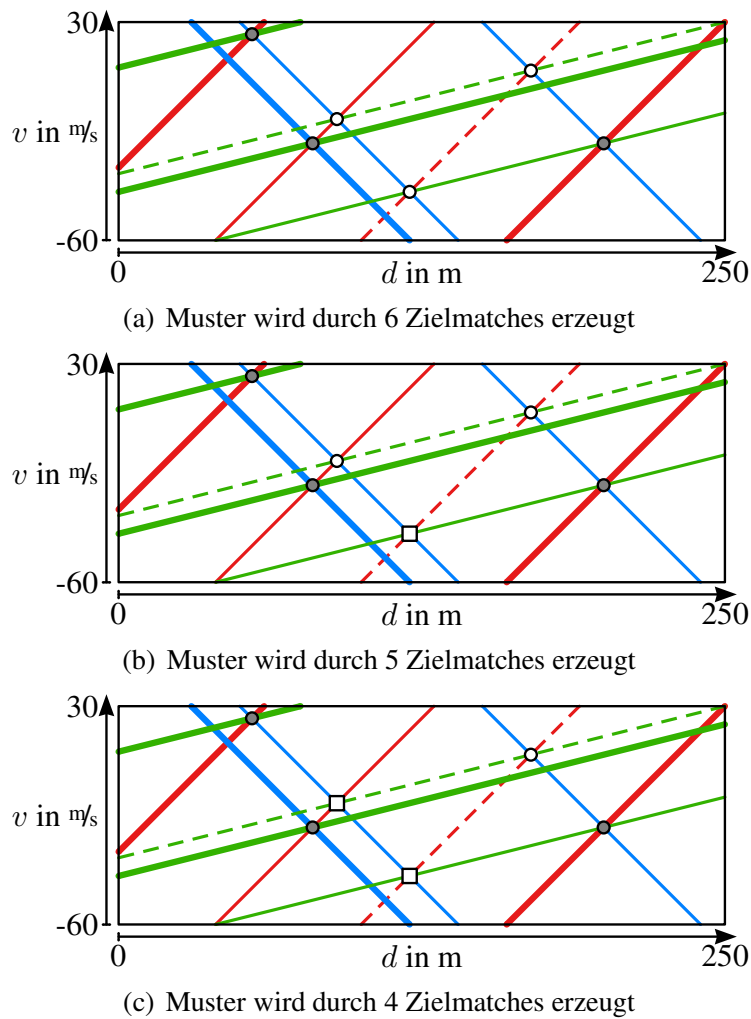


Abbildung 4.22: Betrachtung verschiedener Muster der Peaküberlagerung mit Matches, die mit hoher bzw. sehr hoher Wahrscheinlichkeit einem Ziel entsprechen (weiße bzw. graue Kreise), sowie Matches, die mit hoher Wahrscheinlichkeit als Fehlmatches (weiße Quadrate) betrachtet werden können.

$$k_{i, \min} := \min_j(k_{ij}), \quad k_{i, \max} := \max_j(k_{ij}) \quad (4.28)$$

einen wichtigen und bislang ungenutzten Beitrag zur Plausibilisierung, dessen Möglichkeiten in diesem Abschnitt aufgezeigt werden sollen.

### Grundlage des Verfahrens

Die Grundlage des Verfahrens bildet die Einsicht, dass die  $(d,v)$ -Ebene durch eine detektierte Zielfrequenz und deren zugehörige Mehrdeutigkeitsgerade immer in zwei Halbebenen unterteilt wird. Während sich i. Allg. in *beiden* Halbebenen weitere Ziele befinden, ist dies bei den Mehrdeutigkeitsgeraden nach den Frequenzen aus (4.28) *nicht* der Fall, da sich Ziele nun ausschließlich in einer der beiden Halbebenen aufhalten können, die durch das Vorzeichen der Steigung der zugehörigen Frequenzrampe festgelegt ist. Werden beide Extremfrequenzen eines Spektrums kombiniert, so müssen sich alle Ziele im Schnittbereich der Halbebenen aufhalten, welcher einem Streifen in der  $(d,v)$ -Ebene entspricht. In [Abbildung 4.23](#) ist bereits der nächste gedankliche Schritt dargestellt, die Kombination der entstehenden Streifen aus

drei Frequenzrampen, was den Aufenthaltsbereich der Ziele auf das schraffierte Polygon und seine Berandung einschränkt.

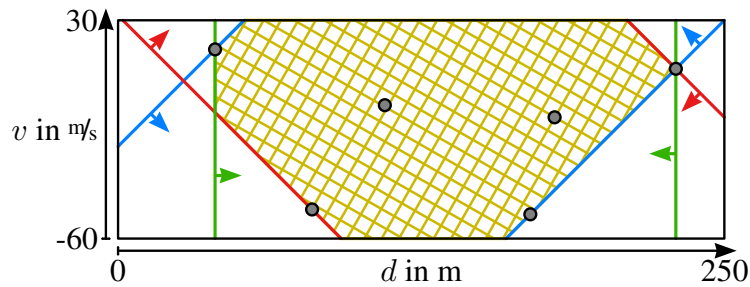


Abbildung 4.23: Eingeschränkter Aufenthaltsbereich von Zielen in der  $(d, v)$ -Ebene durch Auswertung der Extremfrequenzen von drei Spektren

Wird während des Frequenzmatchings ein Match  $l$  gebildet, bei dessen Frequenzen es sich in allen Spektren der Menge  $\mathcal{E}_l$  um Extremfrequenzen nach (4.28) handelt, so soll dieser Match für  $|\mathcal{E}_l| \geq 3$  im Folgenden als Extremmatch oder kurz *eMatch* bezeichnet werden. Die Menge  $\mathcal{E}_l$  enthält also die Indizes aller Spektren, in denen der Match  $l$  mit einer Extremfrequenz gebildet wird. Der Match bei  $(230 \text{ m}, 10 \text{ m/s})$  aus Abbildung 4.23 stellt nach dieser Definition also einen eMatch dar, da drei Extremfrequenzen zu seiner Bildung beitragen.

### Eigenschaften von eMatches

Eine wichtige Eigenschaft von eMatches ist, dass es sich bei ihnen *sicher* um Zielmatches handelt, niemals um Fehlmatches. Zur Begründung dieser Aussage müssen vorerst einige idealisierte Annahmen getroffen werden. Die Auswirkungen von Verletzungen dieser Annahmen werden im nachfolgenden Abschnitt zur Fehlerabschätzung betrachtet.

- A1) Die Modulation besteht aus  $N \geq 3$  verschiedenen Frequenzrampen.
- A2) Es liegen ideale spektrale Detektionsbedingungen vor,  $P_{D,i} = 1$  und  $P_{FA,i} = 0$ .
- A3) Eine Zielfrequenz kann ohne Messrauschen oder Quantisierung ermittelt werden.
- A4) Das Radarsystem ist mit einem IQ-Mischer ausgestattet, Zielfrequenzen können also nach Betrag und Vorzeichen bestimmt werden.

Per Definition schneiden sich an der Position eines eMatches  $e_l \geq 3$  Mehrdeutigkeitsgeraden aus Extremfrequenzen, wodurch die  $(d, v)$ -Ebene in  $2e_l$  Segmente unterteilt wird. Dabei befinden sich *alle* Ziele in einem dieser Segmente, was aus Abbildung 4.23 ersichtlich wird, weshalb zur Begrenzung ihres Aufenthaltsbereichs nur zwei Mehrdeutigkeitsgeraden nötig sind. Da sich an der Position eines eMatches aber immer  $e_l \geq 3$  Mehrdeutigkeitsgeraden schneiden, liegen  $e_l - 2 \geq 1$  Mehrdeutigkeitsgeraden vor, die den schraffierten Bereich nur in einem einzigen Punkt tangieren, der Position des eMatches selbst. Wegen Annahme A2 können diese Mehrdeutigkeitsgeraden nicht durch spektrale Falschalarme erklärt werden, weshalb die einzig mögliche Schlussfolgerung lautet, dass sich an der Position des eMatches auch ein Ziel befindet, q. e. d. Durch weitere Frequenzen des eMatches, bei denen es sich nicht um Extremfrequenzen handelt, wird diese Tatsache nicht verändert.

Neben der Bewertung eines eMatches mit sehr hoher Existenzwahrscheinlichkeit können die betrachteten  $e_l - 2 \geq 1$  Mehrdeutigkeitsgeraden gewinnbringend für die Winkelschätzung des eMatches verwendet werden, da ihre zugehörigen Frequenzen offensichtlich nicht durch die Frequenzen anderer Ziele aus unterschiedlichen  $(d, v)$ -Zellen überlagert sein können. Dieses Wissen kann für eine robuste Schätzung des Einfallswinkels verwendet werden, was z. B. in [Schoor 2007] gezeigt wird. Zusätzlich kann eine Trennung im Winkel von bis zu  $e_l - 3$  Zielen in derselben  $(d, v)$ -Zelle durchgeführt werden [Schoor 2010], was für eMatches mit mindestens vier Extremfrequenzen erstmalig genutzt werden kann.

## Existenz von eMatches

Zum Beweis der Existenz von eMatches müssen die Annahmen aus dem letzten Abschnitt um eine (kaum einschränkende) Annahme erweitert werden:

A5) Im Sichtbereich des Radars befinden sich  $M$  Ziele, wobei  $1 < M < N$ .

In jedem Spektrum werden i. Allg. zwei verschiedene Extremfrequenzen nach (4.28) auftreten, da wegen Annahme A5 mindestens zwei Ziele vorhanden sind. Nur falls eine vollständige Frequenzüberlagerung der Ziele in einem Spektrum vorliegt (alle Ziele liegen auf derselben Mehrdeutigkeitsgeraden), sind die Extremfrequenzen dort identisch. In den restlichen  $N - 1$  Spektren treten in diesem Fall wegen Annahme A1 (die Frequenzrampen bzw. ihre Steigungen sind verschieden) aber zwei verschiedene Extremfrequenzen auf, da zwei verschiedene Punkte niemals auf zwei verschiedenen Geraden liegen können. Also kann gefolgert werden, dass insgesamt mindestens  $2N - 1$  Extremfrequenzen in den  $N$  Spektren vorhanden sind. Eine Aufteilung dieser Extremfrequenzen auf die  $M$  Ziele (A5:  $M < N$ ) dergestalt, dass auf jedes Ziel maximal zwei Extremfrequenzen entfallen, ist nicht möglich, da  $2M \leq 2(N - 1) < 2N - 1$ . Also existiert unter obigen Annahmen *immer* mindestens ein Ziel, dem ein eMatch entspricht. I. Allg. werden zwar nicht weniger Ziele als Frequenzrampen vorliegen, also  $M \geq N$ , wodurch die Existenz eines eMatches nicht mehr garantiert ist. Die Möglichkeit eines Auftretens ist jedoch für beliebige  $M$  gegeben und kann insbesondere durch die Auslegung der Modulation beeinflusst werden, wie im Folgenden gezeigt wird.

## Realisierung in Algorithmen

Die Nutzung von eMatches zur Klassifikation von Matches als Zielmatches kann prinzipiell in zwei verschiedenen Algorithmen realisiert werden. Die erste Methode, die als *passives eMatching* bezeichnet werden soll, durchsucht die Matches der Ergebnisliste des bekannten Frequenzmatchings aus Abschnitt 3.4 anhand der Anzahl enthaltener Extremfrequenzen. Eine kompliziertere Methode, die in das Frequenzmatching eingreift und dessen Ablauf beeinflusst, wird als *aktives eMatching* bezeichnet. Dabei wird iterativ das bekannte Frequenzmatching durchgeführt, allerdings ausschließlich mit den Extremfrequenzen jedes Spektrums, so lange bis keine eMatches mehr gefunden werden und die restlichen Frequenzen normal verarbeitet werden. Werden in einer Iteration eMatches gefunden, so können deren  $e_l - 2$  nicht überlagerte Frequenzen aus den Spektren entfernt werden, wodurch neue Extremfrequenzen entstehen, mit denen die nächste Iteration gestartet wird.

Damit kann der Algorithmus für passives eMatching in Pseudo-Code folgendermaßen realisiert werden:

1. Führe das bekannte Frequenzmatching (vgl. Abschnitt 3.4.1) mit allen detektierten Frequenzen durch.
2. Markiere alle Extremfrequenzen und identifiziere die eMatches.
3. Bestimme die  $e_l - 2$  nicht überlagerten Mehrdeutigkeitsgeraden in jedem eMatch und verwende sie für die spätere Winkelschätzung.

Zur Veranschaulichung ist in Abbildung 4.24(a) eine Szenerie von Zielen dargestellt, sowie die Mehrdeutigkeitsgeraden der Extremfrequenzen für eine Modulation mit vier Frequenzrampen. Abbildung 4.24(b) zeigt exemplarisch die zugehörigen Spektren, mit hervorgehobenen Extremfrequenzen. Bei Ausführung des passiven eMatchings, wie eben beschrieben, werden die vier grauen Kreise als eMatches gefunden. Offensichtlich benötigt der Algorithmus nur wenig zusätzliche Rechenleistung und führt keine Änderungen an der ermittelten Menge an Matches durch, lediglich eine Klassifikation für eine (u. U. leere) Untermenge der Matches, weshalb er in seinem Nutzen limitiert ist.

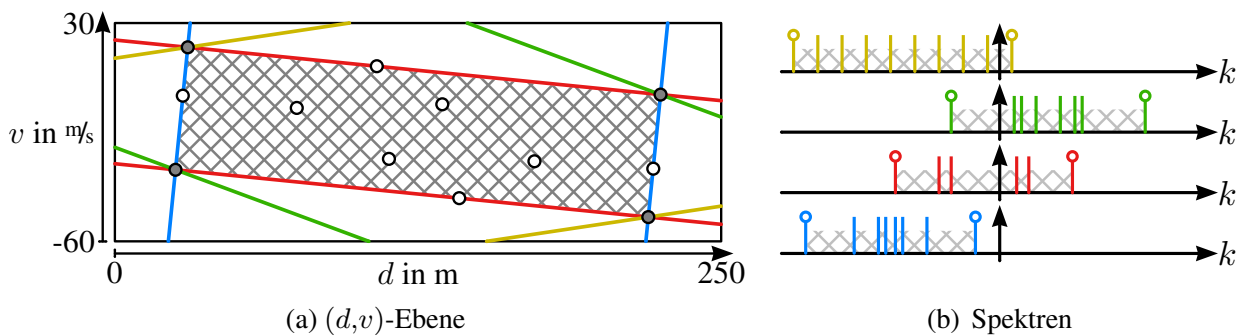


Abbildung 4.24: Szenerie mit passivem eMatching

Der Algorithmus für aktives eMatching kann in Pseudo-Code folgendermaßen realisiert werden:

1. Durchlaufe iterativ, bis alle eMatches ermittelt wurden:
  - a) Führe das Frequenzmatching ausschließlich mit Extremfrequenzen durch.
  - b) Markiere alle Extremfrequenzen und identifiziere die eMatches.
  - c) Entferne die nicht überlagerten Extremfrequenzen aus den Spektren.
2. Führe das bekannte Frequenzmatching mit den verbliebenen Frequenzen durch.

Zur Veranschaulichung des aktiven eMatchings kann wieder mit Abbildung 4.24 begonnen werden, deren Darstellung mit jener der ersten Iteration des aktiven eMatchings übereinstimmt. Nachdem die eMatches (graue Kreise) ermittelt wurden, können die nicht überlagerten Extremfrequenzen (in der Abbildung grün und dunkelgelb eingezeichnet) entfernt werden, wodurch sich in diesen beiden Spektren neue Extremfrequenzen ergeben und die zweite Iteration gestartet wird, wofür in Abbildung 4.25(a) die neue Situation in der  $(d,v)$ -Ebene

gezeigt wird und Abbildung 4.25(b) die angepassten Spektren darstellt. Im vorliegenden Spezialfall können nun wiederum vier neue eMatches identifiziert werden, weshalb der Algorithmus die dritte Iteration in Abbildung 4.25(c) bzw. 4.25(d) durchläuft. Erst jetzt werden keine neuen eMatches identifiziert, weshalb der Algorithmus keine neue Iteration durchläuft und mit den verbleibenden Frequenzen das bekannte Frequenzmatching durchführt.

Im Gegensatz zum passiven eMatching benötigt dieser Algorithmus eine nicht vernachlässigbare zusätzliche Rechenleistung, bietet aber große Leistungsvorteile durch die iterative Suche nach eMatches, wodurch i. Allg. mehr eMatches identifiziert werden können. Diese Vermutung wurde durch umfangreiche Simulationen in [Reiher 2009d] bestätigt. Dort wurde für zwei exemplarische Modulationen mit  $N = 4$  Frequenzrampen untersucht, wie häufig Zielmatches als eMatches identifiziert werden (was dem Nutzenfall entspricht) und wie häufig Fehlmatches identifiziert werden. So wurde vom aktiven eMatching im Nutzenfall unter teilweise idealisierten Annahmen etwa eine doppelt so große Anzahl Zielmatches als eMatches erkannt wie beim passiven eMatching. Je nach Szenario konnten grob 5 %-10 % der vorhandenen Ziele vom aktiven eMatching richtigerweise als eMatches validiert werden. Bei Anpassung der Modulation auf einen bestimmten Anwendungsfall (was im folgenden Abschnitt betrachtet wird), konnte diese Rate für die entsprechenden Objekte sogar auf grob 10 %-15 % gesteigert werden. Gleichzeitig werden unter realistischen Annahmen (was eine andere Parametrierung der Algorithmen zur Folge hat) aber auch etwa 2 %-6 % der Fehlmatches unberechtigterweise als eMatches erkannt. Als Fazit kann festgehalten werden, dass die theoretisch sehr gute Robustheit der eMatching-Algorithmen unter realen Bedingungen zwar zu fälschlichen Klassifikationen von Fehlmatches als eMatches führen kann, bei richtiger Interpretation aber dennoch ein großes Potential für die Validierung von Matches vorhanden ist.

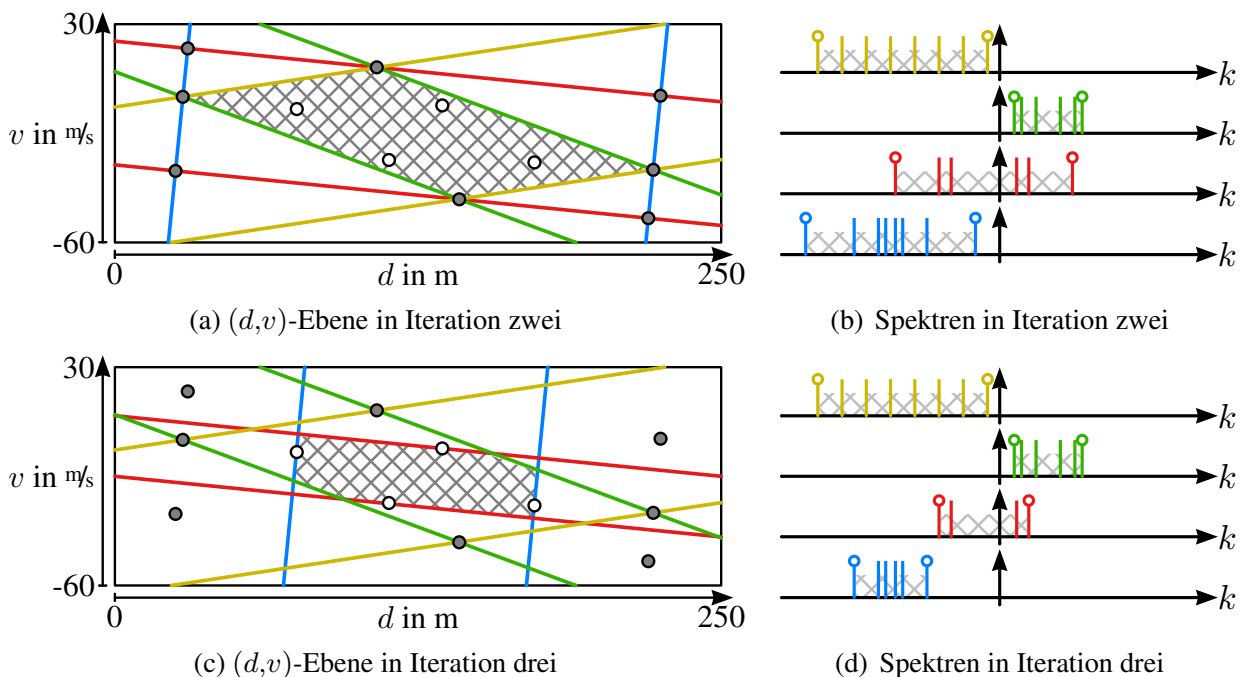


Abbildung 4.25: Szenerie mit aktivem eMatching

## Auslegung der Modulation

Wie bereits erwähnt wurde, kann die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von eMatches sowie der Bereich in der  $(d,v)$ -Ebene, in dem eMatches bevorzugt auftreten, durch die Modulation entscheidend beeinflusst werden, was Abbildung 4.26 verdeutlicht. In Teilabbildung 4.26(a) sind dazu die beiden relevanten Moden der ACC-Verteilung zusammen mit drei Zielen (ein bewegtes und zwei stationäre Ziele) dargestellt. Zusätzlich sind die exemplarischen Mehrdeutigkeitsgeraden einer Modulation mit zwei Frequenzrampen gegeben und ein schraffierter Bereich, der den Bereich der  $(d,v)$ -Ebene kennzeichnet, in dem sich ein Großteil der relevanten Regelobjekte für die Systemfunktion ACC befindet. Die Frequenz des Ziels in diesem Bereich wird in der steigenden Frequenzrampe (also der fallenden Mehrdeutigkeitsgerade) offenbar nur selten eine Extremfrequenz sein, während dies in der flachen Frequenzrampe häufig der Fall sein wird, vor allem für das Objekt mit dem geringsten Abstand im schraffierten Bereich, das gleichzeitig auch häufig das relevante Regelobjekt für ACC darstellt. Eine Modulation, die eine erhöhte Wahrscheinlichkeit zur Bildung des relevanten ACC-Objekts durch einen eMatch aufweist, sollte deshalb nach Möglichkeit nur aus flachen, fallenden Frequenzrampen bestehen.

In Teilabbildung 4.26(b) sind die identische Zielverteilung und identische Zielpositionen hinterlegt, allerdings entspricht der schraffierte Bereich nun denjenigen Zielen, die für eine AEB-Funktion relevant sind, da sie sich dem Sensor aus vergleichsweise geringem Abstand schnell nähern (im vorliegenden Fall mit einer time-to-collision kleiner als 1,5 s). Das relevante Regelobjekt für die AEB-Funktion ist in diesem Szenario somit das stationäre Ziel mit geringem Abstand, das sich innerhalb des schraffierten Bereichs befindet. Dessen Frequenzen werden i. Allg. genau dann mit hoher Wahrscheinlichkeit als Extremfrequenzen vorliegen, wenn eine steigende Frequenzrampe verwendet wird, weshalb dieser Typ von Frequenzrampen für spezialisierte Modulationen bzgl. AEB vorzuziehen ist.

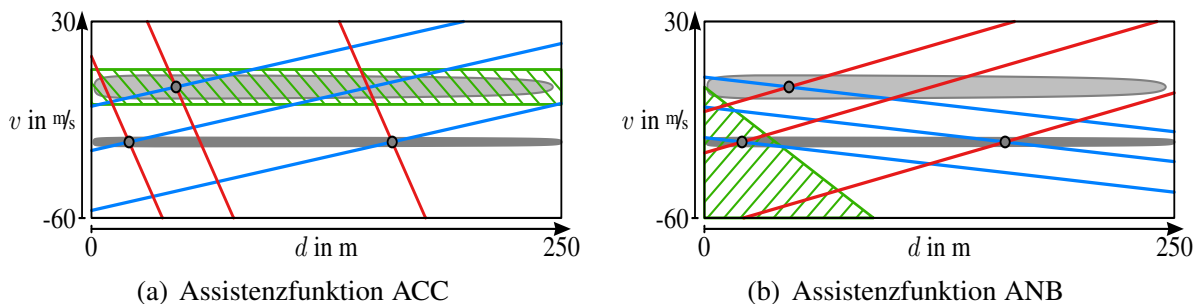


Abbildung 4.26: Modulationsentwurf bezüglich eMatches für verschiedene Funktionen

## Fehlerabschätzung

Bei der Beschreibung der Grundlagen des Verfahrens mussten teilweise Annahmen getroffen werden, die in der Realität i. Allg. nicht gerechtfertigt sind. So liegen insbesondere keine idealen spektralen Detektionsbedingungen vor, also  $P_D < 1$  und  $P_{FA} > 0$ , und durch den endlichen Sichtbereich einer Modulation in der  $(d,v)$ -Ebene können ähnliche Effekte wie durch eine verminderte Detektionswahrscheinlichkeit entstehen, siehe [Reiher 2009d]

sowie Abbildung 4.27. Dort sind für eine Szene mit  $M = 4$  Zielen (graue Kreise) die korrekten Extremfrequenzen durchgezogen eingezeichnet, durch Falschdetektion (im Spektrum der blauen Frequenzrampe) oder Detektionsverlust (im Spektrum der roten Frequenzrampe) entstehen allerdings neue Extremfrequenzen (jeweils gestrichelt). Durch den Falschalarm in der blauen Frequenzrampe entsteht aufgrund einer ungünstigen Konstellation ein Kombinations-Fehlmatch, der darüber hinaus noch fälschlicherweise als eMatch identifiziert wird. Der zweite Fehlmatch wäre zwar auch ohne eMatch-Auswertung als Überlagerungs-Fehlmatch entstanden, durch den Detektionsverlust im Spektrum der roten Frequenzrampe wird dieser jedoch ebenfalls unerwünscht als eMatch erkannt.

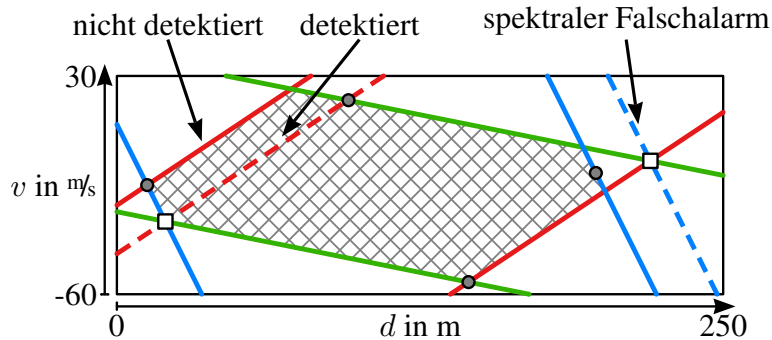


Abbildung 4.27: Mögliche Fehlklassifikationen von eMatches unter realen Bedingungen

Die Begründungskette des Verfahrens ist aber nur dann schlüssig, wenn es sich bei den verwendeten, vermeintlichen Extremfrequenzen wirklich um die maximalen und minimalen Frequenzen der vorliegenden Ziele handelt. In diesem Fall kann ein Match sicher als Zielmatch identifiziert werden, anderenfalls nur mit  $P_{\text{eMatch}} < 1$ , wobei  $P_{\text{eMatch}}$  die Wahrscheinlichkeit beschreibt, dass es sich bei einem betrachteten Match um einen eMatch handelt. Diese Existenzwahrscheinlichkeit soll im Folgenden für reale Bedingungen ermittelt werden. Werden bei einem Match  $l$  alle Frequenzrampen aus der Menge  $\mathcal{E}_l$  als Extremfrequenzen identifiziert (natürlich gilt  $3 \leq |\mathcal{E}_l| \leq N$ ), so beträgt die Wahrscheinlichkeit, dass es sich bei  $l$  um einen eMatch handelt, näherungsweise:

$$P_{\text{eMatch},l} = \prod_{i=1}^N (1 - P_{\text{FA},i}) \prod_{m \in \mathcal{E}_l} \left( P_{\text{eFreq},\min}(m, k_{ml}) + P_{\text{eFreq},\max}(m, k_{ml}) \right). \quad (4.29)$$

Zuerst muss also in allen Spektren gefordert werden, dass die verwendete Frequenz  $k_{ml}$  keinem spektralen Falschalarm entstammt. In den Spektren  $\mathcal{E}_l$  muss zusätzlich jeweils die Berechnung von  $P_{\text{eFreq},\min}(m, k_{ml})$  bzw.  $P_{\text{eFreq},\max}(m, k_{ml})$  stattfinden, was die Wahrscheinlichkeit bezeichne, dass die betrachtete Frequenz  $k_{ml}$  von Match  $l$  in Spektrum  $m$  eine Extremfrequenz (minimal bzw. maximal) ist. Für die *minimale* Extremfrequenz ist das offensichtlich genau dann der Fall, wenn alle *detektierten, kleineren* Frequenzen spektralen Falschalarmen entstammen und bei den nicht detektierten, kleineren Frequenzen kein Detektionsverlust in Spektrum  $m$  vorliegt. Werden in Spektrum  $m$  also  $Q_{\min,m}$  Frequenzen detektiert, deren Wert kleiner als  $k_{ml}$  ist, so gilt



$$\begin{aligned}
 P_{\text{eFreq, min}}(m, k_{ml}) &= (P_{\text{FA},m})^{Q_{\text{min},m}} (P_{\text{D},m})^{\lfloor k_{ml} \rfloor + \frac{1}{2}L_m - Q_{\text{min},m}} \\
 &\stackrel{(3.46)}{=} (P_{\text{FA},m})^{Q_{\text{min},m} \frac{\text{SNR}}{1+\text{SNR}}} (P_{\text{D},m})^{\lfloor k_{ml} \rfloor + \frac{1}{2}L_m} \\
 &\approx (P_{\text{FA},m})^{Q_{\text{min},m}} (P_{\text{D},m})^{\lfloor k_{ml} \rfloor + \frac{1}{2}L_m}, \tag{4.30}
 \end{aligned}$$

sowie mit  $Q_{\text{max},m}$  analog zu obiger Beschreibung auch

$$P_{\text{eFreq, max}}(m, k_{ml}) \approx (P_{\text{FA},m})^{Q_{\text{max},m}} (P_{\text{D},m})^{-\lceil k_{ml} \rceil + \frac{1}{2}L_m - 1}. \tag{4.31}$$

Mit (4.30) und (4.31) kann die gesuchte Wahrscheinlichkeit aus (4.29) direkt berechnet werden. Erwartungsgemäß wird  $P_{\text{eMatch},l}$  also schnell kleiner, wenn sich sowohl vor als auch nach der betrachteten Frequenz  $k_{ml}$  weitere Detektionen befinden, also  $Q_{\text{min},m}Q_{\text{max},m} \geq 0$ . Wurde dagegen nur die Frequenz  $k_{ml}$  detektiert, was  $Q_{\text{min},m} = Q_{\text{max},m} = 0$  entspricht, nimmt  $P_{\text{eMatch},l}$  mit zunehmendem Abstand von den Rändern des Spektrums exponentiell mit der Detektionswahrscheinlichkeit ab.

Für den Fall, dass das Radarsystem nicht mit einem IQ-Mischer ausgestattet ist, kommt es zu einer weiteren Verkleinerung von  $P_{\text{eMatch},l}$  aufgrund der Tatsache, dass die Werte  $Q_{\text{min},m}$  und  $Q_{\text{max},m}$  u. U. stark zunehmen. Dies ist dem Umstand geschuldet, dass aus den Beträgen zweier Frequenzen nicht darauf geschlossen werden kann, welche den kleineren bzw. größeren Wert aufweist. Deshalb müssen in Abhängigkeit der Rampensteigung und des Sichtbereichs in der  $(d,v)$ -Ebene oft auch Frequenzen zu  $Q_{\text{min},m}$  hinzu gezählt werden, die größer sind als  $k_{ml}$ . Analoges gilt für  $Q_{\text{max},m}$ . Dieser Effekt wird in [Reiher 2009d] beschrieben und durch Simulationen verifiziert.

## Messergebnisse

Eine Bewertung des vorgestellten Konzepts der eMatches über Monte-Carlo-Simulationen wurde in [Reiher 2009d] unter vielfältigen Randbedingungen und Variationen durchgeführt. In diesem Abschnitt sollen zwei Realisierungsstufen des Konzepts in einer realen Messung mit einem Prototyp des LRR3 von Bosch (Modulation mit vier Frequenzrampen, vgl. Leistungsdaten aus Tabelle B.3 auf Seite 168) betrachtet werden, die in Abbildung 4.28 dargestellt ist. In der Messung wurde ein Tripelspiegel auf der Straßenebene in einem komplex strukturierten, städtischen Umfeld mit Gebäuden und parkenden Fahrzeugen auf der einen Straßenseite sowie einem metallischen Zaun am anderen Straßenrand platziert und vom Messfahrzeug mit einem Geschwindigkeitsverlauf nach Abbildung 4.28(a) überfahren. Die Teilabbildungen 4.28(b) und 4.28(c) zeigen die ermittelten Matchpositionen auf Zyklusbasis an, also ohne jegliche Glättung durch zeitliche Filterung. Die erkennbaren Trajektorien entsprechen stationären Zielen, deren jeweilige Steigung mit der Änderung der Eigengeschwindigkeit nach 4.28(a) korreliert. Die Trajektorie des Tripelspiegels ist entsprechend beschriftet und wird bis zu einem minimalen Abstand von etwa 3 m gemessen, bedingt durch die Einbauhöhe des Sensors und dessen Öffnungswinkel in Elevation.

Werden für ein passives eMatching ausschließlich die beiden Extremfrequenzen verwendet, unabhängig ihrer evtl. Nichtnutzung in Matches, so kann für die vorliegende Szene kein eMatch gefunden werden. Dies ist vor allem der Tatsache geschuldet, dass das prototypische

Radarsystem über keinen IQ-Mischer verfügte, was sich beim Test auf Extremfrequenzen entsprechend des vorherigen Abschnitts sehr negativ auf den Nutzen auswirkt. Abbildung 4.28(b) zeigt die ermittelten eMatches, wenn die Bedingungen für Extremfrequenzen abgeschwächt werden und auch solche Frequenzen als extrem angesehen werden, die nach bisheriger Definition zwar nicht extrem sind, die jeweiligen extremeren Frequenzen aber nur sehr knapp über der Detektionsschwelle liegen. Offensichtlich ergeben sich damit bereits einige eMatches auf stationären Zielen sowie dem Tripelspiegel, jedoch zumeist nur als eMatches aus drei Extremfrequenzen. Positiv fällt auf, dass keine fälschliche Identifikation von Fehlmatches als eMatches zu verzeichnen ist, was vor allem daran deutlich wird, dass sich die auftretenden eMatches erkennbar auf den Trajektorien stationärer Ziele befinden.

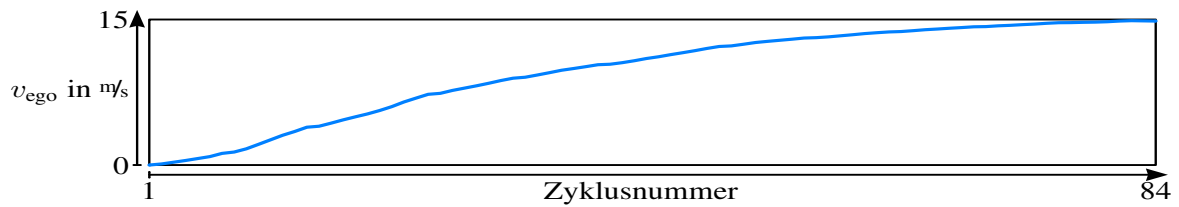
Werden die Bedingungen dergestalt weiter gelockert, dass zusätzlich zur Vernachlässigung sehr leistungsschwacher Peaks auch beliebig starke Peaks dann vernachlässigt werden, wenn sie nicht zur Bildung eines Matches beigetragen haben, ergibt sich das Resultat nach Teilabbildung 4.28(c). Nun kann fast jedes stationäre Ziel als eMatch identifiziert werden, sobald es die geringste Entfernung aller stationären Ziele zum Sensor aufweist (vgl. Abbildung 4.26(b)); dies geschieht allerdings auf Kosten einer unerwünschten Detektion der beiden vermutlichen Fehlmatches als eMatches. Dass diese beiden Matches tatsächlich Fehlmatches darstellen kann allerdings nicht mit völliger Sicherheit behauptet werden, da auch ein Objekt auf der Straßenebene (etwa ein Schlagloch) als Ursache der Reflexion in Frage kommt. Die gewünschte Detektion des Tripelspiegels als eMatch ist mit dieser Konfiguration offensichtlich mit hoher Verlässlichkeit möglich.

#### 4.4.4 Nutzung von a-priori-Information

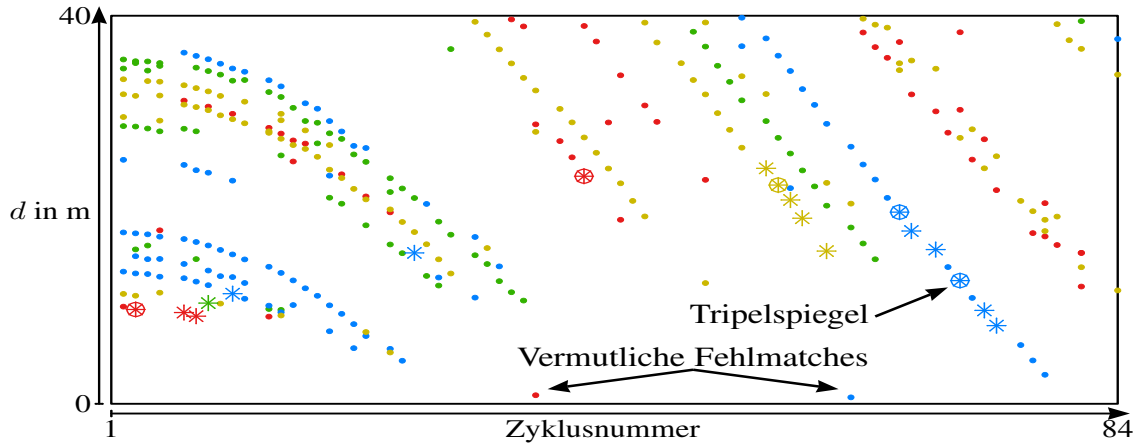
Wenn während der Laufzeit eine Schätzung für die vorliegende Verteilung der Ziele durchgeführt wird, etwa durch die zeitlich gefensterte Berechnung eines Histogramms der Positionen in der  $(d,v)$ -Ebene, können weitere Kriterien zur Plausibilisierung herangezogen werden. Dies gilt natürlich auch, wenn die Zielverteilung über Expertenwissen des Systems in Kombination mit einfachen Messgrößen, wie etwa der Eigengeschwindigkeit  $v_{\text{ego}}$ , hinreichend genau abgeschätzt werden kann.

#### Vergleich mit der Zielverteilung

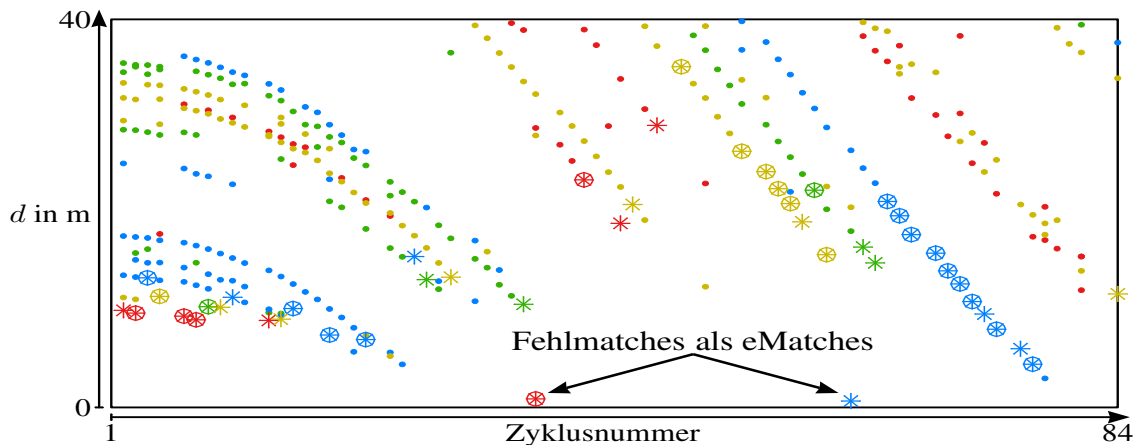
Eine grobe Aussage für Gruppen von Matches kann bereits aufgrund einer angenommenen Zielverteilung getroffen werden. Dazu werden die ermittelten Zielpositionen in der  $(d,v)$ -Ebene in festgelegten Bereichen zu Gruppen zusammengefasst und mit dem Erwartungswert für die Anzahl an Matches innerhalb jedes Bereichs verglichen. Dieser Erwartungswert ergibt sich als Integral über die Zielverteilung auf dem fraglichen Bereich, multipliziert mit der Anzahl insgesamt ermittelter Matches. Nach Abbildung 4.3 können etwa rund 80 % aller Matches unterhalb von 125 m erwartet werden. Zusammen mit den Varianzen der verschiedenen Moden der ACC-Verteilung nach Tabelle 4.2 kann damit in Abbildung 4.29 die erwartete Anzahl Matches exemplarisch in sechs verschiedenen Bereichen (drei Moden mit jeweils  $0 \text{ m} \leq d \leq 125 \text{ m}$  bzw.  $125 \text{ m} < d \leq 250 \text{ m}$ ) angegeben werden. Die eingezeichneten Bereiche sind dabei auf der Geschwindigkeitsachse durch ihre  $4\sigma$ -Intervalle begrenzt. Für Matches *außerhalb* dieser Bereiche kann die bereits anderweitig bestimmte oder initial



(a) Verlauf der Eigengeschwindigkeit  $v_{ego}$



(b) eMatches bei Vernachlässigung nicht relevanter Frequenzpeaks



(c) eMatches bei Vernachlässigung nicht verwendeter Frequenzpeaks

Abbildung 4.28: Überfahrt eines Tripelspiegels in strukturiertem städtischem Umfeld. Die Sterne (im Kreis) kennzeichnen eMatches mit drei (vier) Extremfrequenzen bei einer Modulation mit vier Frequenzrampen. Die Farben kodieren zusammengehörige Ortungen eines Objekttracks.

zu eins angenommene Existenzwahrscheinlichkeit sofort herabgesetzt werden. Innerhalb der Bereiche dient eine signifikante Abweichung zwischen erwarteter und vorhandener Anzahl Matches ebenfalls als Indikator für eine nötige Absenkung der Existenzwahrscheinlichkeit. Zusätzlich können die Verfahren aus Abschnitt 4.4.2 gezielt innerhalb der fraglichen Bereiche angewendet werden.

Für die (frei wählbare) Anzahl gebildeter Bereiche ergibt sich ein Tradeoff in Form einer Unschärferelation: Je mehr Bereiche definiert werden, desto gezielter können Abweichungen in der  $(d,v)$ -Ebene erkannt werden – gleichzeitig sinkt aber auch die Anzahl an Matches pro Bereich, was die Signifikanz einer Abweichung vermindert.

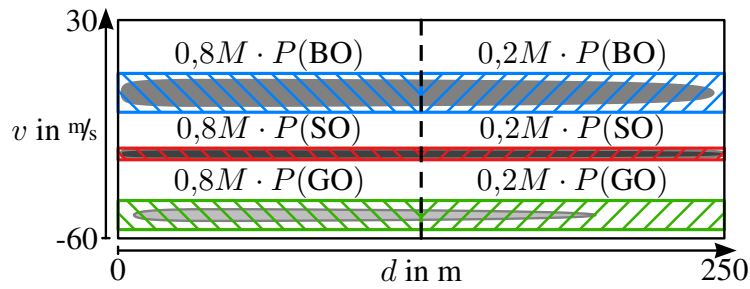


Abbildung 4.29: Erwartete Aufteilung der Matches in der  $(d,v)$ -Ebene bei insgesamt  $M$  gebildeten Matches und Klassenwahrscheinlichkeiten nach Tabelle 4.2

### Berechnung der Existenzwahrscheinlichkeit

Während die a-priori-Detektionswahrscheinlichkeit  $P_D(\zeta_0)$  und die Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_{FA}(\zeta_0)$  nach (4.21) bzw. (4.20) zur Auslegung der optimalen Modulation verwendet werden kann, ist zur Laufzeit die a posteriori Existenzwahrscheinlichkeit  $P_{\text{exist}}(\zeta_0)$  eines Ziels von Interesse, also die Wahrscheinlichkeit, dass es sich bei einem gebildeten Schnittpunkt ( $S$ ) wirklich um ein reales Ziel ( $Z$ ) handelt. Dazu wird üblicherweise das Verhältnis

$$\lambda(\zeta_0) := \frac{P(Z|S)}{P(\bar{Z}|S)} = \frac{P(S \cap Z)}{P(S \cap \bar{Z})} \stackrel{(A.40),(4.19)}{=} \frac{P_D(\zeta_0)}{P_{FA}(\zeta_0)} \quad (4.32)$$

betrachtet, woraus wegen  $P(\bar{Z}|S) = 1 - P(Z|S)$  direkt gefolgert werden kann, dass

$$P_{\text{exist}}(\zeta_0) := P(Z|S) = \frac{\lambda(\zeta_0)}{1 + \lambda(\zeta_0)} \stackrel{(4.32)}{=} \frac{P_D(\zeta_0)}{P_D(\zeta_0) + P_{FA}(\zeta_0)}. \quad (4.33)$$

Auf Basis einer bekannten Modulation und Zielverteilung kann mittels (4.33) für alle Positionen in der  $(d,v)$ -Ebene die Existenzwahrscheinlichkeit eines Ziels bestimmt werden. Diese Vorgehensweise liefert wesentlich genauere Ergebnisse als der Bereichsvergleich des vorherigen Abschnitts, erfordert aber auch mehr Rechenleistung.

## 4.5 Fazit

In diesem Kapitel wurden grundlegende Eigenschaften von Fehlmatches vorgestellt sowie Verfahren zu ihrer Vermeidung und Identifikation. Wichtige Erkenntnisse sind:

1. Überlagerungs-Fehlmatches stellen die relevante Klasse von Fehlmatches für die meisten Anwendungen dar. Ihr Auftreten ist unmöglich für  $M < N$  (hinreichende Bedingung). Des Weiteren kann ihr Auftrittsbereich in der  $(d,v)$ -Ebene bestimmt werden, ihre Anzahl im Worst-Case sowie die Auftritts- und Detektionswahrscheinlichkeit von Fehlmatches und Zielmatches samt deren Tradeoff in Form einer ROC-Kurve.
2. Über eine geeignete Wahl der Modulation kann die Auftrittswahrscheinlichkeit von Überlagerungs-Fehlmatches entscheidend beeinflusst werden. Mit dem Übergang zu einer Sequenz verschiedener Modulationen kann zusätzlich die Wahrscheinlichkeit für

das Vorliegen konsistenter Fehlmatches erheblich reduziert und insbesondere durch eine adaptive Wahl der Modulationsparameter nahezu sicher vermieden werden.

3. Neben der Verhinderung von Fehlmatches über die Modulation kann eine Existenzwahrscheinlichkeit berechnet werden, anhand derer die verbleibenden Fehlmatches mit hoher Wahrscheinlichkeit als solche erkannt werden. Dadurch wird verhindert, dass sich Fehlmatches auf die Schnittstelle zur Assistenzfunktion auswirken können und damit zu Geisterzielen werden.

# Literaturverzeichnis

- [Abousetta 1998] M. M. Abousetta und D. C. Cooper, *Noise analysis of digitized FMCW radar waveforms. IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, Band 145, Seiten 209–215, Aug. 1998.
- [Agha 2001] Adel Agha, *Entwicklung von Postprocessing-Algorithmen für automotive Radarsysteme*. Dissertation, TU Hamburg, 2001.
- [Allen 1977] Jont B. Allen, *Short Term Spectral Analysis, Synthesis, and Modification by Discrete Fourier Transform. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Band 25, Seiten 235–238, Jun. 1977.
- [Anastassopoulos 1992] Vassilis Anastassopoulos und George Lampropoulos, *A New and Robust CFAR Detection Algorithm. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Band 28, Seiten 420–427, Apr. 1992.
- [Arage Hassen 2006] Alebel Arage Hassen, *Indicators for the Signal Degradation and Optimization of Automotive Radar Sensors under Adverse Weather Conditions*. Dissertation, TU Darmstadt, 2006.
- [Artis 1999] Jean-Paul Artis und Jean-Francois Henrio, *Automotive Radar Development Methodology*. In *International Conference on Radar Systems*, Brest, France, 1999.
- [Bar-Shalom 1988] Yaakov Bar-Shalom und Thomas E. Fortmann, *Tracking and Data Association*. Academic Press, 1988.
- [Bar-Shalom 1993] Yaakov Bar-Shalom und Xiao-Rong Li, *Estimation and Tracking: Principles, Techniques, and Software*. Artech House, 1993.
- [Barton 1984] David K. Barton und Harold R. Ward, *Handbook of Radar Measurement*. Artech House, Dez. 1984.
- [Bechler 2006] Dirk Bechler, *Akustische Sprecherlokalisierung mit Hilfe eines Mikrofonarrays*. Dissertation, Universität Karlsruhe, 2006.
- [Bell 1988] Mark Robert Bell, *Information Theory and Radar: Mutual Information and the Design and Analysis of Radar Waveforms and Systems*. Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, Pasadena, USA, Mär. 1988.
- [Bell 1993] Mark Robert Bell, *Information theory and radar waveform design. IEEE Transactions on Information Theory*, Band 39, Seiten 1578–1597, Sep. 1993.
- [Bischl 2009] Bernd Bischl, Uwe Ligges und Claus Weihs, *Frequency estimation by DFT interpolation: A comparison of methods*. Technischer Bericht SFB 475, TU Dortmund, Apr. 2009.

- [Blackman 1986] Samuel S. Blackman, *Multiple-Target Tracking with Radar Applications*. Artech House, 1986.
- [Blackman 1999] Samuel S. Blackman und Robert Popoli, *Design and Analysis of Modern Tracking Systems*. Artech House, 1999.
- [Blake 1988] Stephen Blake, *OS-CFAR Theory for Multiple Targets and Nonuniform Clutter*. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Band 24, Seiten 785–790, Nov. 1988.
- [Boashash 1992] Boualem Boashash, *Estimating and Interpreting the Instantaneous Frequency of a Signal - Part 1: Fundamentals*. *Proceedings of the IEEE*, Band 80, Seiten 520–538, Apr. 1992.
- [Böhme 1998] Johann Friedrich Böhme, *Stochastische Signale*. B. G. Teubner, 1998.
- [Born 1959] Max Born und Emil Wolf, *Principles of Optics*. Pergamon Press, 1959.
- [Brandwood 2003] David Brandwood, *Fourier Transforms in Radar and Signal Processing*. Artech House, 2003.
- [Bronstein 2001] Ilja N. Bronstein, Konstantin A. Semendjajew, Gerhard Musiol und Heiner Mühlig, *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 2001.
- [Brookner 2002] Eli Brookner, *Tracking and Kalman Filtering Made Easy*. John Wiley & Sons, 2002.
- [Bühren 2008] Markus Bühren, *Simulation und Verarbeitung von Radarziellisten im Automobil*. Dissertation, Universität Stuttgart, 2008.
- [Bühren 2009] Markus Bühren, *Differentielle Evolution*. Online-Ressource, The Mathworks, 6. Apr. 2009.
- [Büning 1998] Herbert Büning und Götz Trenkler, *Nichtparametrische statistische Methoden*. Gruyter, 1998.
- [Candes 2008] Emmanuel J. Candes und Michael B. Wakin, *An Introduction To Compressive Sampling*. *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 25, Seiten 21–30, 2008.
- [Chabert 2004] Marie Chabert, Corinne Mailhes, N. Thomas, Alain Ducasse, P. Michel und Francis Castanie, *On the use of High Resolution Spectral Analysis methods in Radar Automotive*. In *1. International Workshop on Intelligent Transportation*, Hamburg, Germany, Mär. 2004.
- [Chang 1971] Shi-Kuo Chang, *The Reconstruction of Binary Patterns from Their Projections*. *Communications of the ACM*, Band 14, Seiten 21–25, Jan. 1971.
- [Chen 2002] Victor Chen und Hao Ling, *Time-Frequency Transforms for Radar Imaging and Signal Analysis*. Artech House, 2002.
- [Churchill 1981] F. E. Churchill, G. W. Ogar und B. J. Thompson, *The Correction of I and Q Errors in a Coherent Processor*. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Band AES-17, Seiten 131–137, Jan. 1981.
- [Cochran 2009] Douglas Cochran, Sofia Suvorova, Stephen D. Howard und Bill Moran, *Waveform Libraries: Measures of Effectiveness for Radar Scheduling*. *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 26, Seiten 12–21, Jan. 2009.

- [Cook 1993] Charles E. Cook und Marvin Bernfeld, *Radar Signals: An Introduction to Theory and Application*. Artech House, 1993.
- [Curtiss 1941] J. H. Curtiss, *On the Distribution of the Quotient of Two Chance Variables*. *Annals of Mathematical Statistics*, Band 12, Seiten 409–421, 1941.
- [Destatis 2008] Destatis, *Unfallbilanz 2008: Trotz Tiefstand zwölf Verkehrstote täglich*. Pressemitteilung Nr. 253, Statistisches Bundesamt, Jul. 2008.
- [Donnelly 2005] Denis Donnelly und Bert Rust, *The fast Fourier transform for experimentalists, Part I-VI. Computing in Science & Engineering*, Band 7, Seite 71, Mai-Jun. 2005.
- [Du 2004] Yuming Du, Jianyu Yang und Jintao Xiong, *Novel Method for Ambiguity Elimination in the Linear FMCW Radar*. In *7. International Conference on Signal Processing*, Band 3, Seiten 2066–2069, Aug.-Sep. 2004.
- [Ender 2010] Joachim H. G. Ender, *On compressive sensing applied to radar*. *Signal Processing*, Band 90, Seiten 1402–1414, 2010.
- [Enge 1999] Per Enge und Pratap Misra, *Special Issue on Global Positioning System. Proceedings of the IEEE*, Band 87, Seiten 3–15, Jan. 1999.
- [Eriksson 1995] Lars H. Eriksson und Bengt-Olof As, *A High Performance Automotive Radar for Automatic AICC*. In *IEEE International Radar Conference*, Seiten 380–385, 8-11 Mai 1995.
- [Feger 2008] Reinhard Feger, Stefan Schuster, Stefan Scheibelhofer und Andreas Stelzer, *Sparse Antenna Array Design and Combined Range and Angle Estimation for FMCW Radar Sensors*. In *IEEE Radar Conference*, Rom, Mai 2008.
- [Fenn 2008] Alan J. Fenn, *Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications*. Artech House, 2008.
- [Ferrara 2006] Matthew A. Ferrara, Jameson S. Bergin und Paul M. Techau, *Practical Radar Waveform Optimization Techniques for Colored Noise Mitigation*. In *International Waveform Diversity and Design Conference*, Orlando, Jan. 2006.
- [Fölster 2006] Florian Fölster, *Erfassung ausgedehnter Objekte durch ein Automobil-Radar*. Dissertation, TU Hamburg, 2006.
- [Freese 2007] Jens Freese, *Untersuchung von Gruppenantennen für den Einsatz in aktiven Antennensystemen*. Dissertation, TU Darmstadt, 2007.
- [Freundt 2008] Dirk Freundt und Bernhard Lucas, *Long Range Radar Sensor for High-Volume Driver Assistance Systems Market*. In *SAE World Congress*, Detroit, SAE International, Apr. 2008.
- [Fuhrmann 2007] Daniel R. Fuhrmann, *One-Step Optimal Measurement Selection For Linear Gaussian Estimation Problems*. In *International Waveform Diversity and Design Conference*, Seiten 224–227, Jun. 2007.
- [Fürstenberg 2006] Kay Fürstenberg und Roland Schulz, *Laserscanners for Driver Assistance*. In *Workshop for Intelligent Transportation*, 2006.



- [Gini 2008] Fulvio Gini und Muralidhar Rangaswamy, *Knowledge Based Radar Detection, Tracking and Classification*. Wiley Series in Adaptive and Learning Systems for Signal Processing, Communications and Control, John Wiley & Sons, 2008.
- [Goldberg 1999] Bar-Giora Goldberg, *Digital Frequency Synthesis Demystified*. Newnes, 1999.
- [Gulden 2001] P. Gulden, M. Vossiek, E. Storck und P. Heide, *Application of State Space Frequency estimation Techniques to Radar Systems*. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Band 5, Seiten 2877–2880, Mai 2001.
- [Gurgel 2009] Klaus-Werner Gurgel und Thomas Schlick, *Remarks on Signal Processing in HF Radars Using FMCW Modulation*. In *International Radar Symposium*, Seiten 63–67, Hamburg, Sep. 2009.
- [Gustafsson 2009] Fredrik Gustafsson, *Automotive Safety Systems: Replacing costly sensors with software algorithms*. *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 26, Seiten 32–47, Jul. 2009.
- [Häcker 2009] Patrick Häcker, *Single Snapshot DOA Estimation*. In *Kleinheubacher Tagung*, Miltenberg, 28 Sep. – 01 Okt. 2009.
- [Hall 2004] David L. Hall und Sonya A. H. McMullen, *Mathematical Techniques in Multisensor Data Fusion*. Artech House, 2004.
- [Harman 2006] S. A. Harman und M. C. Sharman, *Effects of Different Waveform Interference Sources on Radar System Performance*. In *International Waveform Diversity and Design Conference*, Orlando, Jan. 2006.
- [Harris 1978] Frederic J. Harris, *On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform*. *Proceedings of the IEEE*, Band 66, Seiten 51–83, Jan. 1978.
- [Harris 2002] Chris Harris, Xia Hong und Qiang Gan, *Adaptive Modelling, Estimation and Fusion from Data*. Springer-Verlag, 2002.
- [Herman 1999] Gabor T. Herman und Attila Kuba, *Discrete Tomography: Foundations, Algorithms, and Applications*. Birkhäuser, 1999.
- [Herman 2008] Matthew Herman und Thomas Strohmer, *Compressed Sensing Radar*. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Seiten 1509–1512, 2008.
- [Hinkley 1969] D. V. Hinkley, *On the Ratio of Two Correlated Normal Random Variables*. *Biometrika*, Band 56, Seiten 635–639, 1969.
- [Howard 2004] Stephen D. Howard, Sofia Suvorova und W. Moran, *Waveform Libraries for Radar Tracking Applications*. In *1. International Conference on Waveform Diversity and Design*, Edinburgh, UK, Nov. 2004.
- [Hu 2008] Yingrui Hu und Xuegang Wang, *Study on Non-Linear Stepped Chirp Radar System*. In *International Conference on Communications, Circuits and Systems*, Seiten 881–885, Mai 2008.

- [Jacobs 2000] G. Jacobs, A. Aeron-Thomas und A. Astrop, *Estimating Global Road Fatalities*. TRL report 445, TRL - Transport Research Laboratory, 2000.
- [Jacobsen 2007] Eric Jacobsen und Peter Kootsookos, *Fast, Accurate Frequency Estimators*. *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 24, Seiten 123–125, Mai 2007.
- [Jordan 2006] Rüdiger Jordan, *Objekthypothesen für Sicherheitsfunktionen auf Basis eines Radar-Sensors*. Dissertation, Universität Karlsruhe, 2006.
- [Kak 1984] A. C. Kak, *Image Processing Techniques*, Kapitel Image Reconstruction from Projections, Seiten 111–169. Academic Press, 1984.
- [Kalman 1960] Rudolph Emil Kalman, *A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems*. *Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering*, Band 82, Seiten 35–45, Mär. 1960.
- [Katz 1978] Myron Bernard Katz, *Questions of Uniqueness and Resolution in Reconstructions from Projections*, Band 26 von *Lecture Notes in Biomathematics*. Springer-Verlag, 1978.
- [Kay 1981] Steven M. Kay und Stanley Lawrence Marple, *Spectrum Analysis - A Modern Perspective*. *Proceedings of the IEEE*, Band 69, Seiten 1380–1419, Nov. 1981.
- [Kay 1993] Steven M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Signal Processing Series, Prentice-Hall, 1993.
- [Kay 1998] Steven M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory*. Signal Processing Series, Prentice-Hall, 1998.
- [Kemkemian 1999] Stéphane Kemkemian und Philippe Lacomme, *Method and Device for Frequency Modulated Continuous-Wave Radar Detection with Removal of Ambiguity between Distance and Speed*. Schutzrecht US005963163A, Thomson-CSF, Okt. 1999.
- [Kenefic 1992] Richard J. Kenefic, *Performance of an FMCW radar sensor*. *IEEE Transactions on Communications*, Band 40, Seiten 1675–1678, Nov. 1992.
- [Kim 2008] Kiseon Kim und Georgy Shevlyakov, *Why gaussianity?* *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 25, Seiten 102–113, 2008.
- [Klein 1999] Lawrence A. Klein, *Sensor and Data Fusion Concepts and Applications*. Optical Engineering Press, 1999.
- [Kleinhempel 1993] Werner Kleinhempel und Andreas Elterich, *Radarrückstreuquerschnittsmessungen von Fahrzeugen bei Mehrwegeausbreitung*. In *8. Radarsymposium, DGON*, Seiten 308–313, Düsseldorf, 1993.
- [Kühnle 2003] Götz Kühnle, Herrmann Mayer, Herbert Olbrich, Wolf Steffens und Swoboda, *Low-Cost Long-Range Radar for Future Driver Assistance Systems*. *Auto Technology*, Band 4, Seiten 2–5, 2003.
- [Kühnle 2005] Götz Kühnle, *Trennfähigkeitslücke bei Lkw-Vorbeifahrten*. Versuchsbericht 05/180, Robert Bosch GmbH, Okt. 2005.
- [Kühnle 2006a] Götz Kühnle, *Fehlmatches an periodischen Strukturen*. Versuchsbericht 06/009, Robert Bosch GmbH, Jan. 2006.

- [Kühnle 2006b] Götz Kühnle, *Matching von nicht gleichzeitigen Messungen*. Versuchsbericht 06/131, Robert Bosch GmbH, Jul. 2006.
- [Kühnle 2007a] Götz Kühnle, *Continuous Wave Modulationsverfahren mit Phasenauswertung*. Versuchsbericht 07/014, Robert Bosch GmbH, Jan. 2007.
- [Kühnle 2007b] Götz Kühnle, *Design einer Komplementärmodulation*. Versuchsbericht 07/023, Robert Bosch GmbH, Feb. 2007.
- [Kühnle 2007c] Götz Kühnle, *Modulationsdesign mit reduzierten Fehlmatches*. Versuchsbericht 07/062, Robert Bosch GmbH, Mär. 2007.
- [Kühnle 2008] Götz Kühnle, *Annäherungsmodulation*. Versuchsbericht 08/181, Robert Bosch GmbH, Feb. 2008.
- [Kulpa 2000] Krzysztof S. Kulpa, Andrzej Wojtkiewicz, Marek Nalecz und Jacek Misurewicz, *The Simple Method for Analysis of Nonlinear Frequency Distortions in FMCW Radar*. In *13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, Band 1, Seiten 235–238, 22–24 Mai 2000.
- [Lange 2009] Oliver Lange, *Optimization of Array Geometry for Direction-of-Arrival Estimation Using a Priori Information*. In *Kleinheubacher Tagung*, Miltenberg, 28 Sep. – 01 Okt. 2009.
- [Leshem 2007a] Amir Leshem, Oshri Naporstek und Arye Nehorai, *Adaptive radar waveform design for multiple targets: computational aspects*. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Band 2, Seiten II–909–II–912, 15–20 Apr. 2007.
- [Leshem 2007b] Amir Leshem, Oshri Naporstek und Arye Nehorai, *Information Theoretic Radar Waveform Design for Multiple Targets*. In *International Waveform Diversity and Design Conference*, Seiten 362–366, Pisa, Okt. 2007.
- [Levanon 1988] Nadav Levanon, *Radar Principles*. John Wiley & Sons, 1988.
- [Levanon 2004] Nadav Levanon und Eli Mozeson, *Radar Signals*. John Wiley & Sons, 2004.
- [Li 2005] Ke Li, M. N. S. Swamy und M. Omair Ahmad, *An Improved Voice Activity Detection Using Higher Order Statistics*. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, Band 13, Seiten 965–974, Sep. 2005.
- [Liebske 2009] Roland Liebske, *ARS 300 Long Range Radar*. Datenblatt ARS 300, A. D. C. GmbH, 2009.
- [Lovász 1986] László Lovász und Michael D. Plummer, *Matching Theory*. Akadémiai Kiadó, 1986.
- [Lübbert 2005] Urs Lübbert, *Target Position Estimation with a Continuous Wave Radar Network*. Dissertation, TU Hamburg, 2005.
- [Ludloff 2002] Albrecht Ludloff, *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*. Vieweg, 2002.

- [Lueke 2009] Stefan Lueke, *Ein neuartiges Fernbereichsradar und dessen Anwendung zur Lenkunterstützung in Ausweichsituationen*. Technischer Bericht, Continental AG, 2009.
- [Marcum 1960] J. I. Marcum, *A Statistical Theory of Target Detection By Pulsed Radar*. *IRE Transactions on Information Theory*, Band 6, Seiten 59–267, Apr. 1960.
- [Matousek 2007] Jiri Matousek, Ales Privetivy und Petr Skovron, *How many points can be reconstructed from  $k$  projections?* In *European Conference on Combinatorics, Graph Theory and Applications*, Band 29 von *Electronic Notes in Discrete Mathematics*, Seiten 427–434, Aug. 2007.
- [Mayrargue 1991] S. Mayrargue und T. Blu, *Relationship Between High-Resolution Methods and Discrete Fourier Transform*. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Band 5, Seiten 3321–3324, 14–17 Apr. 1991.
- [Meinecke 2000] Marc-Michael Meinecke und Hermann Rohling, *Combination of LFM CW and FSK Modulation Principles for Automotive Radar Systems*. In *German Radar Symposium*, Okt. 2000.
- [Meinecke 2001] Marc-Michael Meinecke, *Zum optimierten Sendesignalentswurf für Automobilradare*. Dissertation, TU Hamburg, 2001.
- [Mende 1999] Ralph Mende, *Radarsysteme zur automatischen Abstandsmessung in Automobilen*. Dissertation, TU Braunschweig, 1999.
- [Mende 2005] Ralph Mende, Marc Behrens und Stefan Milch, *A 24GHz ACC Radar Sensor*. In *Workshop on Intelligent Transportation*, Mär. 2005.
- [Miyahara 2004] Shunji Miyahara, *New Algorithm for Multiple Object Detection in FM-CW Radar*. In *SAE World Congress*, Seiten 17–22, Detroit, Mär. 2004.
- [Müller 2003] Gerhard Müller und Markus Wintermantel, *Programmierbare Logik in Kfz-Abstandsregelsystemen - Soviel Signalverarbeitung passt in ein Low-Cost FPGA*. Technischer Bericht, A. D. C. GmbH, 2003.
- [Naidu 2001] Prabhakar S. Naidu, *Sensor Array Signal Processing*. CRC Press, 2001.
- [Nelder 1965] J. A. Nelder und R. Mead, *A simplex method for function minimization*. *The Computer Journal*, Band 7, Seiten 308–313, 1965.
- [Newhouse 1973] Paul. D. Newhouse, *Bounds on the Spectrum of a CHIRP Pulse*. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Band EMC-15, Seiten 27–33, Feb. 1973.
- [Neyman 1933] Jerzy Neyman und Egon S. Pearson, *On the Problem of the Most Efficient Test of Statistical Hypotheses*. *Philosophical Transactions of the Royal Statistical Society*, Band A231, Seiten 289–337, 1933.
- [Niu 2001] Ruixin Niu, Peter Willett und Yaakov Bar-Shalom, *Selection of the Radar Waveform from Tracking Considerations*. In *IEEE Radar Conference*, Seiten 246–251, 2001.
- [Oppenheim 1999] Alan V. Oppenheim und Ronald W. Schaffer, *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*. R. Oldenbourg Verlag, 1999.

- [Oprisan 2005] Dan Oprisan und Hermann Rohling, *Analysis of Mutual Interference between Automotive Radar Systems*. In *International Radar Symposium*, Berlin, 6-8 Sep. 2005.
- [Peleg 1991] Shimon Peleg und Boaz Porat, *Estimation and Classification of Polynomial-Phase Signals*. *IEEE Transactions on Information Theory*, Band 37, Seiten 422–430, Mär. 1991.
- [Peleg 1993] Shimon Peleg, Boaz Porat und Benjamin Friedlander, *The Achievable Accuracy in Estimating the Instantaneous Phase and Frequency of a Constant Amplitude Signal*. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Band 41, Seiten 2216–2224, Jun. 1993.
- [Peleg 1995] Shimon Peleg und Benjamin Friedlander, *The Discrete Polynomial Phase Transform*. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Band 43, Seiten 1901–1914, Aug. 1995.
- [Petersen 2008] Kaare Brandt Petersen und Michael Syskind Pedersen, *The Matrix Cookbook*. <http://www.matrixcookbook.com>, Nov. 2008.
- [Piper 1995] Samuel O. Piper, *Homodyne FMCW Radar Range Resolution Effects with Sinusoidal Nonlinearities in the Frequency Sweep*. In *IEEE International Radar Conference*, Seiten 563–567, Mai 1995.
- [Pourvoyeur 2008] K. Pourvoyeur, R. Feger, S. Schuster, A. Stelzer und L. Maurer, *Ramp Sequence Analysis to Resolve Multi Target Scenarios for a 77-GHz FMCW Radar Sensor*. In *11th International Conference on Information Fusion*, Jun. 2008.
- [Price 2005] Kenneth V. Price und Rainer M. Storn, *Differential evolution: a practical approach to global optimization*. Springer-Verlag, 2005.
- [Quinn 1994] Barry G. Quinn, *Estimating Frequency by interpolation Using Fourier Coefficients*. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Band 42, Seiten 1264–1268, Mai 1994.
- [Quinn 2008] Barry G. Quinn, Robby G. McWilliam und I. Vaughan L. Clarkson, *Maximizing the Periodogram*. In *IEEE Global Communications Conference*, Seiten 1–5, Nov. 2008.
- [Radon 1917] Johann Karl August Radon, *Über die Bestimmung von Funktionen durch ihre Integralwerte längs gewisser Mannigfaltigkeiten*. *Berichte über die Verhandlungen der Königlich Sächsischen Gesellschaft der Wissenschaften zu Leipzig*, Band Mathematisch-Physische Klasse 69, Seiten 262–277, 1917.
- [Reiher 2008a] Marcus Reiher, *Ermittlung der ACC-Zielverteilung aus realen Messdaten*. Versuchsbericht 08/140, Robert Bosch GmbH, Aug. 2008.
- [Reiher 2008b] Marcus Reiher und Bin Yang, *On the Occurrence of Ghost Targets in Linear FMCW Radar: A Worst Case Study*. In *International Radar Symposium*, Seiten 31–34, Breslau, Mai 2008.
- [Reiher 2009a] Marcus Reiher und Bin Yang, *Adaptive Modulation for Mismatch Suppression in Linear FMCW Radar*. In *International Radar Symposium*, Seiten 731–735, Hamburg, Sep. 2009.

- [Reiher 2009b] Marcus Reiher und Bin Yang, *Derivation of the Frequency Mismatch Probability in Linear FMCW Radar based on Target Distribution*. In *IEEE Radar Conference*, Seiten 1–6, Pasadena, USA, Mai 2009.
- [Reiher 2009c] Marcus Reiher, *Experimente zur Fehlmatchwahrscheinlichkeit*. Versuchsbericht 09/135, Robert Bosch GmbH, Nov. 2009.
- [Reiher 2009d] Marcus Reiher und Bin Yang, *Extending the Frequency Matching in Linear FMCW Radar Exploiting Extreme Frequencies*. In *IEEE Radar Conference*, Seiten 1–6, Pasadena, USA, Mai 2009.
- [Reiher 2009e] Marcus Reiher und Bin Yang, *Optimal Modulation Design in Linear FMCW Radar Concerning Mismatch Probability*. In *International Radar Symposium*, Seiten 137–141, Hamburg, Sep. 2009.
- [Renyi 1952] A. Renyi, *On Projections of Probability Distributions*. *Acta Mathematica Hungarica*, Band 3, Seiten 131–142, 1952.
- [Rife 1974] David C. Rife und Robert R. Boorstyn, *Single-Tone Parameter Estimation from Discrete-Time Observations*. *IEEE Transactions on Information Theory*, Band 20, Seiten 591–598, Sep. 1974.
- [Rihaczek 1996] August W. Rihaczek und Steven J. Hershkowitz, *Radar Resolution and Complex-Image Analysis*. Artech House, 1996.
- [Rohling 1983] Hermann Rohling, *Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations*. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Band 19, Seiten 608–621, Jul. 1983.
- [Sauer 2003] Thomas Sauer, *Device and Process for Measuring Distance and Speed*. Schutzrecht US 6,507,311 B2, Bayrische Motoren Werke Aktiengesellschaft, Jan. 14 2003.
- [Scheiblhofer 2006] Stefan Scheiblhofer, Stefan Schuster und Andreas Stelzer, *Effects of Systematic FMCW Radar Sweep Nonlinearity on Bias and Variance of Target Range Estimation*. In *IEEE International Microwave Symposium Digest*, Seiten 1418–1421, San Francisco, Jun. 2006.
- [Scheuing 2007] Jan Scheuing, *Lokalisierung von Sprechern durch mehrkanalige Verarbeitung akustischer Signale*. Dissertation, Universität Stuttgart, 2007.
- [Schneider 1998] Robert Schneider, *Modellierung der Wellenausbreitung für ein bildgebendes Kfz-Radar*. Dissertation, Universität Karlsruhe, 1998.
- [Schneider 2005] Martin Schneider, *Automotive Radar - Status and Trends*. In *German Microwave Conference*, Seiten 144–157, Ulm, 5-7 Apr. 2005.
- [Schoor 2007] Michael Schoor und Bin Yang, *High-Resolution Angle Estimation for an Automotive FMCW Radar Sensor*. In *International Radar Symposium*, Köln, Sep. 2007.
- [Schoor 2008] Michael Schoor und Bin Yang, *Local and Global Calibration for High-Resolution DOA Estimation in Automotive Radar*. In *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, Seiten 68–72, Darmstadt, 21–23 Jul. 2008.

- [Schoor 2009] Michael Schoor und Bin Yang, *Subspace Based DOA estimation in the Presence of Correlated Signals and Model Errors*. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Seiten 2161–2164, Taipei, 19–24 Apr. 2009.
- [Schoor 2010] Michael Schoor, *Hochauflösende Winkelschätzung für automobile Radarsysteme*. Dissertation, Universität Stuttgart, 2010.
- [Schoukens 1992] J. Schoukens, Rik Pintelon und Hugo Van Hamme, *The Interpolated Fast Fourier Transform: A Comparative Study*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Band 41, Seiten 226–232, Apr. 1992.
- [Schuler 2007] Karin Schuler, *Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-Radar-Sensorik*. Dissertation, Universität Karlsruhe, 2007.
- [Schuster 2008] Stefan Schuster, Stefan Scheiblhofer, Reinhard Feger und Andreas Stelzer, *Signal Model and Statistical Analysis for the Sequential Sampling Pulse Radar Technique*. In *IEEE Radar Conference*, Rom, Mai 2008.
- [Schuster 2009] Stefan Schuster, Stefan Scheiblhofer und Andreas Stelzer, *The Influence of Windowing on Bias and Variance of DFT-Based Frequency and Phase Estimation*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Band 58, Seiten 1975–1990, Jun. 2009.
- [Schwartz 1975] Mischa Schwartz und Leonard Shaw, *Signal Processing: Discrete Spectral Analysis, Detection, and estimation*. McGraw-Hill, 1975.
- [Servieres 2005] Myriam Servieres, Nicolas Normand, JeanPierre Guedon und Yves Bizais, *The Mojette transform: Discrete angles for tomography*. *Electronic Notes in Discrete Mathematics*, Band 20, Seiten 587–606, Jul. 2005.
- [Shor 1991] Mordechai Shor und Nadav Levanon, *Performances of Order Statistics CFAR*. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Band 27, Seiten 214–224, Mär. 1991.
- [Sira 2009] Sandeep P. Sira, Ying Li, Antonia Papandreou-Suppappola, Darryl Morrell, Douglas Cochran und Muralidhar Rangaswamy, *Waveform-Agile Sensing for Tracking: A Review Perspective*. *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 26, Seiten 53–64, Jan. 2009.
- [Skolnik 2001] Merrill Ivan Skolnik, *Introduction to Radar systems*. McGraw-Hill, 2001.
- [Small 2010] Christopher G. Small, *Expansions and Asymptotics for Statistics*. Monographs on Statistics & Applied Probability, CRC Press, 2010.
- [Smith 1977] Kennant T. Smith, Donald C. Solmon und Sheldon L. Wagner, *Practical and Mathematical Aspects of the Problem of Reconstructing Objects from Radiographs*. *Bulletin of the American Mathematical Society*, Band 83, Seiten 1227–1270, Nov. 1977.
- [Society 2008] Information Society und Media, *Moderne Informations- und Kommunikationstechnologien für mehr Sicherheit im Straßenverkehr*. Merkblatt 48, European Commission, Mai 2008.
- [Steffens 2005] Wolf Steffens und Götz Kühnle, *Trennfähigkeitslücke bei FMCW-Modulationen*. Versuchsbericht 05/136, Robert Bosch GmbH, Aug. 2005.

- [Stove 1992] A.G. Stove, *Linear FMCW radar techniques*. *IEE Proceedings-F*, Band 139, Seiten 343–350, Okt. 1992.
- [Strobel 2004a] Tobias Strobel und Christophe Coue, *Compendium on Sensor Data Fusion - State-of-the-art of Sensors and Sensor Data Fusion for Automotive Preventive Safety Applications*. IP Deliverable, PReVENT, Jul. 2004.
- [Strobel 2004b] Tobias Strobel, Alain Servel, Christophe Coue und Thomas Tatschke, *Compendium on Sensors - State-of-the-art of Sensors and Sensor Data Fusion for Automotive Preventive Safety Applications*. IP Deliverable, PReVENT, Jul. 2004.
- [Strobel 2004c] Tobias Strobel und Alain Servel, *Sensor Data Sheets - State-of-the-art of Sensors and Sensor Data Fusion for Automotive Preventive Safety Applications*. IP Deliverable, PReVENT, Jul. 2004.
- [Stüker 2003] Dirk Stüker, *Heterogene Sensordatenfusion zur robusten Objektverfolgung im automobilen Straßenverkehr*. Dissertation, Universität Oldenburg, 2003.
- [Suvorova 2006] Sofia Suvorova, Stephen D. Howard, W. Moran und R. J. Evans, *Waveform Libraries for Radar Tracking Applications: Maneuvering Targets*. In *40th Annual Conference on Information Sciences and Systems*, Seiten 1424–1428, 2006.
- [Svalbe 2001] Imants Svalbe und Dimitri van der Spek, *Reconstruction of tomographic images using analog projections and the digital Radon transform*. *Linear Algebra and its Applications*, Band 339, Seiten 125–145, Dez. 2001.
- [Svalbe 2003] Imants Svalbe und Andrew Kingston, *Farey Sequences and Discrete Radon Transform Projection Angles*. *Electronic Notes in Discrete Mathematics*, Band 12, Seiten 154–165, Mär. 2003.
- [Swerling 1954] Peter Swerling, *Probability of Detection for Fluctuating Targets*. Technischer Bericht, US Air Force, Project RAND, 1954.
- [Toft 1996] Peter Toft, *The Radon Transform: Theory and Implementation*. Ph.D. Thesis, Department of Mathematical Modelling, Section for Digital Signal Processing, Technical University of Denmark, 1996.
- [Torrieri 1984] Don J. Torrieri, *Statistical Theory of Passive Location Systems*. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Band AES-20, Seiten 183–198, Mär. 1984.
- [Tremml 2009] Markus Tremml, Reinhard Feger, Christoph Wagner, Andreas Stelzer und Herbert Jäger, *Radar Cross Section Prediction and Measurement at 77 GHz*. In *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Seiten 2067–2070, Berlin, Mär. 2009.
- [TRW 2009] TRW, *Adaptive Cruise Control (ACC)*. Technischer Bericht, TRW Automotive, 2009.
- [Tullsson 1997] B. E. Tullsson, *Topics in FMCW Radar Disturbance Suppression*. In *Radar 97*, Seiten 1–5, 14–16 Okt. 1997.



- [van Kleef 2006] Jelle van Kleef, Jeroen Bergmans, Leon Kester und Frans Groen, *Multiple-Hypothesis Trilateration and Tracking with Distributed Radars*. In *9. International Conference on Information Fusion*, Seiten 1–7, Jul. 2006.
- [Vespe 2009] Michele Vespe, Gareth Jones und Chris J. Baker, *Lessons for Radar: Waveform Diversity in Echolocating Mammals*. *IEEE Signal Processing Magazine*, Band 26, Seiten 65–75, Jan. 2009.
- [Wagner 1997] Klaus Peter Wagner, *Winkelauflösende Radarverfahren für Kraftfahrzeuganwendungen*. Dissertation, TU München, 1997.
- [Weicker 2007] Karsten Weicker, *Evolutionäre Algorithmen*. Vieweg + Teubner, 2007.
- [Weinberger 2001] Markus Weinberger, *Der Einfluß von Adaptive Cruise Control Systemen auf das Fahrerverhalten*. Dissertation, TU München, 2001.
- [Windisch 2007] Marcus Windisch, *Estimation and Compensation of I/Q Imbalance in Broadband Communications Receivers*. Dissertation, TU Dresden, 2007.
- [Winner 2009] Hermann Winner, Stephan Hakuli und Gabriele Wolf, *Handbuch Fahrerassistenzsysteme: Grundlagen, Komponenten und Systeme für aktive Sicherheit und Komfort*. Vieweg + Teubner, 2009.
- [Wintermantel 2003] Markus Wintermantel, *High Efficient Signal Processing in a Radar Based ACC-System*. In *International Radar Symposium*, Seiten 131–136, Dresden, Sep. 2003.
- [Wojtkiewicz 2002] Andrzej Wojtkiewicz und Rafal Rytel-Andrianik, *Optimal Detection and Estimation in FMCW Radar*. In *14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, Band 3, Seiten 778–781, Mai 2002.
- [Yang 2006a] Yang Yang und R. S. Blum, *Radar Waveform Design using Minimum Mean-Square Error and Mutual Information*. In *Fourth IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Processing*, Seiten 234–238, Jul. 12-14, 2006.
- [Yang 2006b] Bin Yang, Michael Schoor, Robert Weigel, Peter Wenig, Thomas Schöberl, Jörg Hildebecher, Thomas Binzer und Oliver Brüggemann, *Radarsystemtechnik und Radarsignalverarbeitung für Automobilanwendungen*. In *VDE Kongress*, Band 2, Seiten 303–307, Aachen, Okt. 2006.
- [Zepernick 2005] Hans-Jürgen Zepernick und Adolf Finger, *Pseudo Random Signal Processing*. John Wiley & Sons, 2005.
- [Zhou 2006] H. Zhou, B. Wen, Z. Ma und S. Wu, *Range/Doppler ambiguity elimination in high-frequency chirp radars*. *IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, Band 153, Seiten 467–472, Dez. 2006.
- [Zou 2008] Hongxing Zou, Shiji Song, Zhixin Liu, Yongqiang Chen und Yanda Li, *Acceleration-based Dopplerlet transform - Part I: Theory*. *Elsevier Journal on Signal Processing*, Band 88, Seiten 934–951, Apr. 2008.
- [Zrnic 2000] Bojan M. Zrnic, Aleksa J. Zejak und Igor S. Simic, *Target Detection Enhancement for the Chirp Radar in the Eclipsing Zone*. In *IEEE 6. International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Seiten 269–273, Sep. 2000.