



# Aktive Landmarken zur Positionsbestimmung von autonomen Fahrzeugen

von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Chemnitz

genehmigte

Dissertation

zur Erlangung  
des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

(Dr.-Ing.)

vorgelegt

von

Dipl.-Ing. Joachim Jotzo

geboren am 21.09.1964 in Neustadt/Wstr.

eingereicht am 11. Dezember 2001

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. W. Manthey Technische Universität Chemnitz  
Prof. Dr.-Ing. habil. D. Achilles Universität Kaiserslautern  
Dr. A. Ghazinour Motorola Berlin

Tag der Verleihung: 18. Juni 2002

URL: <http://archiv.tu-chemnitz.de/pub/2002>



# Bibliographische Beschreibung

Aktive Landmarken zur Positionsbestimmung von autonomen Fahrzeugen

Jotzo, Joachim - 237 S., 70 Abbildungen, 16 Tabellen, 370 Literaturstellen

Technische Universität Chemnitz

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Dissertation 2001

## Stichworte

- aktive Landmarken
- Distanzmessung
- hochgenaue Positionsbestimmung
- Radsensoren
- Triangulationsmeßverfahren
- autonomes Fahrzeug
- GPS-Satellitenavigation
- optisches Gitternetz
- Simulation
- Trilaterationsmeßverfahren

## Referat

In der vorliegenden Arbeit werden zwei neuartige Verfahren zur hochgenauen Positions- und Richtungsbestimmung für autonome Fahrzeuge - unter Verwendung von aktiven Landmarken - vorgestellt. Hierbei wird - bei einer primär 2-dimensionalen Positionsbestimmung - eine Genauigkeit im Bereich von einem bis zu wenigen cm angestrebt.

Beim ersten vorgestellten Verfahren wird, mit mehreren Lasern, eine optische Gitternetzstruktur im Raum aufgebaut. Dabei sind zur Positionsbestimmung zusätzliche Distanzmessungen mit Radsensoren notwendig.

Das zweite vorgestellte Verfahren entspricht im Grundkonzept den üblichen Satellitenavigationsverfahren - wie z.B. GPS - wobei jedoch mit erheblich höheren Frequenzen gearbeitet wird.

Beide Verfahren wurden durch sehr umfangreiche Simulationsrechnungen verifiziert. Die Distanz- und Positionsmessung mittels Radsensoren wurde auch an einem Modellfahrzeug durch umfangreiche Messungen überprüft.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Formelzeichen</b>	<b>9</b>
<b>Vorwort</b>	<b>17</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>19</b>
<b>2 Stand der Technik für Positionsmeßverfahren</b>	<b>21</b>
2.1 Positionsmeßverfahren mittels aktiver oder passiver Landmarken . . . . .	22
2.1.1 Triangulation . . . . .	22
2.1.2 Trilateration . . . . .	22
2.1.3 Realisierte Systeme mittels Triangulationsmeßverfahren . . . . .	22
2.1.3.1 Laserway-System [73] . . . . .	23
2.1.3.2 Hilare-System [85] . . . . .	23
2.1.3.3 LaserNav - Positionssensor [18], [34] . . . . .	23
2.1.3.4 TRC - System [34] . . . . .	24
2.1.3.5 Robosense - System [34] . . . . .	24
2.1.3.6 CONAC - System [34] . . . . .	24
2.1.4 Realisierte Systeme mittels Trilaterationsmeßverfahren . . . . .	25
2.1.4.1 Trilaterationssysteme mit Ultraschalltranspondern . . . . .	25
2.1.4.2 Beschreibung der heutigen Satellitennavigationsverfahren .	27
2.1.5 Sonstige realisierte Systeme . . . . .	33
2.1.6 Beschränkungen und Nachteile der dargestellten Meßsysteme . . . . .	34
2.1.6.1 Bisherige optische Triangulationsverfahren . . . . .	34
2.1.6.2 Bisherige Trilaterationsverfahren mit Ultraschall . . . . .	35
2.1.6.3 Nachteile der Satellitentrilaterationsverfahren . . . . .	35
2.1.6.4 Zielsetzung der neuartigen Verfahren . . . . .	35
<b>3 Positionsbestimmung mit einem optischen Gitternetz</b>	<b>37</b>
3.1 Distanzmessung mittels Fahrzeugsensoren . . . . .	38

3.1.1	Geeignete Fahrzeugsensoren . . . . .	38
3.1.2	Grundprinzip der Distanzmessung . . . . .	39
3.2	Positionsbestimmung mit 4 nicht-parallelen Gitternetzlinien . . . . .	43
3.2.1	Simulationsergebnisse dieses Lösungsverfahrens bei nicht-exakter Distanzmessung . . . . .	46
3.2.2	Bestimmung der Fahrzeugrichtung . . . . .	49
3.2.3	Berechnungszeiten . . . . .	49
3.3	Positionsbestimmung mit 2 Gitternetzlinien . . . . .	50
3.3.1	Betrachtung der Meßabweichungen für obiges Berechnungsverfahren	56
3.3.1.1	Verlauf der Meßabweichungen bei zusätzlichen additiven Abweichungen bei der Bestimmung der Kreuzungspunkte der Gitternetzlinien mit den Empfangsdetektoren . . . . .	59
3.3.1.2	Auswirkung auf die Positionsbestimmung bei einem nicht exakt bekannten Raddurchmesser . . . . .	60
3.3.2	Referenzmessung zur Bestimmung des Raddurchmessers . . . . .	60
3.4	Optimales Lichtgitterverfahren . . . . .	62
<b>4</b>	<b>Versuchsaufbauten und Messungen</b>	<b>65</b>
4.1	Kurzbeschreibung der Hard- und Software sowie der Mechanik des verwendeten Fahrzeugs . . . . .	66
4.2	Referenzmessungen zur Fahrzeuggeometrie . . . . .	67
4.2.1	Bestimmung des sogenannten Korrekturlenkwinkels . . . . .	67
4.2.2	Bestimmung des effektiven Raddurchmessers . . . . .	68
4.2.3	Bestimmung des Abstands Antriebsrad - Hinterachse . . . . .	68
4.3	Genauigkeit der Distanzmessung . . . . .	68
4.3.1	Einfluß von Bodenunebenheiten und des Bodenbelags . . . . .	69
4.3.2	Einfluß eines möglichen Radschlupfes . . . . .	69
4.3.3	Meßabweichung bei unterschiedlichen Wegstreckenlängen . . . . .	69
4.3.4	Zusammenfassende Bewertung der Distanzmessung . . . . .	70
4.4	Messungen zur Positionsbestimmung mittels Radsensoren . . . . .	71
4.4.1	Positionsmessungen bei hystereseformiger Bahnkurve . . . . .	71
4.4.2	Positionsmessungen bei kreisförmigen Bahnkurven . . . . .	73
4.4.3	Vergleich der Meßergebnisse mit den Simulationsrechnungen zur Positionsbestimmung mittels Radsensoren . . . . .	74
4.4.4	Zusammenfassung der Meßergebnisse zur Positionsbestimmung mittels Radsensoren . . . . .	74

<b>5</b>	<b>Positionsbestimmung mit aktiven Mikrowellensensoren</b>	<b>75</b>
5.1	Grundkonzept Positionsbestimmung mit aktiven Mikrowellensensoren . . .	75
5.2	Geeignete Sendefrequenzen und notwendige Übertragungsbandbreiten . .	78
5.3	Verwendete Codes . . . . .	80
5.4	2-dimensionale Positionsbestimmung ohne Fehlerbetrachtung . . . . .	84
5.5	Auswahl und Dimensionierung der Sende- und Empfangsantenne . . . . .	88
5.5.1	Antennenrauschen . . . . .	92
5.6	Betrachtung der Meßabweichungen . . . . .	93
5.6.1	Meßabweichungen durch endliche Abmessungen der Sende- und Empfangsantennen . . . . .	93
5.6.2	Berücksichtigung des Mehrwegeempfangs . . . . .	93
5.6.3	Dopplereffekt beim bewegten Fahrzeug . . . . .	98
5.6.4	Ungenauigkeit und Änderungen der Ausbreitungsgeschwindigkeit .	98
5.7	Erzielbare Reichweiten und Empfängerrauschen . . . . .	104
5.8	Simulation möglicher Korrelationsempfängerstrukturen . . . . .	107
5.8.1	Veränderung des Signalrauschabstands durch Korrelation . . . . .	107
5.8.2	Zusammenfassung der Simulationsergebnisse . . . . .	108
5.8.2.1	Korrelation mit Komparator und einem zeitkontinuierli- chen analogen Korrelator . . . . .	109
5.8.2.2	Korrelation mit Komparator und zeitdiskretem digitalen Korrelator . . . . .	111
5.9	Technische Realisierung . . . . .	113
5.9.1	Positionierung der Sender . . . . .	113
5.9.2	Messung und Auswertung der Pseudolaufzeiten . . . . .	114
5.9.2.1	Durchführung der Referenzmessungen . . . . .	117
5.9.3	Analoge Realisierung des Senders . . . . .	117
5.9.4	Digitale Realisierung des Senders . . . . .	119
5.9.5	Analoge Realisierung des Korrelationsempfängers . . . . .	120
5.9.5.1	Vorverstärker, Mischer und Wechselspannungskompara- tor . . . . .	122
5.9.5.2	Analoger Korrelator . . . . .	122
5.9.5.3	Spitzenwertdetektor . . . . .	123
5.9.5.4	Dämpfungs- und Verzögerungsglied sowie Komparator .	123
5.9.6	Digitale Realisierung des Korrelationsempfängers . . . . .	124
5.10	Erweiterung auf 3-dimensionale Positionsbestimmung . . . . .	126
5.11	Zusätzliche Richtungsbestimmung eines Fahrzeugs . . . . .	127
5.12	Vergleich zwischen Gitternetz- und Mikrowellenverfahren . . . . .	128

<b>Anhang</b>	<b>129</b>
<b>A Technik der Positionsbestimmung mit Gitternetzlinien</b>	<b>131</b>
A.1 Auswahl und Ansteuerung der Laser für die Gitternetzlinien . . . . .	131
A.2 Auswahl und Anordnung der Empfangsdetektoren . . . . .	133
<b>B Reflexion von zirkular polarisierten Wellen</b>	<b>137</b>
B.1 Dielektrischer Reflektor . . . . .	138
B.1.1 Senkrechte Polarisation . . . . .	139
B.1.2 Parallele Polarisation . . . . .	140
B.2 Leitender Reflektor ( Annahme idealer Leiter ) . . . . .	141
B.2.1 Senkrechte Polarisation . . . . .	141
B.2.2 Parallele Polarisation . . . . .	141
B.3 Signalverlauf der reflektierten Welle nach der Empfangsantenne . . . . .	141
B.3.1 Verlauf bei einer Empfangsantenne mit idealer Richtcharakteristik .	142
B.3.2 Verlauf bei einer Empfangsantenne mit realer Richtcharakteristik .	144
B.4 Einfluß der Oberflächenrauheit auf das Reflexionsverhalten . . . . .	148
<b>C Berechnung des Dopplereffektes bei einem bewegten Fahrzeug</b>	<b>151</b>
<b>D Spektrum eines phasenmodulierten Signals</b>	<b>153</b>
<b>E Berechnungsgrundlagen des Rauschens von Verstärkern</b>	<b>157</b>
<b>F Simulation von Korrelationsempfängern</b>	<b>159</b>
F.1 Wertkontinuierliche Korrelation . . . . .	160
F.1.1 Wertkontinuierliche Korrelation ohne Rauschen . . . . .	160
F.1.2 Wertkontinuierliche Korrelation mit Rauschen . . . . .	162
F.2 1-Bit-Korrelation bei analogem Korrelator . . . . .	164
F.2.1 1-Bit-Korrelation mit doppelter Bandbegrenzung, bei Zwischenfre-	164
quenz von $10 \cdot f_p = 3.561$ GHz, mit Empfängerrauschen . . . . .	164
F.2.2 1-Bit-Korrelation mit doppelter Bandbegrenzung ohne Rauschen,	165
bei Zwischenfrequenz von $10 \cdot f_p$ . . . . .	165
F.2.3 1-Bit-Korrelation mit doppelter Bandbegrenzung, bei Zwischenfre-	166
quenz von $4 \cdot f_p = 1.4244$ GHz, mit Empfängerrauschen . . . . .	166
F.3 Korrelation nach 1-Bit-Quantisierung mit dig. Korrelator . . . . .	168
F.3.1 1-Bit-Korrelation mit digitalem Korrelator, bei Zwischenfrequenz	169
von $6.0 \cdot f_p = 2.1366$ GHz, mit Empfängerrauschen . . . . .	169
F.3.1.1 Verhalten bei 1-Bit-Quantisierung mit 0 und +1 . . . . .	171

F.3.2	1-Bit-Korrelation mit digitalem Korrelator, bei Zwischenfrequenz von $6.0 \cdot f_p = 2.1366$ GHz, ohne Rauschen . . . . .	171
F.3.3	1-Bit-Korrelation mit digitalem Korrelator, bei Zwischenfrequenz von $6.0 \cdot f_p = 2.1366$ GHz, mit Empfängerrauschen und mit 3 reflektierten Signalen . . . . .	172
F.3.4	Tabellarische Zusammenfassung der Korrelationsergebnisse für den digitalen Korrelator bei einer Zwischenfrequenz von $6.0 \cdot f_p = 2.1366$ GHz . . . . .	173
F.3.5	Einfluß des Mehrwegeempfangs auf die Position der richtigen Korrelationshauptspitze . . . . .	174
<b>G</b>	<b>Analoge Hochgeschwindigkeitskorrelatoren</b>	<b>179</b>
G.1	Korrelator in Mikrostreifenleitertechnik . . . . .	179
G.2	Realisierung des analogen Korrelators in SAW-Technik . . . . .	182
G.2.1	Interdigitalwandler . . . . .	182
G.2.2	Mögliche Substratmaterialien . . . . .	182
G.2.3	Korrelation mit signalangepaßtem Filter in SAW-Technik . . . . .	183
G.2.4	Realisierung des analogen Korrelators mittels eines SAW-Convolvers . . . . .	184
G.2.4.1	Detaillierte signaltheoretische Beschreibung des Convolvers . . . . .	185
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>191</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>227</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>231</b>
	<b>Selbständigkeitserklärung</b>	<b>233</b>
	<b>Thesen</b>	<b>235</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>237</b>



# Verwendete Formelzeichen

- $\alpha$  : Einfallswinkel am Reflektor
- $\alpha_1$  : Einfallswinkel der einfallenden Welle
- $\alpha_2$  : Ausfallswinkel der in den Reflektor eindringenden Welle
- $\alpha_B$  : *Brewster*-Einfallswinkel
- $\epsilon$  : Fehlerschranke bei Iteration
- $\epsilon_0$  : Dielektrizitätskonstante im Vakuum
- $\epsilon_1$  : Dielektrizitätskonstante im Medium 1
- $\epsilon_2$  : Dielektrizitätskonstante im Medium 2
- $\epsilon_r$  : relative Dielektrizitätskonstante
- $\lambda$  : Wellenlänge der GPS-Trägerfrequenz  
**sowie** Wellenlänge eines Ultraschallsignals
- $\lambda_0$  : Wellenlänge des Sendesignals der Mikrowellenlandmarken
- $\lambda_1$  : Wellenlänge von Signal  $L_1$  eines GPS-Satelliten  
**sowie** Einfallswinkel der Welle
- $\lambda_2$  : Wellenlänge von Signal  $L_2$  eines GPS-Satelliten
- $\mu_0$  : Permeabilitätskonstante im Vakuum
- $\varphi_0$  : Winkel der Fahrzeugrichtung
- $\varphi_{as}$  : Startwinkel des Fahrzeugs, einschließlich Lenkwinkel
- $\varphi_a$  : aktueller Fahrzeugwinkel, einschließlich Lenkwinkel
- $\varphi_f$  : Fahrzeugrichtung, entsprechend der Fahrzeuglängsachse
- $\varphi_m$  : Phase der Modulationsfrequenz  $f_m$  des  
Schwebungssignals im GPS-Empfänger
- $\varphi_s$  : Phase der rekonstruierten Trägerfrequenz des GPS-Satelliten
- $\varphi'_s$  : Winkel der Gitternetzlinie im Hilfskoordinatensystem
- $\varphi_{si}$  : Abstrahlwinkel des Lichtstrahlsenders  $i$
- $\varphi_r$  : Phase der internen Referenzfrequenz des GPS-Empfängers  
**sowie** Lenkwinkel des Fahrzeugs
- $\varphi_{r1}$  : Lenkwinkel zu Beginn der iterativen Berechnung
- $\varphi(t)$  : Korrelatorausgangssignal

$\varphi_{ss}(n)$	: diskrete Autokorrelationsfunktion über $n$
$\varphi_{sg}(n)$	: diskrete Kreuzkorrelationsfunktion über $n$
$\varphi_{sr}(t)$	: Korrelatorsignal des SAW-Convolver
$\psi_E$	: Trägerphase beim GPS-Empfänger
$a$	: Abstand vom Sender zum Reflektor
$a^*$	: Schallabsorptionskoeffizient
$A$	: Amplitude des gesendeten Signals $s(t)$
$\mathbf{A}$	: Jacobische Matrix im Startpunkt $(x_{e_0}, y_{e_0}, t_{e_0})$
$b$	: Abstand von Empfänger zum Reflektor
$b_{min}$	: Breite des Laserstrahls
$\vec{B}$	: magnetische Flußdichte
$c_0$	: Lichtgeschwindigkeit im Vakuum als Naturkonstante
$c$	: konstante elektromagnetische Ausbreitungsgeschwindigkeit <b>sowie</b> Schallgeschwindigkeit
$c_i$	: Ausbreitungsgeschwindigkeit gültig für GPS-Satellit $i$
$c_{max}$	: maximale Ausbreitungsgeschwindigkeit
$c_{min}$	: minimale Ausbreitungsgeschwindigkeit
$c_{typ}$	: typische Ausbreitungsgeschwindigkeit für Mikrowellenverfahren
$d$	: Kantenlänge der Patchantenne
$d_d$	: Wegstrecke zwischen 2 Empfangsdetektoren bei Referenzmessung für Raddurchmesser
$d_e$	: Abstand zwischen Empfangsdetektor und Antriebsrad
$d_i$	: Distanz zwischen 2 Fahrzeugpositionen beim Überschreiten von Gitternetzlinien
$d_{ji}$	: Distanz der Empfangsdetektorpositionen beim Überschreiten von 2 Gitternetzlinien
$D$	: Entfernung zwischen Sender und Empfänger <b>sowie</b> Raddurchmesser
$D_y$	: vertikaler Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne
$D_{min}$	: minimale Entfernung zwischen Sender und Empfänger
$D_{max}$	: maximale Entfernung zwischen Sender und Empfänger
$d(t)$	: analoges Korrelatorsignal nach Spitzenwert-Detektor
$D_0$	: max. Entfernung zwischen Sender und Empfänger für eine eindeutige Ortsauflösung
$e$	: partieller Wasserdampfdruck in mbar
$\vec{e}$	: Positionsvektor des Mikrowellen- und des GPS-Empfängers
$e(t)$	: direkt empfangenes Signal am Empfänger <b>sowie</b> gesamtes Empfangssignal nach Antenne

$e_r$	: Dielektrizitätskonstante
$e_{ges}(t)$	: Summe der Signale am Empfänger
$e_r(t)$	: reflektiertes Signal am Empfänger
$e_D(\tau)$	: Dämpfungsfunktion des SAW-Convolvers
$e_u(\tau, \nu)$	: Uniformitätsfunktion des SAW-Convolvers
$E_{g1}$	: Amplitude der senkrechten Polarisationsk. des eindringenden E-Feldes
$E_{g2}$	: Amplitude der parallelen Polarisationsk. des eindringenden E-Feldes
$E_{i0}$	: Amplitude des E-Feldes der einfallenden, zirkular polarisierten Welle
$E_{r1}$	: Amplitude der senkrechten Polarisationsk. des reflektierten E-Feldes
$E_{r2}$	: Amplitude der parallelen Polarisationsk. des reflektierten E-Feldes
$\vec{E}$	: Vektor des E-Feldes
$\vec{E}_i$	: Vektor des E-Feldes der einfallenden, zirkular polarisierten Welle
$\vec{E}_i^{(1)}$	: Vektor der senkrechten Polarisationsk. des einfallenden E-Feldes
$\vec{E}_i^{(2)}$	: Vektor der parallelen Polarisationsk. des einfallenden E-Feldes
$\vec{E}_r$	: Vektor des E-Feldes der reflektierten, zirkular polarisierten Welle
$\vec{E}_r^{(1)}$	: Vektor der senkrechten Polarisationsk. des reflektierten E-Feldes
$\vec{E}_r^{(2)}$	: Vektor der parallelen Polarisationsk. des reflektierten E-Feldes
$f_0$	: Grundfrequenz eines GPS-Satelliten <b>sowie</b> verwendete Sendefrequenz der Mikrowellenlandmarken
$f'_0$	: durch Dopplereffekt veränderte Mikrowellensendefrequenz
$f_1$	: Sendefrequenz von Signal $L_1$ eines GPS-Satelliten
$f_2$	: Sendefrequenz von Signal $L_2$ eines GPS-Satelliten
$f_{Abtast}$	: Abtastfrequenz bei Mikrowellenempfänger
$f_m$	: Modulationsfrequenz des Schwebungssignals im GPS-Empfänger
$f_{master}$	: Mastertaktfrequenz
$f_{nm}$	: Oberwellenresonanzfrequenzen der Patchantenne
$f_p$	: Phasenmodulationsfrequenz des Sendesignal der Mikrowellenlandmarken
$f_s$	: rekonstruierte Trägerfrequenz des GPS-Satelliten
$f_r$	: interne Referenzfrequenz des GPS-Empfängers
$f_W$	: Wiederholfrequenz der PRN-Folge pro Mikrowellensender
$f_{ZF}$	: Zwischenfrequenz
$\Delta f$	: Signalbandbreite
$F$	: Rauschfaktor im absoluten Maßstab
$F_1$	: Rauschfaktor der ersten Stufe im absoluten Maßstab
$F_2$	: Rauschfaktor der zweiten Stufe im absoluten Maßstab

$F_{ges}$	: gesamter Rauschfaktor im absoluten Maßstab
$F_r$	: Rauschzahl bei einem Vierpol in dB
$F_{r_{ges}}$	: gesamte Rauschzahl in dB
$g(n)$	: Referenzfolge für diskrete Kreuzkorrelationsberechnung
$G$	: Leistungsverstärkung eines Vierpols
$G_1$	: Verstärkungsfaktor der ersten Stufe
$G_E$	: Gewinn der Empfangsantenne
$G_S$	: Gewinn der Sendeantenne
$\vec{H}$	: Vektor des H-Feldes
$h$	: Höhe der Oberflächenrauheit
$H_{g1}$	: Amplitude der senkrechten Polarisationsk. des eindringenden H-Feldes
$H_{i0}$	: Amplitude des H-Feldes der einfallenden, zirkular polarisierten Welle
$H_{r1}$	: Amplitude der senkrechten Polarisationsk. des reflektierten H-Feldes
$H_{r2}$	: Amplitude der parallelen Polarisationsk. des reflektierten H-Feldes
$i_d$	: Anzahl der Impulse bei Wegstrecke $d_d$
$i_l$	: Anzahl der Impulse bei Wegstrecke $l_e$
$I_0$	: Schallintensität am Schallaustritt
$I_x$	: Schallintensität
$k$	: Boltzmannkonstante
$k_1$	: Proportionalitätsk. bei Empfangsantenne für senkrechte Polarisation
$k_2$	: Proportionalitätsk. bei Empfangsantenne für parallele Polarisation
$k_e$	: Amplitude des direkt empfangenen Signals $e(t)$ am Empfänger
$k_r$	: Amplitude des reflektierten Signals $e_r(t)$ am Empfänger
$k'_r$	: relative Dämpfung des reflektierten Signals
$k_v$	: entfernungsabhängige Dämpfung des reflektierten Signals
$k_2(t)$	: Parameterdarstellung eines sich im Uhrzeigersinn drehenden Kreises
$\vec{k}_i$	: Wellenzahlvektor
$KORR_D$	: Korrekturfaktor für den effektiven Raddurchmesser
$l$	: Entfernung zwischen GPS-Satelliten und Empfänger <b>sowie</b> Abstand zwischen Antriebsrad und Hinterachse
$l_e$	: Wegstrecke zwischen 2 Gitternetzlinien bei Referenzmessung für Raddurchmesser
$l_i$	: tatsächliche Entfernung zwischen dem GPS-Satelliten oder Sender $i$ und dem Empfänger
$l_s$	: Abstand zwischen Empfangsdetektor und Antriebsrad
$l_x$	: zurückgelegte Wegstrecke in x-Richtung zwischen 2 Gitternetzlinien
$l_y$	: zurückgelegte Wegstrecke in y-Richtung zwischen 2 Gitternetzlinien

---

$L$	: Folgenlänge der PRN-Zufallsfolge
$L_A$	: Länge des SAW-Convolvers
$L_i$	: Länge der SAW-Integrationselektrode
$L_{i_{min}}$	: minimale Länge der SAW-Integrationselektrode
$n$	: Brechungsindex
$n_i$	: notwendige Anzahl an inkrementalen Pulsen beim Radsensor
$n(t)$	: Rauschsignal
$N$	: Zahl der Summanden <b>sowie</b> unbekannte Ganzzahl bei Trägerphasenmessung <b>sowie</b> Gesamteingangsruschleistung
$N_1$	: thermische Ersatzruschleistung eines angepaßten Generator- widerstands am Eingang
$N_2$	: Ruschleistung am Vierpolausgang
$N_A$	: Antennenruschleistung
$N_V$	: Ruschleistung eines Vierpols
$N_s$	: Anzahl der Mikrowellensender
$p_1$	: partieller Druck der trockenen Luft in mbar
$p_2$	: partieller Druck des Kohlendioxids in mbar
$p_3$	: partieller Druck des Wasserdampfs in mbar
$p(t)$	: Pseudo-Zufallssignal
$\tilde{p}(t)$	: mittelwertfreies Pseudo-Zufallssignal
$P$	: Luftdruck in mbar
$\tilde{P}(f)$	: mittelwertfreies Spektrum des Pseudo-Zufallssignal
$P^*(f)$	: Spektrum des Rechtecksignals
$\vec{P}_i$	: Fahrzeugposition bei Überschreiten der Gitternetzlinie $i$
$P_E$	: Empfangsleistung
$P_S$	: Sendeleistung
$r$	: zurückgelegte Wegstrecke des reflektierten Signals
$r_1$	: Wegstrecke des reflektierten Signals vom Sender bis zum Reflektor
$r_2$	: Wegstrecke des reflektierten Signals vom Reflektor bis zum Empfänger
$r(n)$	: Referenzfolge für Korrelator
$r(t)$	: Referenzsignal für Korrelator
$\vec{r}$	: Ortsvektor
$(r_x, r_y)$	: Abstand zwischen 2 Gitternetzlinien beim Antriebsrad in x- und y-Richtung
$R$	: Radius der Bahnkurve

$R_1(\alpha_1)$ u. $R_1$	: Reflexionsfaktor für senkrechte Polarisation
$R_2(\alpha_1)$ u. $R_2$	: Reflexionsfaktor für parallele Polarisation
$R_{A_1}$	: Ersatzwiderstand der Empfangsantenne f. senkrechte Polarisation
$R_{A_2}$	: Ersatzwiderstand der Empfangsantenne für parallele Polarisation
$R_e$	: Lastwiderstand bei der Empfangsantenne <b>sowie</b> Empfangsspannung
$R_e(\alpha_1)$	: Empfangsspannung
$\Delta s$ u. $\Delta s_i$	: Wegstrecke zwischen 2 Impulsen des Drehimpulsgebers
$\vec{s}_i$	: Positionsvektor des GPS-Satelliten $i$ <b>sowie</b> der Mikrowellenlandmarke $i$
$signum_{ji}$	: Winkelvorzeichen der Fahrzeugdrehrichtung
$s(n)$	: periodische Folge für Korrelationsberechnung <b>sowie</b> Eingangsfolge des Korrelators
$s(t)$	: phasenmoduliertes Sendesignal einer Mikrowellenland- marke <b>sowie</b> Empfangssignal im Zwischenfrequenz- bereich beim Mikrowellenlandmarkenverfahren
$S(f)$	: komplexes Spektrum des Sendesignals einer Mikrowellenlandmarke
$S^*(f)$	: komplexes Spektrum des Sendesignals bei Phasen- modulation mit Rechtecksignal $p^*(t)$
$SNR$	: Signalrauschabstand
$SNR_{in}$	: Signalrauschabstand am Korrelatoreingang
$SNR_{out}$	: Signalrauschabstand am Korrelatorausgang
$t$	: Zeit
$t'_{min}$	: minimal zulässiger Beobachtungszeitpunkt
$t'_{max}$	: maximal zulässiger Beobachtungszeitpunkt
$t_2$	: Laufzeitdifferenz zwischen Korrelationsspitzen von Kanal 2 und 1
$t_3$	: Laufzeitdifferenz zwischen Korrelationsspitzen von Kanal 3 und 1
$t_4$	: Laufzeitdifferenz zwischen Korrelationsspitzen von Kanal 4 und 1
$t_e$	: unbekannte Zeit
$t_{e_i}$ und $\tilde{t}_{e_i}$	: Laufzeitunterschiede zwischen den Mikrowellensendern und Mikrowellenempfängern
$t_{m_i}$	: gemessene Pseudolaufzeit für GPS-Satelliten $i$ <b>sowie</b> für die Mikrowellenlandmarke $i$
$t_s$	: Zeit zwischen dem Beginn zweier aufeinanderfolgender Sendepulsfolgen

$t_V$	: Verzögerungszeit des Verzögerungsglieds beim analogen Korrelationsempfänger
$t_{w1}$	: min. Wartezeit vor dem Senden der ersten Pulsfolge
$t_{w2}$	: min. Wartezeit nach dem Senden der ersten Pulsfolge
$t_w$	: min. Pausenzeit zwischen dem Senden von 2 Pulsfolgen eines Senders
$T$	: Temperatur ( in Kelvin ) <b>sowie</b> Verzögerungszeit beim digitalen Korrelator
$T_a$	: Signallaufzeit des SAW-Convolver von Wandlermitte zu Wandlermitte
$T_{ai}$	: halbe Differenz aus Signallauf- u. Integrationszeit des SAW-Convolver
$T_A$	: Antennenrauschtemperatur ( in Kelvin )
$T_e$	: effektive Rauschtemperatur
$T_i$	: Integrationszeit des SAW-Convolver
$T_{i_{min}}$	: minimale Integrationszeit des SAW-Convolver
$T_D(\tau)$	: Dispersionsfunktion des SAW-Convolver
$T_L$	: Zeitdauer der gesendeten PRN-Folge
$T_L'$	: Zeitdauer der empfangenen PRN-Folge
$T_W$	: Zeitdauer einer Sendeperiode
$U_1$	: Amplitudenanteil der senkrechter Polarisation bei Empfangsspannung
$U_2$	: Amplitudenanteil der parallelen Polarisation bei Empfangsspannung
$U_e$	: aktuelle Empfangsspannung an Antenne
$U_{e_{max}}$	: maximale Empfangsspannung an Antenne
$U_S$	: Schaltschwelle für Korrelatorsignal
$v$	: Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger
$v_a$	: Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberflächenwellen
$v_{max}$	: max. Fahrzeuggeschwindigkeit
$v(t)$	: Empfangssignal nach Vorverstärker
$w_0$	: Senderträgerkreisfrequenz der Mikrowellenlandmarken
$x$	: zurückgelegte Schallwegstrecke
$x_i(t)$	: Ausgangssignal des Korrelationsempfängerkanals $i$
$(x_i, y_i)$	: Position des Antriebsrads <b>sowie</b> Position des Lichtstrahlsenders $i$
$(x_k, y_k)$	: Zielposition der Bahnkurve
$(x_m, y_m)$	: Position des Kreismittelpunktes der Bahnkurve
$(x_s, y_s)$	: Startposition der Bahnkurve
$(x'_{d_1}, y'_{d_1})$	: Position des Empfangsdetektors 1, sobald Gitternetzlinie erkannt wurde
$(x'_{d_2}, y'_{d_2})$	: Position des Empfangsdetektors 2, sobald Gitternetzlinie erkannt wurde
$(x_{e_i}, y_{e_i})$	: Position des optischen Empfangsdetektors

- $x_e$  : x-Position des GPS-Empfängers **sowie** des Mikrowellenempfängers  
 $x_{s_i}$  : x-Position des GPS-Satelliten  $i$  **sowie** der Mikrowellenlandmarke  $i$   
 $y_e$  : y-Position des GPS-Empfängers **sowie** des Mikrowellenempfängers  
 $y_{s_i}$  : y-Position des GPS-Satelliten  $i$  **sowie** der Mikrowellenlandmarke  $i$   
 $z_e$  : z-Position des GPS-Empfängers  
 $z_{s_i}$  : z-Position des GPS-Satelliten  $i$   
 $Z_1$  : Wellenwiderstand im Medium 1  
 $Z_2$  : Wellenwiderstand im Medium 2

# Vorwort

Die vorliegende Arbeit wurde von mir als externer Doktorand an der Professur für Meß- und Sensortechnik der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Chemnitz angefertigt. Die wissenschaftlichen Arbeiten - einschließlich der durchgeführten Messungen - wurden dabei von mir ausschließlich in meiner Wohnung und in privaten Werkstatt- und Laborräumen durchgeführt. Für die Herstellung von Mechanikteilen für das benötigte Laborfahrzeug wurde auf die Unterstützung der Elektrowerkstatt der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität Chemnitz zurückgegriffen. Ansonsten wurde die gesamte Elektronik-, Mechanik-, und Softwareentwicklung ausschließlich von mir durchgeführt. Gleiches gilt auch für die Vorbereitung und Durchführung aller Labormessungen und für die Erstellung und Ausführung der umfangreichen Simulationsberechnungen. Bei der Durchführung der Arbeit wurde jeweils nach Abschluß eines größeren Arbeitsabschnittes ein technischer Bericht erstellt, siehe hierzu [150], [151], [152], [153], [154].

Mein besonderer Dank gilt dabei:

- Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. W. Manthey, welcher die Betreuung dieser externen Dissertation übernommen hat und mir den notwendigen und weitreichenden Freiraum für eine optimale Durchführung dieser Arbeit gegeben hat.
- Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. D. Achilles für die Tätigkeit als Gutachter dieser Dissertation.
- Herrn Dr. A. Ghazinour für die Tätigkeit als Gutachter dieser Dissertation.
- Den Mitarbeitern der Elektrowerkstatt für die Herstellung der benötigten Mechanikteile.
- Herrn Dipl.-Ing. P. Neumann von der Professur für Meß- und Sensortechnik der Universität Chemnitz für organisatorische Hilfeleistungen bei der Herstellung der Mechanikteile und der Beschaffung der für das Modellfahrzeug benötigten Industrie-Rechnerkarte.



# Kapitel 1

## Einleitung

Die Zielsetzung dieser Arbeit besteht darin neue Ansätze für eine kostengünstige, zuverlässige und primär absolute Positionsbestimmung bei mobilen, autonomen Fahrzeugen und Robotern aufzuzeigen. Die neuen Ansätze sollen sich dabei nur auf die Verwendung von unterschiedlichen aktiven Landmarken beziehen, welche im Raum an hinreichend genau bekannten Punkten fest angebracht werden. Durch den Einsatz von aktiven Landmarken wird unmittelbar eine sehr hohe Zuverlässigkeit bei der Positionsbestimmung erreicht, weshalb passive Landmarken - wie Reflektoren - oder Verfahren ohne den Einsatz von Landmarken für die dargestellten neuen Ansätze zur Positionsbestimmung im Rahmen dieser Arbeit nicht behandelt werden. Grundsätzlich werden dabei mehrere aktive Landmarken - die elektromagnetische Wellen oder Schallwellen abstrahlen - an räumlich bekannten Punkten plazierte. Auf dem autonomen Fahrzeug befinden sich dann entsprechende Empfänger die die Signale aufnehmen und für die Auswertung aufbereiten. Die Berechnung der aktuellen Position erfolgt dann ausschließlich innerhalb des autonomen Fahrzeugs, gemäß den in den folgenden Kapiteln dargestellten Verfahren.

Um die nachfolgenden Ausführungen zu konkretisieren sollen jetzt 2 Anwendungsbeispiele genannt werden. Als erstes Beispiel soll ein Industrieroboter benannt werden, welcher sich in einem Raum von z.B. 10 auf 10 m völlig frei bewegen muß, um Werkzeuge und Material an bekannten Orten aufzunehmen und damit dann Montagearbeiten durchzuführen. Hierzu ist eine 2-dimensionale Positions- und Richtungsbestimmung des gesamten Industrieroboters notwendig, wobei die absolute Positionsbestimmung mit einer Genauigkeit von einem bis zu wenigen cm erfolgen muß, damit z.B. Material aus Regalen an der richtigen Stelle aufgenommen werden kann. Darüber hinaus wird beim Roboter-greifarm - insbesondere bei Montagearbeiten - eine sehr genaue relative Positionsbestimmung notwendig sein, welche aber nicht mehr Gegenstand dieser Arbeit ist.

Als zweites Beispiel sei ein autonomes Transportfahrzeug genannt, welches in einer größeren Lagerhalle - welche z.B. 20 auf 200 m groß ist - Pakete, z.B. von der Ladefläche

eines Lkws, zu Regalen transportiert und umgekehrt. Hierzu ist eine Positionsbestimmung relativ zu den jeweiligen Regalen mit einer Genauigkeit von jeweils einigen cm notwendig. Es kann dabei sinnvoll sein, einen großen Raum in mehrere kleinere, gedachte Raumbereiche aufzuteilen und eine absolute Positionsbestimmung nur jeweils innerhalb dieser kleineren Raumbereiche durchzuführen. Sinnvoll kann dies deshalb sein, weil ein genaues Ausmessen von sehr großen Räumen sehr schwierig ist. Die erreichte Fahrzeuggeschwindigkeit wird in beiden Beispielen einige m/sek nicht überschreiten, höhere Geschwindigkeiten sind aus Sicherheitsgründen auch bei größeren Lagerräumen i.a. nicht sinnvoll.

Gegenstand dieser Arbeit ist die reine Positionsbestimmung. Die Berechnung von Bahnkurven für die Fahrt zu einer bestimmten Zielposition wird hier nicht weiter behandelt, siehe hierzu z.B. [147]. Auch die Vermeidung von Kollisionen ist nicht Bestandteil der nachfolgenden Ausführungen. Grundsätzlich müssen die Zielpositionen in einer Positionskarte im Fahrzeug gespeichert sein, bekannte und unbewegliche Gegenstände im Raum können und sollten nach Möglichkeit auch in dieser Karte verzeichnet werden. Anhand dieser Karte kann dann jeweils eine Bahnkurvenberechnung vorgenommen werden. Um Kollisionen - auch mit bewegten oder nicht bekannten Objekten - zuverlässig zu vermeiden sind jedoch zusätzliche Sensoren zur Hinderniserkennung sinnvoll, siehe hierzu z.B. [364], [332]. Um diese Positionskarte zu generieren, kann ein manuelles Ausmessen des Raumes durchgeführt werden, bei nachfolgender manueller Eingabe der ausgemessenen Positionen in das Fahrzeug. Alternativ kann auch ein manuell gesteuertes Anfahren aller relevanten Positionen sinnvoll sein, wobei im Fahrzeug dann die erreichten Positionen selbständig abgespeichert werden.

Im nachfolgenden Kapitel wird zunächst der Stand der Technik dargestellt. Anschließend wird im folgenden Kapitel 3 das erste neue Verfahren zur absoluten Positionsbestimmung mittels optischer Gitternetzlinien beschrieben. Die Ergebnisse der experimentell durchgeführten Positionsmessungen, mit einem speziell hierfür konstruierten Modellfahrzeug, sind in Kapitel 4 zu finden. In Kapitel 5 wird die Positionsbestimmung mit einem Mikrowellenverfahren detailliert erläutert, welches mit relativen Laufzeitmessungen arbeitet.

# Kapitel 2

## Stand der Technik für Positionsmeßverfahren

Ausgehend von der Vielzahl der in der Literatur dargestellten Verfahren zur Positionsbestimmung soll hier eine grobe Klassifizierung vorgenommen werden:

- Positionsmeßverfahren welche die zurückgelegte Wegstrecke und auch die Fahrtrichtung messen und die neue Position daraus durch Aufintegration bestimmen. Die Geschwindigkeitsmessung und Richtungsmessung kann im einfachsten Fall durch entsprechende Radsensoren erfolgen, präzisere - aber auch recht kostspielige Systeme - ( sog. *Inertial Navigation* ) arbeiten demgegenüber mit Beschleunigungsmessern und Kreiseln. Das Grundproblem ist und bleibt dabei, daß ein derartiges Meßverfahren zwangsläufig zu einer Akkumulation der Meßabweichungen führen muß. In vielen realisierten Systemen zur Positionsbestimmung wird ein derartiges Meßverfahren jedoch zusätzlich zu einem Meßverfahren zur absoluten Positionsbestimmung eingesetzt, siehe [34], Seite 101 ff. .
- Positionsmeßverfahren welche mit aktiven oder passiven Marken arbeiten. Hier sind in [34], Seite 122 ff. auch Triangulationsverfahren beschrieben worden, welche mit aktiven Landmarken arbeiten.
- Positionsbestimmung mittels *Landkarten*. Der mobile Roboter erstellt mit seinen Sensoren ein Abbild seiner Umgebung, d.h. eine lokale Umgebungskarte. Es wird dann ein Vergleich mit der gespeicherten globalen Karte vorgenommen, wodurch eine Positionsbestimmung ermöglicht wird. Sensoren können dabei optische Bildaufnehmer, Ultraschall-, Infrarot- und Mikrowellensensoren sein. Häufig werden auch mehrere Sensoren miteinander kombiniert um eine möglichst zuverlässige Bestimmung der aktuellen Karte zu ermöglichen. Diese Positionsbestimmungsverfahren ar-

beiten z.T. mit einem hohen Aufwand, sind jedoch zwangsläufig fehleranfällig, wenn die Inneneinrichtung eines Raumes verändert wird oder wenn annähernd gleichartige Räume voneinander unterschieden werden müssen. Zumindest wenn die Notwendigkeit einer absolut zuverlässigen Positionsbestimmung besteht, können hiermit keine guten Ergebnisse erwartet werden.

## **2.1 Positionsmeßverfahren mittels aktiver oder passiver Landmarken**

In Flugzeugen und Schiffen sind derartige Meßverfahren schon immer die weitverbreitetsten Verfahren zur Positionsbestimmung. Auch bei autonomen Fahrzeugen ist durch Einsatz von aktiven oder passiven Markierungen eine hohe Zuverlässigkeit und Genauigkeit bei der Positionsbestimmung zu erreichen. Zum Einsatz kommen dabei z.T. Ultraschallsensoren und in der überwiegenden Mehrzahl aller Fälle optische Sensoren. Bei den Meßverfahren wird zwischen dem Trilaterationsmeßverfahren und dem Triangulationsverfahren unterschieden, siehe hierzu [34] Seite 123.

### **2.1.1 Triangulation**

Bei diesem bei mobilen Robotern besonders weit verbreiteten Verfahren, erfolgt die Positionsbestimmung über eine Winkelmessung mit 3 oder mehr aktiven oder passiven Marken.

### **2.1.2 Trilateration**

Die Trilaterationsmeßverfahren beruhen auf einer Abstandsmessung zwischen dem mobilen Roboter und 3 oder mehr Marken mit definierter und bekannter Position. Die Abstandsmessung wird i.a. über eine Laufzeitmessung realisiert. Das weitverbreitete GPS-System ist das bekannteste Beispiel hierfür. Darüber hinaus sind jedoch auch entsprechende Meßverfahren mit Ultraschallsensoren realisiert worden, siehe z.B. [88].

### **2.1.3 Realisierte Systeme mittels Triangulationsmeßverfahren**

Für ein derartiges Meßsystem wird i.a. ein rotierender Meßkopf am autonomen Fahrzeug eingesetzt, mit welchem die Winkelmessung vorgenommen wird. Dieser Meßkopf kann aktive oder auch passive Sensoren enthalten. Die verwendeten Landmarken können entweder nur Reflektoren, aktive Sender oder auch aktive Detektoren sein, welche wiederum

ein Signal senden. Wichtig ist eine möglichst exakte Winkelmessung und bei bewegtem Fahrzeug auch eine hinreichend hohe Drehzahl beim verwendeten Meßkopf.

Bevorzugt werden dabei Systeme mit optischen Sensoren eingesetzt, wobei hier in den letzten 15 - 20 Jahren sehr viele verschiedene Systeme realisiert worden sind und die Mehrzahl der heute kommerziell genutzten Systeme mit rotierenden Laserscannern arbeiten. Es sollen jetzt die wichtigsten optischen Systeme kurz vorgestellt werden, welche mit Triangulation arbeiten:

### **2.1.3.1 Laserway-System [73]**

Dieses von der Firma *NDC Automation INC.* gelieferte System arbeitet mit einem rotierenden Laserkopf beim mobilen Roboter und mit einfachen Reflexbändern als Landmarken an definierten Positionen. Der Laserkopf enthält einen GaAs - Laser, welcher mit einer Wellenlänge von 780 nm arbeitet, und einen entsprechend hochempfindlichen Detektor.

Es wird mit 6 Umdrehungen pro Sekunde gearbeitet, die Reichweite des Laserscanners ist abhängig von der Leistungskraft des eingesetzten Lasers. Bei Lasern der Klasse 1 erreicht man eine maximale Reichweite zwischen dem Laserscanner und dem Reflektor von 45 m, bei der Laserklasse 3B liegt die maximale Reichweite bei bis zu 65 m. Es ist eine millimetergenaue Positionierung möglich, zumindest bei stillstehendem Fahrzeug. Das System wird in zahlreichen Anwendungen erfolgreich in der Praxis eingesetzt.

### **2.1.3.2 Hilare-System [85]**

Bereits 1981 wurde in Toulouse, Frankreich ein Navigationssystem realisiert und für einen mobilen Roboter eingesetzt, welches mit einem rotierenden Infrarotsender und einem entsprechenden Infrarotdetektor auf der gleichen rotierenden Achse arbeitet. In 3 Ecken eines Raumes wurden dann passive Reflektoren als Landmarken angebracht. Jede Landmarke enthielt dabei eine Struktur aus 3 Einzelreflektoren, wodurch eine eindeutige Unterscheidung zwischen den einzelnen Reflektoren möglich war. Genauere Angaben bzgl. der Positioniergenauigkeit sind jedoch nicht angegeben worden.

### **2.1.3.3 LaserNav - Positionssensor [18], [34]**

Von der Firma *Denning Branch International Robotics, Pittsburgh, USA* wird ein leistungsfähiges Laserscannersystem angeboten, welches mit einer Reichweite zwischen dem Laserscanner und Reflektor von bis zu 183 m arbeitet, wenn aktive Detektoren als Landmarken eingesetzt werden. Bei passiven Reflektoren erreicht man eine Entfernung von 30 m. Die aktiven Detektoren senden dabei über Funk ein Signal an den mobilen Roboter

zurück, sobald Sie ein Signal vom Laserscanner erhalten. Bei einer Rotationsgeschwindigkeit des Laserscanners von 10 Umdrehungen pro Sekunde wird alle 100 msek eine Positionsberechnung durchgeführt. Man erhält eine Positioniergenauigkeit von  $\pm 1.3$  cm bei einem stillstehenden Fahrzeug und von  $\pm 2.6$  cm bei einer Geschwindigkeit des mobilen Roboters von 0.6 m/sek.

#### 2.1.3.4 TRC - System [34]

Dieses System der Firma *Transitions Research Corporation, Danbury, USA* arbeitet mit 4 passiven Reflektoren an den Ecken eines quadratischen Raumes. Die maximale Raumgröße liegt dabei bei 24 auf 24 Meter, dabei wird max. nur jede Sekunde eine neue Positionsberechnung durchgeführt, entsprechend einer Rotationsgeschwindigkeit von 10 Umdrehungen pro Minute. Es wird dabei eine Positioniergenauigkeit im Bereich von einigen Zentimetern erreicht.

#### 2.1.3.5 Robosense - System [34]

Die Firma *Siman Sensors and Intelligent Machines Ltd, Migav, Israel* liefert einen Laserscanner zur Positionsmessung mit besonders hoher Leistungsfähigkeit. Gearbeitet wird wiederum mit passiven Reflektoren, wobei eine Reichweite von 30 m erreicht wird, bei einer Positioniergenauigkeit von 20 mm. Die Positionierdaten werden mit 10 bis 40 Hz aktualisiert, damit wird somit insbesondere auch eine hohe Positioniergenauigkeit bei schneller bewegten Fahrzeugen erreicht. Besonders hervorzuheben ist dabei die Möglichkeit, daß dieses Meßsystem die passiven Reflektoren in einem Raum selbsttätig ausmessen kann, so daß eine aufwendige präzise Ausmessung der Landmarken nicht zwingend notwendig ist. Durch eine spezielle Software kann dieses System auch eingesetzt werden, wenn mehrere Räume oder Raumabschnitte aneinandergrenzen, so daß der Einsatz nicht auf den Reichweitenbereich von 30 m beschränkt ist.

#### 2.1.3.6 CONAC - System [34]

Es handelt sich auch hierbei um ein besonders leistungsstarkes Meßsystem, welches von *MTI Research, Inc., Chelmsford, USA* hergestellt wird. Eine rotierende Laserquelle, mit einem vertikal gespreizten Laserstrahl, sendet kontinuierlich einen linienförmigen Laserstrahl an mehrere aktive Empfänger, welche untereinander per Kabel oder auch per Funk verbunden sind. Sobald ein aktiver Empfänger ein Signal empfängt, meldet er dieses an eine Basisstation, welche dann die entsprechende Winkelberechnung vornimmt. Dabei sind Reichweiten von bis zu 250 Meter zwischen der rotierenden Laserquelle und dem aktiven Empfänger möglich. Besonders hervorzuheben ist dabei jedoch, daß mit einer sehr hohen

Rotationsgeschwindigkeit von 50 Umdrehungen pro Sekunde gearbeitet wird und mit einer Frequenz von 25 Hz eine Positionsneuberechnung erfolgt. Die Positioniergenauigkeit liegt bei einem verbesserten Modell bereits bei ca. 1.3 mm.

Sobald jedoch mehrere mobile Roboter gleichzeitig eingesetzt werden sollen, sind aufwendige Weiterentwicklungen dieses Positionsmeßsystems notwendig. Die Basisstation und die aktiven Empfänger müssen dann die Signale von mehreren Laserquellen gleichzeitig verarbeiten.

## 2.1.4 Realisierte Systeme mittels Trilaterationsmeßverfahren

### 2.1.4.1 Trilaterationssysteme mit Ultraschalltranspondern

Mit Ultraschalltrilaterationsverfahren erreicht man relativ kostengünstige Lösungen [34]. Die Nachteile einer Positionsbestimmung mittels Ultraschall sind dabei aber unmittelbar klar:

- Die Schallgeschwindigkeit und damit die Signallaufzeit sind von der Temperatur, dem Luftdruck und der Luftfeuchte abhängig. Diese Fehler können z.T. korrigiert werden, Temperaturschwankungen - innerhalb eines Raumes - können jedoch i.a. nicht erfaßt werden. Es ergibt sich somit auf jeden Fall ein kleiner Restfehler, welcher bei Licht so nicht auftritt. Ausgehend von einer Schallgeschwindigkeit  $c$  in Luft von  $344 \text{ m/s}$  ergibt sich nach [299] ein Temperaturkoeffizient der Schallgeschwindigkeit von  $0.6 \text{ m/(s } ^\circ\text{C)}$ . Wenn man nur von einer maximalen Temperaturänderung von  $20 \text{ }^\circ\text{C}$  ausgeht, ergibt sich eine Abweichung von 3.5 % ohne Temperaturkompensation. Wenn man in einem geschlossenen Raum von einer Temperaturschwankung von max.  $2 \text{ }^\circ\text{C}$  ausgeht, verbleibt nach einer erfolgten Temperaturkompensation zumindest noch eine max. Restabweichung von 0.35 %, welche bereits bei der Bestimmung der reinen Signallaufzeit vorhanden ist.
- Ultraschall hat zumindest im Medium Luft nur eine geringe Reichweite. Ausgegangen wird von der folgenden Gleichung für die Abnahme der Schallintensität  $I_x$  aufgrund der Schallabsorption [39]:

$$I_x = I_0 \cdot e^{-2 \cdot a^* \cdot f^2 \cdot x} \quad (2.1)$$

wobei  $I_x$  die Schallintensität nach der zurückgelegten Strecke  $x$  angibt,  $I_0$  die Schallintensität am Ausgangspunkt beschreibt,  $f$  die Frequenz angibt und  $a^*$  den Schallabsorptionskoeffizienten darstellt, welcher nach [39], S. 64 bei einer Temperatur von  $20^\circ\text{C}$  bei ca.  $3 \cdot 10^{-13} \text{ s}^2 \text{ cm}^{-1}$  liegt.

Man erhält bei einer angenommenen Schallfrequenz von 50 KHz, einen Abfall der Schallintensität auf 50 %, bedingt durch Schallabsorption, nach einer Entfernung von ca. 4.6 m. Die Schallintensität sinkt unter gleichen Bedingungen auf 5 % nach etwa 20.0 m. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Schallintensität noch zusätzlich aufgrund der Schallfeldvergrößerung mit der Entfernung sehr stark absinkt und bei höheren Temperaturen die Schallabsorption weiter stark ansteigt.

Grundsätzlich sind 2 Realisierungsvarianten denkbar [34]:

- Ein einzelner Ultraschallsender ist am mobilen Roboter angebracht, die Ultraschallempfänger sind an definierten Positionen ( Landmarken ) im Raum plaziert.
- Umgekehrt ist es auch denkbar, daß ein einzelner Ultraschallempfänger am mobilen Roboter plaziert worden ist, während die Ultraschallsender jetzt an definierten Punkten als aktive Landmarken arbeiten. Es ist unmittelbar einleuchtend, daß dieses 2-te Verfahren besser geeignet ist, wenn mehrere mobile Roboter gleichzeitig eingesetzt werden sollen.

Von der Firma IS Robotics, Inc, Somerville MA, wurde 1994 ein System vorgestellt, welches mit 2 Ultraschallsendern mit 40 KHz arbeitet und auf einer Fläche von 9.1 auf 9.1 m eine Auflösung von ca. 1.3 cm bietet [34]. Beide Ultraschallsender sind an den Ecken einer Raumkante angebracht, eine näherungsweise quadratische Raumfläche ist offensichtlich Voraussetzung für ein problemloses Arbeiten. Beide Ultraschallsender sind mit einer Basisstation verbunden. Alle 500 msec wird von der Basisstation - abwechselnd an eine der beiden Ultraschallsender - der Befehl erteilt, kurzzeitig ein uncodiertes 40 KHz-Schallsignal zu senden. Gleichzeitig sendet die Basisstation ein 2-Bit-codiertes Signal per Funk an den mobilen Roboter. Der mobile Roboter empfängt unmittelbar das Funksignal und dann - verzögert durch die Schalllaufzeit - auch das Ultraschallsignal, so daß aus den Laufzeitmessungen unmittelbar die Position berechnet werden kann. Neben den bereits oben aufgeführten Nachteilen ist dieses System relativ teuer. Insbesondere wird die Positionsbestimmung innerhalb eines Zeitraumes von 500 msec durchgeführt, eine größere Bewegung des mobilen Roboters während dieser Zeit führt zwangsläufig zu Abweichungen in der Bestimmung der aktuellen Position, so daß die oben angegebene Positioniergenauigkeit wohl nur bei einem weitgehend stillstehenden Fahrzeug erreicht werden kann.

Von der Tulane University in New Orleans, LA sind 1992 in Zusammenhang mit einem hochpräzisen 3-D-Positionsmeßverfahren für Robotergreifarme einige grundlegende Verbesserungen für die Genauigkeit vorgeschlagen worden [34]. Mit insgesamt 7 piezoelektrischen Ultraschallempfängern - welche mit 40 KHz arbeiten - erreicht man hier eine Posi-

tioniergenauigkeit von 0.15 mm. Auf der Empfängerseite wird zunächst eine Schwellwerterkennung durchgeführt, wozu nach einer Gleichrichtung eine Differenzierung und Digitalisierung des Empfangssignals vorgenommen wird. Damit kann die Entfernung zunächst als ganzzahliges Vielfaches der Wellenlänge bestimmt werden. Weiterhin wird dann eine präzise 40 KHz - Referenz beim Empfänger eingesetzt. Mit diesem Referenzsignal wird dann ein Phasenvergleich mit dem Empfangssignal vorgenommen, die so erhaltene Phasendifferenz ergibt dann die Möglichkeit einer genauen Bestimmung der restlichen Entfernung innerhalb einer Wellenlänge. Um das Problem der nicht exakt bekannten Schallgeschwindigkeit zu lösen, wird mit einem überbestimmten Gleichungssystem gearbeitet, wobei die Schallgeschwindigkeit selbst als völlig unbekannte Größe angenommen wird. Mit einem hohen schaltungstechnischen Aufwand erreicht man somit ein präzises Positionsmeßverfahren.

Dieses für die Positionierung von Roboterarmen entwickelte 3-D-Meßsystem wurde dann für die 2-D-Navigation von mobilen Robotern angepaßt [34]. Man erhält mit 5 an der Decke platzierten Empfängern eine Positioniergenauigkeit von 0.25 mm, allerdings nur auf einer Fläche von 2.7 auf 3.7 Meter. Der Ultraschallsender ist hierbei am mobilen Roboter platziert. Die einzelnen Ultraschallempfänger sind mit einer Basisstation verbunden, die Positionsbestimmung erfolgt in der Basisstation, die Basisstation ist dazu mit dem mobilen Roboter bidirektional per Funk verbunden, wobei die Bodenstation vom mobilen Roboter über jeden vom Ultraschallsender abgegebenen Puls sofort informiert wird und die Bodenstation dann eine entsprechende Rückmeldung über die berechnete Position an den mobilen Roboter sendet. Man erhält ein präzises und zuverlässig arbeitendes System, welches jedoch sehr aufwendig ist. Zunächst kann mit diesem System jedoch nur die Positionsbestimmung für einen einzelnen mobilen Roboter durchgeführt werden. Eine Erweiterung auf mehrere Roboter ist nur mit sehr großen Aufwand denkbar.

Alle Ultraschallsysteme - welche eine zusätzliche Funkverbindung benötigen - sind aber insbesondere auch gegen Funkverbindungsstörungen sehr anfällig. Notwendig ist es deshalb reservierte, exklusive Funkfrequenzen zu verwenden, welche zumindest in Deutschland für industrielle Anwender zur Verfügung gestellt werden. Allerdings ist dies mit einem zusätzlichen Aufwand und auch mit gewissen Kosten verbunden.

#### **2.1.4.2 Zusammenfassende Beschreibung der heutigen Satellitennavigationsverfahren**

Es existieren zur Zeit 2 weltweit einsetzbare Satellitennavigationssysteme, welche beide zunächst primär für militärische Anwendungen ausgelegt wurden, mittlerweile aber im großen Umfang insbesondere für zivile Anwendungen benutzt werden:

- Von den USA wurde das **NAVigation Satellite Timing And Ranging - Global Positioning System**, **NAVSTAR-GPS** seit 1977 bis 1995 schrittweise auf- und ausgebaut [15].
- In der ehemaligen UdSSR wurde 1972 mit der Entwicklung des **GLObalen NAVigations Satelliten Systems** **GLONASS** begonnen. Das System ist seit Januar 1996 vollständig verfügbar [15].

Es ist weiterhin ein europäisches Satellitennavigationssystem mit dem Namen **GALILEO** in Planung welches - nach jetzigem Planungsstand - bis zum Jahr 2008 voll einsetzbar sein soll, die Genauigkeit der Positionsbestimmung soll dabei zwischen 5 bis 10 m liegen, siehe [100].

**NAVSTAR-GPS-Satellitennavigationsverfahren** Die überwiegende Anzahl der für kommerzielle Anwendungen verfügbaren Empfänger arbeitet mit diesem Satellitennavigationssystem, wobei - wie weiter unten noch dargelegt wird - für eine 3-dimensionale Ortung der gleichzeitige Empfang von mindestens 4 Satelliten benötigt wird [15]. Um einen weltweiten Empfang unter diesen Voraussetzungen sicherzustellen, ist eine Konstellation von 24 Satelliten in 6 verschiedenen Bahnebenen vorgesehen worden, wobei auf jeder Satellitenbahn insgesamt 4 Satelliten eingeplant sind. Jede Satellitenbahnebene ist dabei um  $60^\circ$  gegenüber der nächstfolgenden geneigt. Von den 24 Satelliten sind 3 Satelliten als Reserve vorgesehen, so daß 21 Satelliten aktiv sind [303].

Da sich die Satelliten nicht in einer geostationären Umlaufbahn befinden - sondern möglichst gleichmäßig verteilt sind, um eine möglichst genaue, weltweite Navigation sicherzustellen - bewegt sich jeder Satellit auch relativ zur Erdoberfläche, somit muß jeder GPS-Empfänger exakte Informationen über die aktuellen Satellitenpositionen besitzen, um eine Positionsbestimmung überhaupt durchführen zu können [303]. Alle NAVSTAR-GPS-Satelliten werden von insgesamt 5 - über die gesamte Erde verteilten - militärischen Beobachtungs- und Kontrollstationen überwacht und gesteuert, eine Beobachtungsstation arbeitet dabei als Zentralstation. Weiterhin existieren mehrere internationale Netzwerke, welche die GPS-Signale empfangen und zur hochgenauen Positionsbestimmung nach der differentiellen GPS-Methode eingesetzt werden.

**Signalstruktur bei GPS** Die in den nachfolgenden Unterabschnitten angegebenen Informationen sind inhaltlich im wesentlichen aus [15], [145], [289] und [303] entnommen worden. Sie sind aber auch in zahlreichen anderen Publikationen zu finden.

**Grundstruktur** Jeder GPS-Satellit sendet permanent und gleichzeitig mit allen anderen GPS-Satelliten phasencodierte Signale auf 2 Frequenzen im Mikrowellen-L-Band aus:

- Signal  $L_1$ : Frequenz  $f_1 = 1575,42$  MHz (  $\lambda_1 = 19,05$  cm ),
- Signal  $L_2$ : Frequenz  $f_2 = 1227,60$  MHz (  $\lambda_2 = 24,45$  cm ).

Dabei sind 2 Frequenzen mit ausreichendem Frequenzabstand insbesondere deshalb notwendig, um die unbekannte Verzögerung des Signals in der Ionosphäre zu bestimmen und zu korrigieren. Die beiden Trägersignale werden nun mit genau definierten Pseudo-Zufalls-Folgen ( PRN - Folgen ) phasenmoduliert. Erst durch diese Modulation wird es überhaupt möglich, die dauernd und gleichzeitig auf derselben Frequenz sendenden Satelliten im Empfänger wieder voneinander zu trennen. Auch wird dadurch der Signal-Rauschabstand grundlegend verbessert und es wird hierdurch möglich, die Entfernung zwischen Empfänger und Satellit - auf einfache und direkte Art - eindeutig zu bestimmen.

Zusätzlich zu diesen PRN-Folgen sendet jeder Satellit eine sog. *Navigationsnachricht*, in welcher Bahndaten, Uhrzeitangaben und weitere Zusatzinformationen enthalten sind. Diese sog. *Daten-Code-Modulation* ist dabei der Modulation mit den PRN-Folgen nur überlagert, d.h. der dauernd gesendete Träger ist permanent mit dem PRN-Code und mit dem Datenstrom moduliert. Aus der GPS-Navigationsnachricht kann u.a. die aktuelle Satellitenposition berechnet und die Empfängeruhr korrigiert werden.

**Codierung mittels PRN-Sequenzen** Das  $L_1$ -Signal wird zunächst in eine Sinus- und in eine Cosinuswelle zerlegt, d.h. es wird durch eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  ein weiteres Trägersignal erzeugt. Die Sinuswelle wird dann zuerst mit dem frei zugänglichen C/A-PRN-Code phasenmoduliert, anschließend erfolgt die Daten-Code-Modulation. Die Cosinuswelle wird zunächst mit dem P-PRN-Code moduliert, anschließend erfolgt auch hier die Daten-Code-Modulation. Das  $L_2$ -Signal wird durch eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  in ein Cosinussignal umgewandelt. Es erfolgt dann die Modulation mit dem P-Code und mit dem Daten-Code. Ein Sinussignal wird dabei nicht erzeugt.

Es soll jetzt auf die Struktur der PRN-Signale eingegangen werden. Der Clear/Acquisition - oder C/A-Code - wird durch den sog. GOLD'schen Algorithmus erzeugt. Die GOLD-Codes besitzen die Vorteile einer besonders kleinen Kreuzkorrelation und einer großen Anzahl von 1025 verschiedenen Codes. Von den 1025 möglichen Codes wurden für die GPS-Satelliten 37 verschiedene Codes ausgewählt. Diese Codeauswahl und die genaue Schaltung zur Codeerzeugung sind in [145] detailliert angegeben.

Mit einem Modulationstakt von 1.023 MHz, d.h. einem Zehntel der Satellitengrundfrequenz, kann sich der Wert des C/A-Codes oder des Modulationssignals ändern. Da der

C/A-Code aus insgesamt 1023 Elementen besteht, wird eine Periodendauer des Codes von exakt 1 msec erreicht. Dieser C/A-Code wird somit auf einer Länge von 300 km vollständig übertragen.

**Pseudo-Entfernungsmessung durch Auswertung der Codes** Es wird hierbei die Zeitdifferenz  $\Delta T$  zwischen dem Aussenden des Satellitensignals und seiner Ankunft beim Empfänger mittels Kreuzkorrelation gemessen. Durch Multiplikation mit der Lichtgeschwindigkeit im Vakuum erhält man zunächst eine sog. Pseudo-Entfernung, welche aufgrund der Ungenauigkeiten bei der Empfängeruhr und der Abweichung der tatsächlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit gegenüber der Lichtgeschwindigkeit nicht mit der tatsächlichen Entfernung übereinstimmt, sondern nur einen Näherungswert hierfür angibt. Die einzelnen Satelliten müssen ihre Signale zu genau definierten Zeitpunkten senden. Hierzu verfügen die Satelliten über hochgenaue Atomuhren, zusätzlich wird im Kontrollzentrum über ein weiteres Frequenznormal die Referenzzeit für das gesamte Navigationssystem definiert. Um die Kreuzkorrelation durchführen zu können, muß dem Empfänger die gesendete PRN-Folge bekannt sein. Auf der Empfängerseite ist es auch notwendig die Dopplereffrequenzverschiebung des gesendeten Trägersignals zu berücksichtigen. Nach [145] ist allein durch die Satellitenbewegung bei einem stationären Empfänger mit einer Dopplereffrequenzverschiebung von max. 7.5 KHz zu rechnen.

**Pseudo-Entfernungsmessung durch Messung der Trägermischphase** Durch Messung der Trägermischphase ist es grundsätzlich möglich eine sehr hohe Auflösung bei der Entfernungsmessung zu erhalten. Anwendung findet die Auswertung der Trägerphase bei hochgenauen GPS-Empfängern, welche z.B. für Aufgaben in der Geodäsie eingesetzt werden. Eine ausführliche Darstellung der Trägerphasenmessung findet man in [15]. Die realisierten - recht aufwendigen - Meßverfahren benötigen jedoch eine längere Beobachtungszeit um Mehrdeutigkeiten auszuschließen, welche häufig über einer Stunde liegt.

**Positionsberechnung** Es soll jetzt dargelegt werden, wie aus den berechneten Pseudoentfernungen eine Bestimmung der Empfängerposition vorgenommen wird.

In einem globalen - z.B. kartesischen Koordinatensystem - sind dann die aktuellen Koordinaten der einzelnen Satelliten, zum Meßzeitpunkt, vom Empfänger aus der GPS-Navigationsnachricht zu bestimmen. Man kann dann den Satellitenvektor  $\vec{s}_i$  für jeden beobachteten Satelliten festlegen:

$$\vec{s}_i = \begin{pmatrix} x_{s_i} \\ y_{s_i} \\ z_{s_i} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Entsprechend wird dann auch der gesuchte Empfangsvektor  $\vec{e}$  definiert:

$$\vec{e} = \begin{pmatrix} x_e \\ y_e \\ z_e \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Die tatsächliche Entfernung  $l_i$  zwischen dem Satelliten  $i$  und dem Empfänger läßt sich dann wie folgt darstellen:

$$l_i = c_i \cdot (t_{m_i} - t_e) \quad (2.4)$$

dabei gibt  $t_e$  die unbekannte Zeit im Empfänger (, bzw. die Abweichung der Empfängeruhr von der Referenzzeit, ) an,  $t_{m_i}$  gibt die gemessene Pseudolaufzeit an, wobei die Abweichung zwischen der Referenzzeit und der Satellitenuhr dabei bereits berücksichtigt werden muß. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c_i$  weicht von der Lichtgeschwindigkeit ab, kann aber auch aus der GPS-Nachricht berechnet werden.

Für die Bestimmung der 4 Unbekannten  $x_e, y_e, z_e$  und  $t_e$  sind somit 4 Gleichungen und ist damit auch die Beobachtung von 4 Satelliten notwendig, wenn die Kugelgleichung verwendet wird erhält man das folgende Gleichungssystem, z.B. [145]:

$$\begin{aligned} \sqrt{(x_{s_1} - x_e)^2 + (y_{s_1} - y_e)^2 + (z_{s_1} - z_e)^2} &= c_1 \cdot (t_{m_1} - t_e) \\ \sqrt{(x_{s_2} - x_e)^2 + (y_{s_2} - y_e)^2 + (z_{s_2} - z_e)^2} &= c_2 \cdot (t_{m_2} - t_e) \\ \sqrt{(x_{s_3} - x_e)^2 + (y_{s_3} - y_e)^2 + (z_{s_3} - z_e)^2} &= c_3 \cdot (t_{m_3} - t_e) \\ \sqrt{(x_{s_4} - x_e)^2 + (y_{s_4} - y_e)^2 + (z_{s_4} - z_e)^2} &= c_4 \cdot (t_{m_4} - t_e) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Wichtig ist nun jedoch eine möglichst schnelle und effiziente Lösung dieses nichtlinearen Gleichungssystems. Dazu wird das Gleichungssystem linearisiert und die Lösung dann in einem Iterationsverfahren berechnet. Die Iteration wird abgebrochen, sobald der Restfehler unter einer Fehlerschranke  $\epsilon$  liegt. Notwendig ist für die Konvergenz des Verfahrens aber die Kenntnis einer Näherungslösung. Der genaue Algorithmus für dieses Berechnungsverfahren ist in [145] angegeben. Bei der Auswertung des C/A-Codes ist weiterhin zu beachten, daß sich eine Mehrdeutigkeit bei der Pseudo-Entfernungsmessung im Abstand von 300 km aufgrund der begrenzten Codelänge ergibt.

**Erreichte Genauigkeiten** Nach [15] wird die erreichbare Genauigkeit durch Satellitenfehler, d.h. durch Meßabweichungen bei den Satellitenkoordinaten und durch Meßabweichungen bei den Satellitenuhren, durch ungenügende Kenntnisse über die Signalausbreitung, d.h. die effektive Signalausbreitungsgeschwindigkeit und durch Empfängerfehler - wie z.B. Rauschen - limitiert.

Nachdem die künstliche Verschlechterung des GPS-Signals seit Anfang Mai 2000 abgeschaltet ist, wird jetzt mit handelsüblichen GPS-Empfängern in 95 % aller Fälle eine absolute Positioniergenauigkeit von 22 m auch bei einem schlechten Empfangssignal erreicht [101]. Durch das Abschalten der bisher verwendeten künstlichen Verschlechterung wurde die absolute Positioniergenauigkeit dabei mindestens um den Faktor 5 erhöht. Obige Angaben gelten dabei für eine 2-D-Positionsmessung, bei stillstehendem Beobachter.

Bei der Positionsmessung durch Auswertung der Trägermischphase ist die sehr komplexe Realisierung zu berücksichtigen. Nach [15] können hier aber Genauigkeiten von 1 cm oder besser erreicht werden. Zu beachten ist dabei allerdings eine längere Meßdauer, welche einige Stunden erreichen kann.

**Differentielles GPS-Verfahren DGPS** Um auch bei Echtzeitmessungen eine höhere Genauigkeit bei einer Code-Phasen-Messung zu erreichen, kann mit einer zusätzlichen Referenzstation gearbeitet werden, deren Positionsdaten sehr genau bekannt sind. Diese Referenzstation sendet dann über eine zusätzliche Funkfrequenz Daten an den entsprechenden Empfänger. Diese Daten können entweder aufbereitete Korrekturdaten sein oder es werden die Rohdaten der empfangenen Satelliten übertragen. Unter der Voraussetzung, daß die Meßabweichungen der Satellitendaten beim DPGS-Empfänger und bei der Referenzstation identisch sind, wird durch die Übertragung der Daten von der Referenzstation eine hochgenaue Positionsbestimmung möglich sein. Diese Voraussetzung wird um so besser erfüllt sein, je geringer der Abstand zwischen der Referenzstation und dem GPS-Empfänger ist. Genaue Details ergeben sich z.B. aus [15]. Die erreichbare Positioniergenauigkeit hängt sehr stark von den Rahmenbedingungen ab, typischerweise werden Positioniergenauigkeiten von 1 bis 15 m erreicht [15], dabei liegt der Abstand zwischen dem DPGS-Empfänger und der Referenzstation typischerweise bei bis zu 100 km. Grundsätzlich sind aber auch Positioniergenauigkeiten im cm-Bereich möglich.

**GLONASS-Satelliten navigationsverfahren** Das von Rußland und den übrigen GUS-Staaten betriebene Satellitenavigationssystem entspricht in seinem Grundkonzept dem NAVSTAR-GPS-System, allerdings sendet hier jeder Satellit auf seiner eigenen Frequenz. Das GLONASS-System ist seit Anfang 1996 vollständig verfügbar. Die auch durch Messungen bestätigte Ortungsgenauigkeit bei GLONASS liegt nach [15] bei  $\pm 30$  m. In

zunehmenden Umfang kommen dabei Empfänger auf den Markt, welche GLONASS und GPS gleichzeitig auswerten und damit eine besonders hohe Zuverlässigkeit erreichen, wie dies z.B. für Anwendungen in der Luftfahrt wichtig ist.

### 2.1.5 Sonstige realisierte Systeme

Es existieren einige Systeme, welche mit einer Winkelmessung arbeiten, allerdings nicht das übliche Triangulationsverfahren benutzen. Hierzu gehören insbesondere Systeme, wo der Scanner keine 360° abdeckt, sondern nur einen eingeschränkten Erfassungswinkel besitzt. Dadurch ergibt sich dann häufig die Möglichkeit auf einen rotierenden Scanner am Fahrzeug zu verzichten. Die aktiven und passiven Landmarken müssen dann aber zwingend im Erfassungsbereich des Fahrzeugs liegen.

Ein Beispiel hierfür ist das BNS-System von der Firma *Denning Mobile Robotics* [18]. Dabei werden aktive Infrarotlandmarken verwendet, welche ein pulscodiertes Signal aussenden. Dadurch können verschiedene, aktive IR-Landmarken auf der Empfängerseite problemlos voneinander unterschieden werden. Die Landmarken werden grundsätzlich am Ende eines vorgegebenen Weges plaziert. Am mobilen Roboter ist dann ein spezieller Infrarotdetektor realisiert worden, welcher aus einer einfachen Linsenabbildungsoptik und einer nachgeordneten - und aus 4 Bereichen aufgebauten - Photodiode besteht. Wenn sich eine aktive Infrarotlandmarke im Erfassungsbereich des Detektors befindet, kann die Richtung und auch der Abstand somit aus den 4 unterschiedlichen Photoströmen näherungsweise bestimmt werden. Der Erfassungswinkel umfaßt einen  $\pm 10^\circ$  - Bereich, wobei man eine Winkelauflösung von  $0.3^\circ$  -  $1^\circ$  erhält. Die max. Entfernung zwischen der aktiven Infrarotlandmarke und dem Detektor am Fahrzeug darf dabei bei max. 150 m liegen, es wird mit einer Wiederholfrequenz bei der Messung von 10 Hz gearbeitet. Eine absolute Positionierung ist hiermit nicht angedacht, Ziel ist es ein mobiles Fahrzeug in Richtung der aktiven Landmarken zu führen.

Ein hierzu komplementäres Verfahren wird beim *NAMCO-LASER-NET-System* angewendet [34]. Dort sendet ein, am mobilen Roboter plaziertes, Infrarot-Laser einen - über einen Spiegel gesteuerten - Strahl mit einem horizontalen Winkel von  $\pm 45^\circ$  und einer Wiederholrate von 20 Hz aus. Wenn der Strahl dann auf eine Landmarke mit definierter Größe auftrifft, wird von dem Infrarotdetektor am Fahrzeug ein Signal mit definierter Zeitdauer empfangen. Über eine Zeitmessung vom Beginn des aktuellen Scan-Sendezyklus bis zum Empfang des reflektierten Signals kann einfach auf den Winkel zur Landmarke geschlossen werden. Die maximal zulässige Entfernung zwischen der Landmarke und dem Infrarot-Laser liegt dabei bei 15 m. Auch mit diesem System ist natürlich keine absolute Lokalisation möglich, sinnvoll ist dieses System nur um eine definierte und vorgegebene

Bahn abzufahren.

Es sind auch unterschiedliche Realisierungen bekannt für in den Boden eingelassene Landmarken. Ein geringer Installationsaufwand ergibt sich dabei durch auf dem Boden angebrachte optische Landmarken, wobei natürlich eine Verschmutzung dieser Landmarken zu vermeiden ist. Im einfachsten Fall wird dabei mit einer entsprechenden Linie gearbeitet, welche die zurückzulegende Bahn vorgibt. Eine freie Bewegung im Raum ist dadurch natürlich nicht mehr möglich. In [34] wird jedoch auf eine Vielzahl spezieller Landmarken hingewiesen, welche eine absolute Positionierung ermöglichen. Dazu gehören insbesondere spezielle optische Strukturen, wie z.B. farbige Kacheln, Z-förmige Linienmuster oder auch thermische, chemische oder magnetische Landmarken. In allen Fällen ergibt sich aber entweder eine hohe Meßgenauigkeit oder mangelnde Zuverlässigkeit.

Darüberhinaus existieren zahlreiche Verfahren für eine reine Entfernungsmessung - siehe hierzu [221], [238], [367] - wie z.B. sogenannte FMCW-Verfahren, die aber für eine Positionsbestimmung eines bewegten Fahrzeugs in einer unbekanntem Umgebung nicht geeignet sind, weil diese Verfahren nur eine Punkt-zu-Punkt-Distanzmessung ermöglichen. Eine Positionsbestimmung setzt demgegenüber die Distanz- oder Winkelmessung zwischen dem bewegten Fahrzeug - welches sich an einem unbekanntem Ort befindet - und definierten Landmarken voraus.

### **2.1.6 Einsatzbeschränkungen und Nachteile der dargestellten Meßsysteme**

Es sollen hier zusammenfassend die Einschränkungen und Nachteile - bezogen auf die in der Einleitung genannten Anwendungsbeispiele - der realisierten Positionsmesssysteme dargestellt werden, um daraus dann die Begründung für zusätzliche Verfahren zur Positionsbestimmung ableiten zu können.

#### **2.1.6.1 Nachteile der bisherigen optischen Triangulationsverfahren**

Bei den sehr oft praktisch eingesetzten Systemen mit Laserscannern mit passiven Reflektoren, z.B. [73], besteht die Gefahr, daß die einzelnen passiven Reflektoren verwechselt werden, insbesondere wenn in großen Räumen mit einer größeren Anzahl an Reflektoren gearbeitet wird. Dieses Risiko läßt sich zwar durch eine entsprechende Codierung der Reflektoren minimieren, eine Sichtverbindung zu den benötigten Reflektoren ist jedoch ebenso wie eine potentiell störanfällige rotierende Mechanik notwendig.

Systeme welche mit aktiven Reflektoren arbeiten - wie z.B. das oben dargestellte CONAC - System, [34] - erfordern demgegenüber einen deutlich höheren Aufwand, i.a. ist auch noch eine zusätzliche Funkverbindung zwischen einer zentralen Basisstation und

dem Fahrzeug notwendig. Der Einsatz von mehreren Fahrzeugen gleichzeitig ist bei aktiven Reflektoren i.a. nicht direkt möglich.

Bisher realisierte Systeme, welche mit einem rotierenden Sensor beim Fahrzeug und aktiven optischen Landmarken arbeiten, siehe [213], [51], sind nur dann einsetzbar, wenn die Entfernung zwischen dem Fahrzeug und allen für eine Positionsbestimmung notwendigen Landmarken einige wenige m nicht überschreitet, wobei auch nur eine recht geringe Positioniergenauigkeit von 70 - 100 mm erreicht wird.

#### **2.1.6.2 Nachteile der bisherigen Trilaterationsverfahren mit Ultraschall**

Im obigen Abschnitt 2.1.4.1 sind die Nachteile von Ultraschallverfahren aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Schallgeschwindigkeit und der geringen Reichweite bereits detailliert dargestellt worden. Insbesondere in einem industriellen Umfeld kann die Reichweite durch Ultraschallstörgeräusche noch weiter deutlich eingeschränkt werden. Für eine absolute Positionsbestimmung bei autonomen Fahrzeugen werden derartige Meßverfahren kaum noch eine reale Anwendung finden, dies gilt aber nicht für einen Einsatz in der Kollisionsvermeidung.

#### **2.1.6.3 Nachteile der Satellittrilaterationsverfahren**

Die für die angedachten Anwendungen hier notwendigen Positioniergenauigkeiten im cm-Bereich bei einer Echtzeitanwendung wären nur bei einem Einsatz eines differentiellen GPS-Verfahren möglich. In geschlossenen Räumen - insbesondere in Gebäuden aus Metall, welche im industriellen Bereich sehr oft eingesetzt werden - wird ein Empfang der GPS-Signale jedoch überhaupt nicht mehr möglich sein, so daß dieses Verfahren schon deshalb hier ausscheidet.

#### **2.1.6.4 Zielsetzung der nachfolgend dargestellten neuartigen Verfahren**

In den folgenden Kapiteln werden 2 grundlegend unterschiedliche Verfahren zur absoluten Positionsbestimmung bei autonomen Fahrzeugen vorgestellt, welche folgende Anforderungen erfüllen:

- Es werden keine rotierenden oder anderweitig bewegten Sensoren oder Scanner eingesetzt, um den Aufwand zu minimieren und die Zuverlässigkeit zu erhöhen.
- Durch den ausschließlichen Einsatz von aktiven Landmarken - welche grundsätzlich eindeutig codierte Signale aussenden können - wird ausgeschlossen, daß Landmarken verwechselt werden. Durch diese Vorgehensweise wird auch sichergestellt, daß mehrere Fahrzeuge gleichzeitig eine Positionsbestimmung vornehmen können.

- Um die mit Ultraschall verbundenen Probleme zu vermeiden, wird nur mit Mikrowellen oder Licht gearbeitet.
- Eine Positionsbestimmung in beliebig großen Räumen ist sichergestellt, wenn die Anzahl der aktiven Landmarken - jeweils verteilt auf Teilbereiche des Gesamtraums - entsprechend erhöht wird.
- Eine Positioniergenauigkeit im cm-Bereich wird von beiden nachfolgend vorgestellten Verfahren zuverlässig erreicht.

# Kapitel 3

## Positionsbestimmung mit einem optischen Gitternetz

Wenn mit aktiven optischen Landmarken gearbeitet wird, muß bei einem Triangulationsverfahren mit einem großen Abstrahlwinkel der optischen Landmarkensender gearbeitet werden. Dieser große Abstrahlwinkel führt unmittelbar zu einer geringen Reichweite, weil dabei nur der Einsatz von Leuchtdioden - i.a. im Infrarotbereich - möglich ist, welche über eine nur geringe Abstrahlleistung verfügen. Andere leistungsstärkere und kostengünstige Lichtquellen scheiden aus, weil dort eine, für die eindeutige Identifizierung der Landmarken zwingend notwendige, Modulation - mit einer hinreichend hohen Frequenz - nicht mehr möglich ist.

Aus diesem Grund ist es sinnvoll als Landmarken Laser zu verwenden, mit einer punktförmigen oder einer zu einer Linie aufgeweiteten Abstrahlcharakteristik. Mit 2 bis 4 Laser-Landmarken kann dann ein optisches Gitternetz realisiert werden, welches von einem Fahrzeug zur Positionsbestimmung genutzt werden kann und welche eine recht hohe Reichweite zwischen der jeweiligen Landmarke und dem oder den Empfangsdetektor(-en) ermöglichen. Der Detektor auf der Empfangsseite muß dabei über den gesamten Bereich von  $360^\circ$  eine Erfassung des Sendesignals gewährleisten. Die Grundlage für die Positionsbestimmung mittels Gitternetzlinien beruht dabei immer auf einer hinreichend genauen Distanzmessung, zwischen dem Überschreiten der einzelnen Gitternetzlinien, mittels Fahrzeugsensoren, wobei das Fahrzeug beliebige Bahnkurven zwischen den Gitternetzlinien zurücklegen darf, solange dadurch die Genauigkeit bei der Distanzmessung nicht reduziert wird.

### 3.1 Distanzmessung mittels Fahrzeugsensoren

Nachfolgende Skizze zeigt das Beispiel eines dreirädrigen Fahrzeugs, welches in vergleichbarer Bauform auch für die experimentelle Verifizierung verwendet wurde. Dabei wird das obere mittlere Rad als Antriebsrad verwendet, nur an diesem Rad befinden sich dann auch Radsensoren für die Messung der Fahrzeugrichtung und der zurückgelegten Wegstrecke.

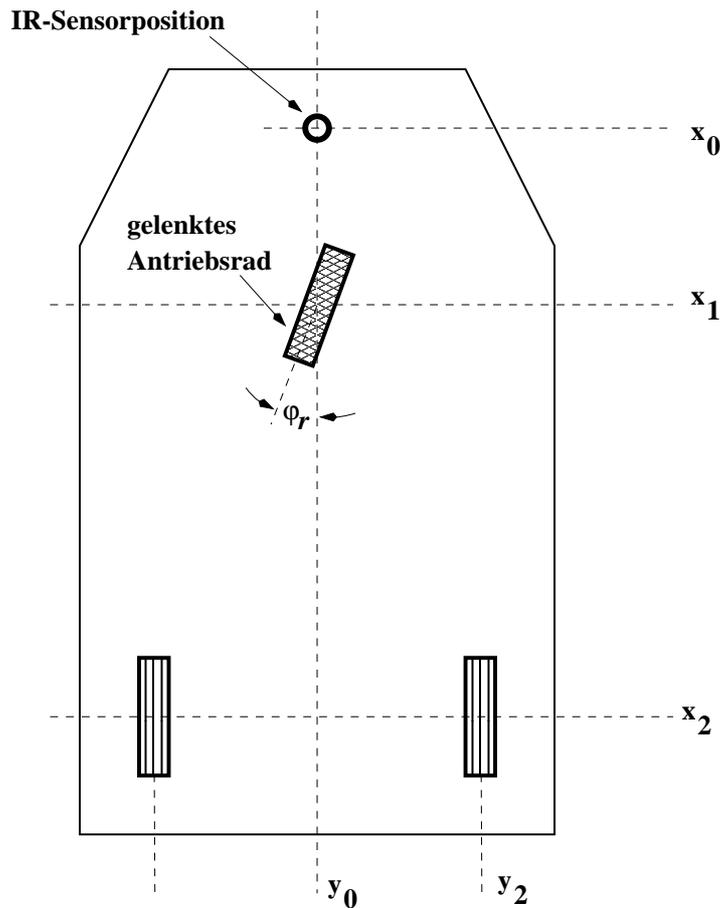


Abb. 3.1: Beispiel eines dreirädrigen Fahrzeugs

#### 3.1.1 Geeignete Fahrzeugsensoren

Für die Wegstreckenbestimmung kann auf eine große Auswahl an inkrementalen optischen Sensoren zurückgegriffen werden. Dabei sollte durch den inkrementalen Wegstreckensensor die Wegstrecke jedoch mit einer Auflösung und Genauigkeit besser als 1 mm bestimmt werden, wenn die Fahrzeugposition mit einer Genauigkeit von 1 cm bestimmt werden soll und durch den Wegstreckensensor zusätzliche Meßabweichungen minimiert werden sollen. Die Anzahl der notwendigen inkrementalen Pulse  $n_i$  ergibt sich dann aus dem

Durchmesser  $D$  des Fahrzeugrades zu:

$$n_i \geq \frac{D \cdot \pi}{1mm} \quad (3.1)$$

Grundvoraussetzung für den inkrementalen Positionsgeber ist dabei, daß die inkrementalen Pulse gleichmäßig verteilt sind, was bei hochwertigen Inkremental-Drehgebern jedoch gegeben sein sollte. Zusätzlich muß auch der Lenkwinkel mit einer möglichst großen Präzision bestimmt werden. Sinnvoll kann hierbei der Einsatz eines absoluten optischen Drehgebers sein, welche mit bis zu 14 Bit Auflösung handelsüblich sind. Der Einsatz eines Drehratensensors zur Lenkwinkel- oder Richtungsbestimmung scheidet weitgehend aus, weil Drehratensensoren - unabhängig vom Funktionsprinzip - einen gewissen Nullpunktdrift besitzen, welcher hier aber nicht zulässig ist. Selbst sehr teure faseroptische Drehratensensoren liefern noch eine nennenswerte Nullpunktdrift, welche zwar kleiner als  $0.01^\circ/h$  ist, siehe [28], welche aber dennoch für eine absolute und hochauflösende Lenkwinkelmessung nicht geeignet sind, weil auch dann noch der Nullpunkt nicht hinreichend exakt dauerhaft bestimmt werden kann.

### 3.1.2 Grundprinzip der Distanzmessung

Hierzu wird die Fahrzeugposition jeweils nach einer bestimmten Wegstrecke  $\Delta s$  neu bestimmt. Am Startpunkt dieser Strecke wird dabei jeweils der Lenkwinkel  $\varphi_r$  ermittelt. Im einfachsten Fall wird die zurückgelegte Strecke  $\Delta s$  dabei als gerade Linie approximiert, welche dann aber nur hinreichend klein sein darf. Bei dem bereits oben dargestellten dreirädrigen Fahrzeug ergibt sich aus der folgenden Abb. 3.2 die Darstellung für die Bahnkurve und die Winkelzusammenhänge. Ein mögliches vierrädriges Fahrzeug kann dabei grundsätzlich auf ein dreirädriges Fahrzeug umgerechnet werden.

Das nachfolgend dargestellte, blaue x-y-Koordinatensystem muß zunächst nicht zwingend dem vorgegebenen Koordinatensystem des Raumes entsprechen. Denkbar ist, daß dieses hier dargestellte Koordinatensystem so gewählt wird, daß beim Starten die gesuchte Fahrzeugposition  $(x,y)$  dem Koordinatenursprung entspricht und auch die Fahrzeuglängsachse parallel zur y-Achse verläuft. Eine derartige Vorgehensweise ist zulässig, wenn nur die Distanzen und das - für die Positionsrechnung mit einem Empfangsdetektor notwendige - Winkelvorzeichen zwischen den Distanzen bestimmt werden sollen. Bezüglich der folgenden Skizze ist wichtig, daß sich das Fahrzeug um einen festen Mittelpunkt  $M$  mit dem Radius  $R$  dreht, solange sich der Lenkwinkel  $\varphi_r$  nicht ändert. Ausgehend von dem bekannten Punkt  $(x_s, y_s)$  und den bekannten Winkeln  $\varphi_{a_s}$  und  $\varphi_r$  wird nach Zurücklegen der Strecke  $\Delta s$  bei einem geraden Streckenabschnitt die Fahrzeugzielposition

$(x,y)$  und bei einem als Kreisbogen angenommenen Streckenabschnitt die Fahrzeugzielposition  $(x_k, y_k)$  berechnet.

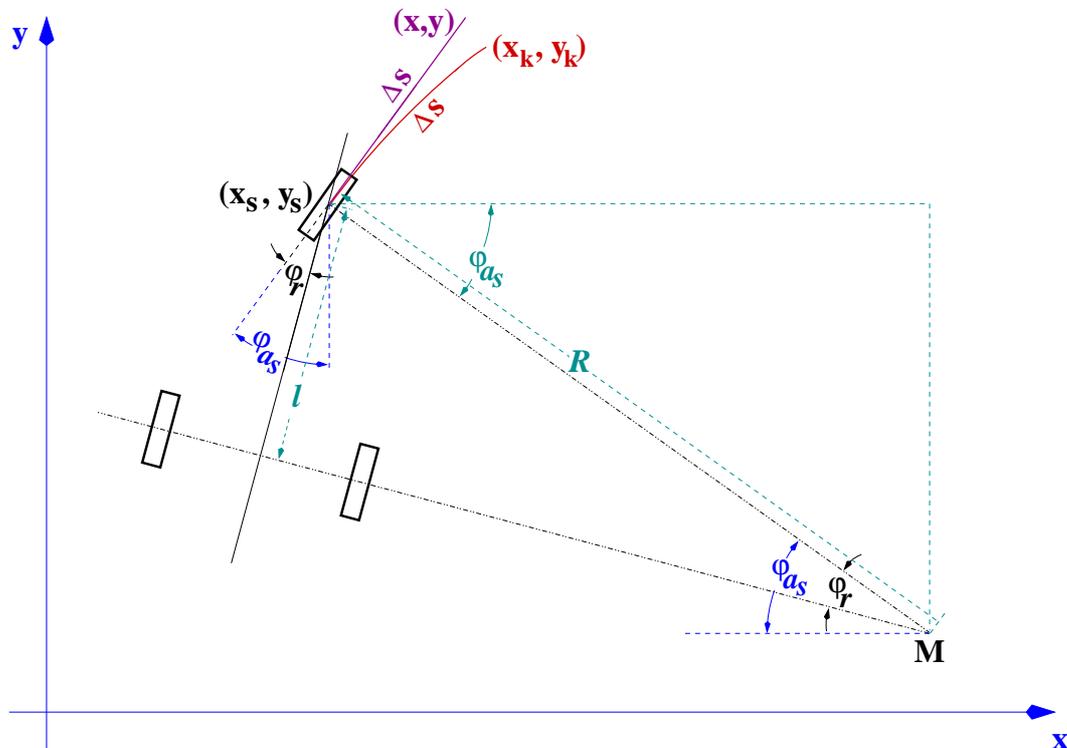


Abb. 3.2: Winkel am Startpunkt eines dreirädrigen Fahrzeugs

Für das dargestellte blaue Koordinatensystem gilt allgemein:

$$\cos \varphi_a \cdot ds = dy \quad \sin \varphi_a \cdot ds = dx \quad (3.2)$$

Daraus folgt durch Integration:

$$\int_{s_1}^{s_2} \cos \varphi_a(s) \cdot ds = y \quad \int_{s_1}^{s_2} \sin \varphi_a(s) \cdot ds = x \quad (3.3)$$

Zur Positionsbestimmung ist somit nur noch der Verlauf des absoluten Winkels  $\varphi_a(s)$  zu ermitteln, der sich auf das hier verwendete Koordinatensystem bezieht. Bei einer infinitesimal kleinen zurückgelegten Wegstrecke  $ds$  ändert sich der Fahrzeugwinkel  $\varphi$  somit um den Wert:

$$d\varphi = \frac{ds}{R} = \frac{ds \cdot \sin \varphi_r}{l} \quad (3.4)$$

wobei diese Winkeländerung dann im Bogenmaß angegeben wird. Durch Integration folgt dann der gesuchte Winkelverlauf  $\varphi_a(s)$ :

$$\varphi_a(s) = \varphi_{a_s} + \int_{s_1}^{s_2} \frac{\sin \varphi_r(s) \cdot ds}{l} \quad (3.5)$$

wobei das Integral den Winkel im Bogenmaß berechnet. Um die Position real berechnen zu können, müssen die infinitesimal kleinen Streckenabschnitte  $ds$  durch hinreichend kleine Streckenabschnitte  $\Delta s$  ersetzt werden. Wenn man dabei zunächst von geraden Streckenabschnitten ausgeht, ergeben sich unmittelbar folgende Zusammenhänge. Zunächst ergibt sich wieder der Winkel  $\varphi_a(s_j)$ :

$$\varphi_a(s_j) = \varphi_{a_s} + \sum_{i=1}^j \frac{\sin \varphi_r(s_i)}{l} \cdot \Delta s_i \quad (3.6)$$

Nach dieser Winkelbestimmung kann dann die Position im vorgegebenen Koordinatensystem bestimmt werden:

$$y(s_n) = \sum_{i=1}^n \cos(\varphi_a(s_i)) \cdot \Delta s_i \quad x(s_n) = \sum_{i=1}^n \sin(\varphi_a(s_i)) \cdot \Delta s_i \quad (3.7)$$

Wenn sich der Lenkwinkel  $\varphi_r$  auch über einen etwas längeren Streckenabschnitt nicht ändert, ist demgegenüber die Betrachtung von Kreisbogenabschnitten sinnvoll, so daß sich - wie in obiger Skizze bereits dargestellt - eine Zielposition  $(x_k, y_k)$  ergibt. Es ergibt sich unmittelbar der Winkel  $\varphi_a(s)$  zu:

$$\varphi_a(s) = \varphi_{a_s} + \frac{\sin \varphi_r(s)}{l} \cdot \Delta s \quad (3.8)$$

Für die Bestimmung der Zielposition  $(x_k, y_k)$  muß zunächst die Position  $(x_m, y_m)$  des Mittelpunktes  $M$  bestimmt werden:

$$x_m = x_s + l \cdot \frac{\cos \varphi_{a_s}}{\sin \varphi_r} \quad y_m = y_s - l \cdot \frac{\sin \varphi_{a_s}}{\sin \varphi_r} \quad (3.9)$$

Die Parameterdarstellung  $k_2(t)$  eines sich im Uhrzeigersinn drehenden Kreises stellt dann die Grundlage für die Berechnung der Zielposition dar:

$$k_2(t) = (x_m - R \cdot \cos \varphi, y_m + R \cdot \sin \varphi) \quad (3.10)$$

Damit ergibt sich abschließend die Zielposition  $(x_k, y_k)$  zu:

$$x_k = x_s + l \cdot \frac{\cos \varphi_{a_s}}{\sin \varphi_r} - \frac{l}{\sin \varphi_r} \cdot \cos \left( \varphi_{a_s} + \frac{\sin \varphi_r(s)}{l} \cdot \Delta s \right) \quad (3.11)$$

$$y_k = y_s - l \cdot \frac{\sin \varphi_{a_s}}{\sin \varphi_r} + \frac{l}{\sin \varphi_r} \cdot \sin \left( \varphi_{a_s} + \frac{\sin \varphi_r(s)}{l} \cdot \Delta s \right) \quad (3.12)$$

Damit sind jetzt also 2 Möglichkeiten vorhanden die Zielposition des Fahrzeugs zu bestimmen. Dabei sollte die Zielposition immer gemäß den letzten beiden Gleichungen bestimmt

werden, solange sich der Winkel  $\varphi_r$  bezogen auf die Auflösung der Winkelmessung nicht meßbar ändert. Damit bei der Positionsbestimmung hier keine größeren Meßabweichungen auftreten, ist eine möglichst hohe Auflösung und Genauigkeit bei der Winkelmessung zwingend notwendig.

Wenn die hier berechnete Zielposition - welche identisch ist mit der Position des mittleren Antriebsrades - auch der Position des möglichst punktförmigen Empfängers entspricht, kann auf eine Umrechnung dieser Zielposition verzichtet werden. Im allgemeinen wird sich der Empfangssensor jedoch an einer anderen Position befinden als das Antriebsrad. Somit ist eine Positionsumrechnung bei Verwendung von einem einzelnen Empfangsdetektor zwingend notwendig, bevor aus den Positionswerten die gesuchten Distanzen berechnet werden können. Für die Umrechnung muß der aktuelle Fahrzeugwinkel  $\varphi_f$  jeweils beim Überschreiten der Lichtgitter bestimmt werden. Ausdrücklich soll nochmals darauf hingewiesen werden, daß es für die Bestimmung der Distanzen ausreichend ist, wenn mit einem frei gewählten kartesischen Koordinatensystem gearbeitet wird, welches nicht mit dem realen kartesischen Koordinatensystem - in welchem die Positionen bestimmt werden müssen - übereinstimmt. Beim Überschreiten des Lichtgitters  $i$  muß die Position an der Sensorstelle  $(x_{e_i}, y_{e_i})$  aus der Position am Antriebsrad  $(x_i, y_i)$  bestimmt werden. Wenn davon ausgegangen wird, daß sich dieser Empfangssensor auf der Fahrzeuglängsachse im Abstand  $l_s$  oberhalb vom Antriebsrad befindet, ergibt sich folgender einfacher Zusammenhang für die Bestimmung der gesuchten Sensorposition:

$$x_{e_i} = l_s \cdot \sin \varphi_f + x_i \quad y_{e_i} = l_s \cdot \cos \varphi_f + y_i \quad (3.13)$$

wobei sich der Fahrzeugwinkel unmittelbar aus  $\varphi_f = \varphi_a - \varphi_r$  ergibt. Die gesuchte Distanz  $d_{ji}$  zwischen einer Lichtgitterlinie  $j$  und einer nachfolgenden Lichtgitterlinie  $i$  ergibt sich dann ebenso einfach zu:

$$d_{ji} = \sqrt{|x_{e_j} - x_{e_i}|^2 + |y_{e_j} - y_{e_i}|^2} \quad (3.14)$$

Somit bleibt jetzt nur noch das Winkelvorzeichen  $signum_{ji}$  für die Bestimmung der Fahrzeugdrehrichtung zwischen 2 Lichtgitterlinien  $i$  und  $j$  festzulegen:

$$signum_{ji} = \begin{cases} -1 & : (\varphi_{f_j} - \varphi_{f_i}) < -\varphi_{min} \\ 0 & : -\varphi_{min} \leq (\varphi_{f_j} - \varphi_{f_i}) \leq \varphi_{min} \\ 1 & : (\varphi_{f_j} - \varphi_{f_i}) > \varphi_{min} \end{cases} \quad (3.15)$$

Der Wert für das Winkelvorzeichen ist gleich Null zu setzen, sobald der Betrag der Winkeldifferenz unterhalb eines Minimalwertes  $\varphi_{min}$  liegt. In diesem Fall wird das Winkelvorzeichen bei der Positionsberechnung dann nicht mehr ausgewertet.

### 3.2 Positionsbestimmung mit 4 nicht-parallelen Gitternetzlinien bei einem Empfangsdetektor und nicht exakt bekanntem Raddurchmesser

Umfangreiche Untersuchungen haben gezeigt, dass 4 Gitternetzlinien für eine eindeutige Positionsbestimmung grundsätzlich notwendig sind, wenn mit einem einzelnen Empfangsdetektor gearbeitet wird, siehe hierzu den technischen Bericht [153]. Dies gilt auch wenn der Raddurchmesser exakt bekannt wäre, wobei sich jedoch durch die Verwendung von 4 Gitternetzlinien die Möglichkeit ergibt, den Raddurchmesser automatisch mit zu bestimmen. Bei 4 nicht-parallelen Gitternetzlinien ergibt sich folgender Grundverlauf, wobei die jeweiligen Verbindungslinien zwischen den 4 Empfängerpositionen nur die Distanzen und nicht den Verlauf der tatsächlichen Bahnkurven angeben:

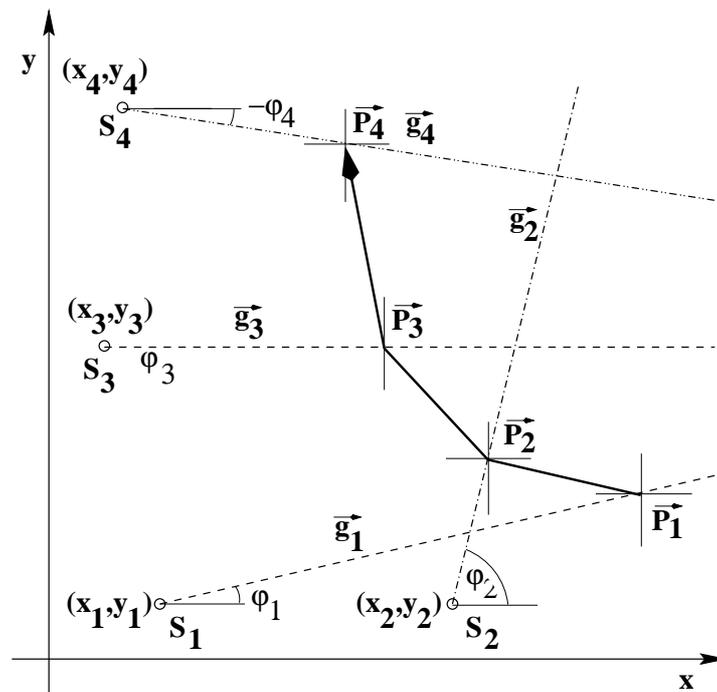


Abb. 3.3: Grundverlauf bei 4 nicht-parallelen Gitternetzlinien

Für die Positionsbestimmung wird dabei das nachfolgend beschriebene iterative Lösungsverfahren verwendet. Für die Fahrzeugpositionen gelten folgende Geradengleichungen:

$$\begin{aligned}
 \vec{P}_1 &= (k_1 \cdot \cos \varphi_1 + x_1) \cdot \vec{e}_x + (k_1 \cdot \sin \varphi_1 + y_1) \cdot \vec{e}_y \\
 \vec{P}_2 &= (k_2 \cdot \cos \varphi_2 + x_2) \cdot \vec{e}_x + (k_2 \cdot \sin \varphi_2 + y_2) \cdot \vec{e}_y \\
 \vec{P}_3 &= (k_3 \cdot \cos \varphi_3 + x_3) \cdot \vec{e}_x + (k_3 \cdot \sin \varphi_3 + y_3) \cdot \vec{e}_y \\
 \vec{P}_4 &= (k_4 \cdot \cos \varphi_4 + x_4) \cdot \vec{e}_x + (k_4 \cdot \sin \varphi_4 + y_4) \cdot \vec{e}_y
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Hieraus kann dann folgendes Gleichungssystem mit 5 Unbekannten und 5 Gleichungen abgeleitet werden:

$$\begin{aligned}
f_1(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5) &= (x_2 - x_1 + k_2 \cdot \cos \varphi_2 - k_1 \cdot \cos \varphi_1)^2 + (y_2 - y_1 + k_2 \cdot \sin \varphi_2 - k_1 \cdot \sin \varphi_1)^2 - k_5 \cdot d_1^2 = 0 \\
f_2(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5) &= (x_3 - x_2 + k_3 \cdot \cos \varphi_3 - k_2 \cdot \cos \varphi_2)^2 + (y_3 - y_2 + k_3 \cdot \sin \varphi_3 - k_2 \cdot \sin \varphi_2)^2 - k_5 \cdot d_2^2 = 0 \\
f_3(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5) &= (x_4 - x_3 + k_4 \cdot \cos \varphi_4 - k_3 \cdot \cos \varphi_3)^2 + (y_4 - y_3 + k_4 \cdot \sin \varphi_4 - k_3 \cdot \sin \varphi_3)^2 - k_5 \cdot d_3^2 = 0 \\
f_4(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5) &= (x_4 - x_1 + k_4 \cdot \cos \varphi_4 - k_1 \cdot \cos \varphi_1)^2 + (y_4 - y_1 + k_4 \cdot \sin \varphi_4 - k_1 \cdot \sin \varphi_1)^2 - k_5 \cdot d_4^2 = 0 \\
f_5(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5) &= (x_3 - x_1 + k_3 \cdot \cos \varphi_3 - k_1 \cdot \cos \varphi_1)^2 + (y_3 - y_1 + k_3 \cdot \sin \varphi_3 - k_1 \cdot \sin \varphi_1)^2 - k_5 \cdot d_5^2 = 0
\end{aligned} \tag{3.17}$$

Dabei werden mit  $d_1 = |P2 - P1|$  bis  $d_3 = |P4 - P3|$  sowie mit  $d_4 = |P4 - P1|$  und mit  $d_5 = |P3 - P1|$  die vom Fahrzeug gemessenen Distanzen mit einem geschätzten Raddurchmesser definiert. Die realen Distanzen  $d_{i_{real}}$  ergeben sich dann aus  $d_{i_{real}} = \sqrt{k_5} \cdot d_i$ . Die Lösung des obigen nichtlinearen Gleichungssystems wird iterativ - mit einem gedämpften Newton-Verfahren - vorgenommen. Das Berechnungsverfahren ersetzt dabei das nichtlineare Gleichungssystem durch eine geeignete lineare Abbildung. Bei dieser linearen Abbildung wird die *Jacobische Matrix*  $\mathbf{A}$ , welche die partiellen Ableitungen aller nichtlinearen Funktionen nach allen Unbekannten im Startpunkt darstellt, als Grundlage verwendet. Die notwendige Berechnung der invertierten Jacobischen  $5 \times 5$  Matrix  $\mathbf{A}^{-1}$  kann dabei aufgrund der zahlreichen Nullstellen bei dieser Jacobi-Matrix noch direkt erfolgen. Mit einer Näherungslösung  $(k_{1_0}, k_{2_0}, k_{3_0}, k_{4_0}, k_{5_0})$  als Startwert wird dann die Linearisierung des obigen nichtlinearen Gleichungssystems  $\mathbf{f}(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5)$  vorgenommen:

$$\mathbf{0} = \mathbf{L} = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} k_1 - k_{1_0} \\ k_2 - k_{2_0} \\ k_3 - k_{3_0} \\ k_4 - k_{4_0} \\ k_5 - k_{5_0} \end{bmatrix} + \mathbf{f}(k_{1_0}, k_{2_0}, k_{3_0}, k_{4_0}, k_{5_0}) \tag{3.18}$$

Die Jacobische Matrix  $\mathbf{A}$  wird dabei dann definiert durch:

$$\mathbf{A} = \frac{\delta(f_1, f_2, f_3, f_4, f_5)}{\delta(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5)} \Bigg|_{k_1=k_{1_0}, k_2=k_{2_0}, k_3=k_{3_0}, k_4=k_{4_0}, k_5=k_{5_0}} \tag{3.19}$$

Dieses Gleichungssystem  $\mathbf{L}$  wird dann nach  $(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5)$  aufgelöst, hierfür gilt die folgende Gleichung:

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{10} \\ k_{20} \\ k_{30} \\ k_{40} \\ k_{50} \end{bmatrix} - 1.3 * \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{f}(k_{10}, k_{20}, k_{30}, k_{40}, k_{50}) \quad (3.20)$$

Der Faktor 1.3 wurde dabei in einer Vielzahl von Simulationsrechnungen als optimaler Dämpfungsfaktor - für einen möglichst großen Konvergenzbereich - ermittelt. Es wird dann geprüft, ob die folgende Fehlerschranke  $\epsilon$  unterschritten oder erreicht wird:

$$\sqrt{(k_1 - k_{10})^2 + (k_2 - k_{20})^2 + (k_3 - k_{30})^2 + (k_4 - k_{40})^2 + (k_5 - k_{50})^2} \leq \epsilon \quad (3.21)$$

Wenn die Fehlerschranke unterschritten oder erreicht wird, erfolgt der Abbruch des Iterationsvorgangs, ansonsten werden dann die Werte  $(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5)$  als neue Startwerte verwendet und die Iteration beginnt erneut mit der Berechnung der Jacobischen Matrix  $\mathbf{A}$  in den neuen Startwerten. Da es bei ungünstiger Wahl des Startvektors möglich ist, daß das Lösungsverfahren nicht konvergiert, wird ein Abbruch der Iteration durchgeführt, sobald eine Anzahl von 100 Iterationen überschritten wurde. Für die Positionsbestimmung und auch für die verwendeten Simulationsprogramme wurde dann folgender optimierter Ablauf verwendet:

- Als Ungenauigkeit bei der Bestimmung des Raddurchmessers wird ein Wert von maximal 2 % zugelassen, was in der Praxis ausreichend ist.
- Bei der Wahl der Startwerte wird für die letzte Unbekannte  $k_5$  immer mit einem einzigen festen Wert von 1.0 gearbeitet. Für die 4 weiteren Unbekannten  $k_1$  bis  $k_4$  wird zunächst mit einem mittleren Startwert versucht eine Lösung zu finden. Wenn keine Konvergenz eintritt, werden über 3000 andere Startwerte erprobt.
- Eine berechnete Position wird nur dann als gültig akzeptiert, wenn die aus den berechneten Positionswerten ermittelten Distanzen  $d_1 = |P2 - P1|$  bis  $d_5 = |P3 - P1|$  und zusätzlich  $d_6 = |P4 - P2|$  den gemessenen Distanzen - jeweils umgerechnet auf den korrekten Raddurchmesser - entsprechen. In den durchgeführten Simulationsrechnungen war zwischen berechneter Distanz und gemessener Distanz dabei nur eine verbleibende Restabweichung von jeweils 0.05 mm zulässig. Außerdem muß auch das Winkelvorzeichen  $signum_{ji}$  zwischen den Distanzen bei den berechneten Werten dem gemessenen Winkelvorzeichen entsprechen, wobei das Winkelvorzeichen nur ausgewertet wird, wenn es größer als  $0.1^\circ$  ist. Das Winkelvorzeichen entspricht dabei der Drehrichtung zwischen den Distanzen, vergl. hierzu Gl. (3.15) auf S. 42.

- Wenn das erste Gleichungssystem für die 5 Unbekannten  $(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5)$  eine Lösung gefunden hat, wird anschließend eine Überprüfung der Ergebnisse mittels den ersten 3 und den letzten 3 Gitternetzlinien - mit einem analogen iterativen Lösungsverfahren für jeweils 3 Unbekannte - vorgenommen. Damit kann dann die richtige Bestimmung der ersten 4 Unbekannten  $k_1$  bis  $k_4$  überprüft werden.
- Nur wenn die Überprüfung mit den ersten 3 Gitternetzlinien und den letzten 3 Gitternetzlinien zu demselbigen Ergebnis wie bei den 4 Gitternetzlinien geführt hat, wird das Ergebnis als gültig akzeptiert. Ansonsten wird mit veränderten Startwerten eine erneute Positionsberechnung mit 4 Gitternetzlinien gestartet.

Nur durch diese aufwendige Überprüfung wird eine zuverlässige Positionsbestimmung sichergestellt.

### 3.2.1 Simulationsergebnisse dieses Lösungsverfahrens bei nicht-exakter Distanzmessung

Die Distanzmessung zwischen den einzelnen Schnittpunkten der Gitternetzlinien wird immer mit Abweichungen vom korrekten Wert verbunden sein. Dies ergibt sich bereits dadurch, daß der Lenkwinkel - bei Verwendung von einem Lenkwinkeldrehgeber - nur mit einer beschränkten Auflösung gemessen werden kann, wodurch sich die vom Fahrzeug ermittelte Bahnkurve von der tatsächlich zurückgelegten Bahnkurve unterscheidet, was beim Überschreiten der Gitternetzlinien automatisch zu einer Meßabweichung bei den Distanzen führt. Natürlich werden auch weitere Abweichungen bei der Wegstreckenmessung auftreten, welche z.T. systematisch und z.T. zufällig sind, die in den nachfolgend dargestellten Simulationsrechnungen aber ignoriert werden. Der grundsätzliche - und in der Simulation verwendete - Bahnverlauf entsprach dabei der nachfolgenden Skizze:

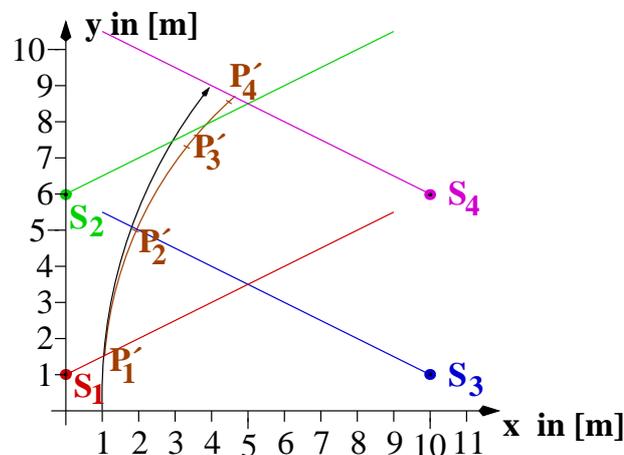


Abb. 3.4: Bahnverlauf in der Simulation bei 4 Gitternetzlinien

Bei den hier dargestellten Simulationsergebnissen waren die 4 Gitternetzlinien gemäß obiger Skizze angeordnet, die Lichtstrahlen gingen somit von den 4 Sendern  $S_1$  bis  $S_4$  aus. Die schwarze Kurve zeigt dabei den tatsächlichen und fehlerfreien Bahnverlauf. Die x-Startposition wurde dabei - in den Simulationsrechnungen - schrittweise um 0.5 m von 0 auf max. 10 m erhöht. Bei einer konstanten, positiven Lenkwinkelmeßabweichung erkennt das Fahrzeug jedoch den braun dargestellten Bahnverlauf. Das Überschreiten der Gitternetzlinien erfolgt jedoch immer zu den Zeiten, wo sich beim tatsächlichen Bahnverlauf der schwarzen Bahnkurve der Schnittpunkt mit der Gitternetzlinie ergibt. Bei der vom Fahrzeug angenommenen braunen Bahnkurve ergibt sich somit eine Abweichung bei der Bestimmung der Kreuzungspunkte mit der Gitternetzlinie. Dabei ergeben sich die fehlerhaften Kreuzungspunkte  $P'_1$  bis  $P'_4$  genau dort, wo die braune Bahnkurve jeweils die gleiche Wegstrecke wie die korrekte schwarze Bahnkurve beim Erreichen der Gitternetzlinie zurückgelegt hat. Bei größeren Distanzen wird auch die Meßabweichung immer größer, bei der ersten Position  $P'_1$  ist die Abweichung noch zu vernachlässigen, bei den letzten beiden Positionen  $P'_3$  und  $P'_4$  nimmt die Abweichung bereits recht große Werte an.

In der Realität wird nun der Lenkwinkel in Abhängigkeit von der Anzahl der Impulse des Lenkwinkeldrehgebers auf eine bestimmte Lenkwinkelauflösung gerundet. Bei einer Anzahl von z.B. 5000 Impulsen dieses Drehwinkelgebers entspricht dies dann einer entsprechenden Lenkwinkelauflösung von  $0.072^\circ$ , welche in den nachfolgend dargestellten Simulationsergebnissen verwendet wurde. Für die Berechnung der vom Fahrzeug zurückgelegten Bahnkurve wurden die hierfür verwendeten Lenkwinkelwerte dann jeweils dadurch bestimmt, daß zunächst die jeweils aktuelle Impulszahl des Lenkwinkeldrehgebers bestimmt wurde. Diese Impulszahl wurde dann mit der Lenkwinkelauflösung von  $0.072^\circ$  multipliziert, hierzu wurde dann noch der halbe Wert der Lenkwinkelauflösung dazuaddiert. Im Ergebnis entsprach dies einem kaufmännischen Runden des Lenkwinkels, es ergab sich dabei somit ein maximaler Lenkwinkelfehler von  $\pm 0.036^\circ$ .

In den hier dargestellten Simulationsergebnissen wurde dabei mit einem konstanten Lenkwinkel für die jeweilige Bahnkurve bei einem einzelnen Simulationsdurchlauf gearbeitet. Der Fahrzeuglenkwinkel lag dabei zwischen  $-20^\circ$  bis  $+20^\circ$  bei einer inkrementalen Erhöhung von jeweils  $0.25^\circ$ . Der Startwinkel der Fahrzeuglängsachse lag bei der Simulation dabei zwischen  $-45^\circ$  bis  $+45^\circ$  bei einem Startwinkelinkrement von jeweils  $0.5^\circ$ . Es wurden dabei etwa 32800 unterschiedliche Bahnkurven untersucht, wobei jeweils nur Bahnkurven zugelassen wurden, wo sich auch entsprechende Kreuzungspunkte mit den 4 Gitternetzlinien - im Bereich von 0 bis 10 m für die x-Position bei einer positiven y-Position - ergeben haben. Für die Meßabweichungen der x-Komponente der Zielposition  $P_4$  ergab sich dann folgende Verteilung:

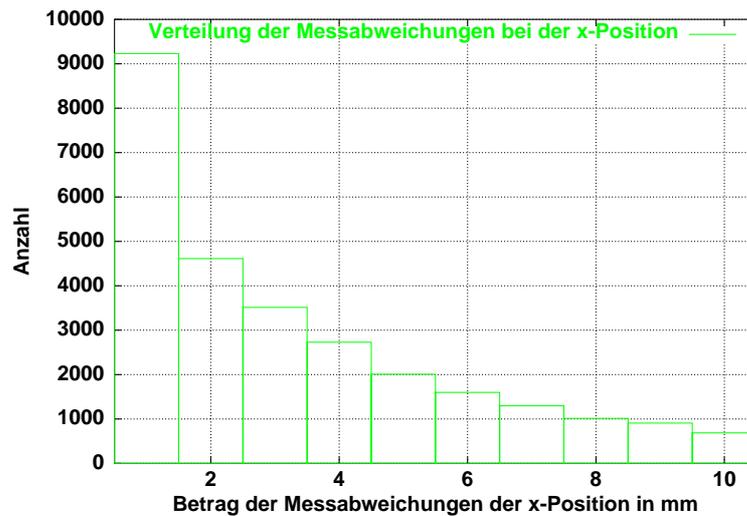


Abb. 3.5: Meßabweichungen bei 4 Gitternetzlinien im mm-Bereich

sowie bei der Darstellung der Verteilung im cm-Bereich:

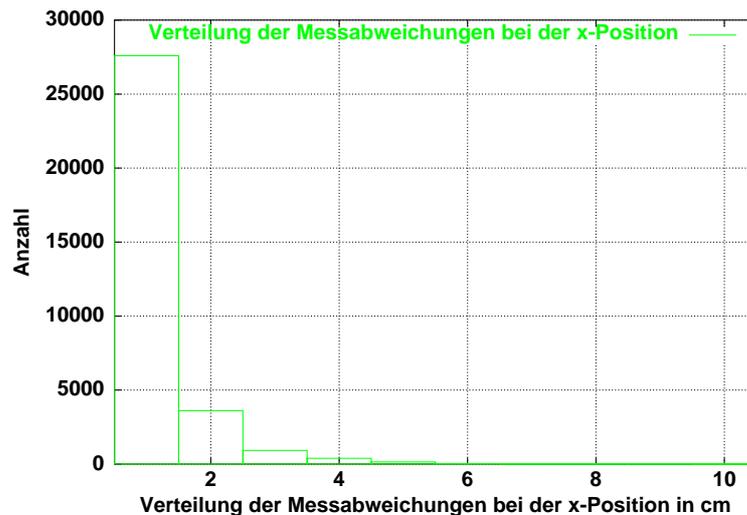


Abb. 3.6: Meßabweichungen bei 4 Gitternetzlinien im cm-Bereich

Die resultierenden Meßabweichungen bei der y-Komponente von  $P_4$  waren dabei immer nur halb so groß, weshalb diese hier nicht dargestellt werden. Die mittlere Meßabweichung bei der x-Komponente lag bei 5.3 mm. In 95 % aller Fälle lag dieser Betrag der Meßabweichung unterhalb von etwas mehr als 2 cm. In 99 % aller Fälle lag dieser Betrag der Meßabweichung unterhalb von ca. 3.5 cm. Die vom Fahrzeug zurückgelegte Bahnkurve wurde dabei iterativ, gemäß Abschnitt 3.1.2, bestimmt. Dabei wurde die Bahnkurve aus geraden Streckenabschnitten  $\Delta s_i$  mit einer Länge von jeweils  $500 \mu\text{m}$  zusammengesetzt, d.h., daß bei den dargestellten Simulationsergebnissen auch die Kreuzungspunkte mit den Gitternetzlinien nur mit dieser Auflösung bestimmt wurden.

Anschließend wurde auch noch das Verhalten bei einer zusätzlichen Abweichung von je  $500 \mu\text{m}$  bei der Bestimmung der Kreuzungspunkte der Bahnkurve mit den 4 Gitternetzlinien untersucht. Dabei wurde bei der ersten und dritten Gitternetzlinie der Kreuzungspunkt um  $500 \mu\text{m}$  zu früh und bei der zweiten und vierten Gitternetzlinie der Kreuzungspunkt um  $500 \mu\text{m}$  zu spät erkannt. Die Verteilung der Meßabweichungen wurde dadurch aber kaum verschlechtert. Zusätzliche kleine Abweichungen bei der Bestimmung der Kreuzungspunkte führen also zu keiner nennenswerten Erhöhung der Abweichungen bei den berechneten Positionswerten. Weitere Simulationsrechnungen finden sich hierzu auch wieder in dem technischen Bericht [153] auf den Seiten 61 ff. .

### 3.2.2 Bestimmung der Fahrzeugrichtung

Dadurch das nicht nur die eigentlich gesuchte Fahrzeugzielposition  $\vec{P}_4$  sondern auch die vorhergehenden Positionen  $\vec{P}_3$  bis  $\vec{P}_1$  durch das Berechnungsverfahren bestimmt werden, kann auch die Fahrzeugrichtung an der aktuellen Zielposition  $\vec{P}_4$  ermittelt werden. Dabei werden zunächst die Positionen  $\tilde{\vec{P}}_1$  bis  $\tilde{\vec{P}}_4$  über die Fahrzeugsensoren in einem Hilfskoordinatensystem bestimmt. Eine einfache Koordinatentransformation überführt dann die Position  $\tilde{\vec{P}}_4$  in die tatsächliche Zielposition  $\vec{P}_4$ , wobei dann auch das gesamte von den Radsensoren verwendete Hilfskoordinatensystem entsprechend linear verschoben wird. Die gesuchte Fahrzeugrichtung ergibt sich dann dadurch, daß das bereits linear verschobene Hilfskoordinatensystem so gedreht wird, daß sich eine möglichst gute Übereinstimmung zwischen den von den Radsensoren bestimmten Positionen  $\tilde{\vec{P}}_1$  bis  $\tilde{\vec{P}}_3$  und den berechneten Positionen  $\vec{P}_1$  bis  $\vec{P}_3$  ergibt. Um dabei eine möglichst große Genauigkeit bei der Berechnung der Fahrzeugrichtung zu erreichen, sollten die für die Berechnung der Koordinatendrehung verwendeten Positionen einen möglichst großen Abstand voneinander aufweisen. Dabei kann man davon ausgehen, daß bei min. 1 m Abstand der für die Berechnung der Koordinatentransformation verwendeten Positionen und einer Genauigkeit der Positionsbestimmung von min.  $\pm 1 \text{ cm}$  sich eine Genauigkeit bei der Bestimmung der Fahrzeugrichtung von mindestens  $\pm 1.0^\circ$  ergeben wird.

### 3.2.3 Berechnungszeiten

Auf einem Pentium I - Prozessor mit 166 MHz ergibt sich unter Linux eine durchschnittliche Berechnungszeit für die iterative Positionsbestimmung von ca. 1 msek. Wenn die 4 Positionen aber alle näherungsweise auf einer Geraden liegen, vergrößert sich die durchschnittliche Berechnungszeit auf ca. 6 msek, wobei jetzt aber die maximale Berechnungszeit bei bereits knapp 300 msek liegt. Somit sollte - für eine schnelle Positionsbestimmung

- das Fahrzeug nach Möglichkeit eine leicht gekrümmte Bahnkurve zwischen den Schnittpunkten der Gitternetzlinien zurücklegen.

### 3.3 Positionsbestimmung mit 2 Gitternetzlinien bei bekanntem Raddurchmesser

Wenn 2 Empfangsdetektoren verwendet werden, ist eine Positionsbestimmung auch mit nur jeweils 2 Gitternetzlinien möglich, wobei dabei dann aber der Raddurchmesser hinreichend exakt bekannt sein muß. Nachfolgende Skizze zeigt nun eine Anordnung des Fahrzeugs mit 2 Empfangsdetektoren, welche neben dem Antriebsrad angebracht worden sind:

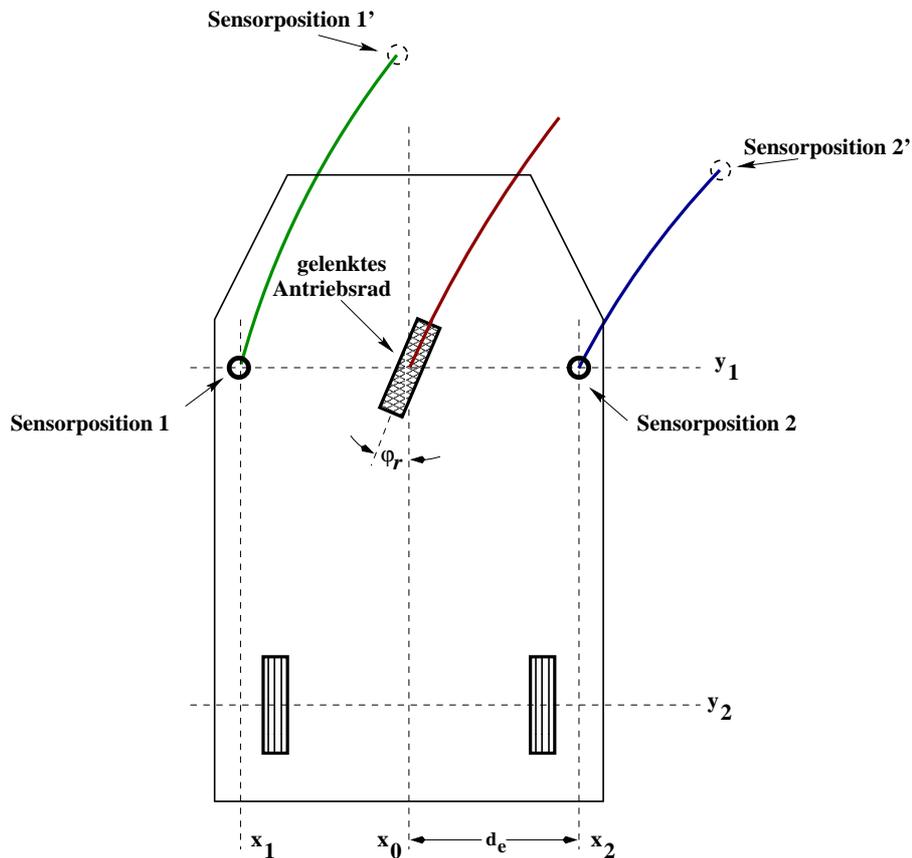


Abb. 3.7: Skizze eines Fahrzeugs mit 2 Empfangsdetektoren

Wie aus obiger Skizze unmittelbar hervorgeht, bewegen sich die beiden Sensoren 1 und 2 dabei auf anderen Bahnkurven als das Antriebsrad. Beim Überschreiten einer Gitternetzlinie kann jetzt der Fahrzeugwinkel direkt bestimmt werden, hierzu wird ein Hilfskoordinatensystem definiert, dieses Hilfskoordinatensystem hat - für das Antriebsrad - dort seinen

Ursprung, wo einer der beiden Empfangsdetektoren das Überschreiten der ersten Gitternetzlinie erkannt hat, die Berechnung startet auch zu diesem Zeitpunkt. Die Längsachse des Fahrzeugs entspricht dabei zu Beginn der y-Achse, die im Hilfskoordinatensystem beschriebene Bahnkurve gilt für das Antriebsrad des Fahrzeugs. Es wird dann in diesem Koordinatensystem aus dem Bahnverlauf des Antriebsrades der jeweilige Bahnverlauf des ersten und des zweiten Sensors bestimmt. Somit sind in diesem Hilfskoordinatensystem auch die Positionen der beiden Empfangsdetektoren zu jedem Zeitpunkt bekannt. Sobald dann auch einer der beiden Empfangsdetektoren das Überschreiten dieser ersten Gitternetzlinie zum zweiten Mal erkannt hat, endet der erste Schritt des Berechnungsablaufs. Aus den beiden Positionen der Empfangsdetektoren beim Erkennen dieser Gitternetzlinie kann dann unmittelbar die Richtung dieser ersten Gitternetzlinie im Hilfskoordinatensystem erkannt werden. Da auch die tatsächliche Richtung der jeweiligen Gitternetzlinie im vorgegebenen Raumkoordinatensystem bekannt ist, kann somit grundsätzlich die tatsächliche Richtung des Fahrzeugs bestimmt werden, wobei mögliche Mehrdeutigkeiten dabei aber noch aufgelöst werden müssen.

Zunächst soll also dargestellt werden, wie sich die Positionen der beiden Empfangsdetektoren - aus der Position des Antriebsrades - bestimmen lassen. Hierzu wird auf die Gleichungen (3.6) und (3.7) auf Seite 41 zurückgegriffen, mit welchen sich zu jedem Zeitpunkt der aktuelle Fahrzeugwinkel  $\varphi_f(s)'$  und die Position  $x(s)'$  sowie  $y(s)'$  im vorgegebenen Hilfskoordinatensystem bestimmen lassen. Beim Start der Berechnung im Koordinatenursprung gilt für die Position  $(x'_{d_1}, y'_{d_1})$  des Empfangsdetektors - welcher die Gitternetzlinie erkannt hat - im Fall des ersten Empfangsdetektors:

$$x'_{d_1} = -d_e \quad y'_{d_1} = 0 \quad (3.22)$$

und wenn der zweite, rechte Empfangsdetektor die Gitternetzlinie erkannt hat:

$$x'_{d_1} = +d_e \quad y'_{d_1} = 0 \quad (3.23)$$

Die Position  $(x'_{d_2}, y'_{d_2})$  beim Erkennen dieser ersten Gitternetzlinie zum zweiten Mal ergibt sich dann für den ersten Detektor unmittelbar zu:

$$x'_{d_2} = x(s)' - d_e \cdot \cos(\varphi_f(s)') \quad y'_{d_2} = y(s)' + d_e \cdot \sin(\varphi_f(s)') \quad (3.24)$$

und im Fall, daß der zweite Detektor die Gitternetzlinie zum zweiten Mal erkannt hat:

$$x'_{d_2} = x(s)' + d_e \cdot \cos(\varphi_f(s)') \quad y'_{d_2} = y(s)' - d_e \cdot \sin(\varphi_f(s)') \quad (3.25)$$

Die beiden Empfangsdetektoren - welche bei obigen Gleichungen auf gleicher Höhe neben dem Antriebsrad angeordnet sind - können dabei natürlich grundsätzlich beliebig an dem

Fahrzeug angeordnet werden, die obigen 4 Gleichungen müssen dann nur entsprechend angepaßt werden. Wichtig ist jedoch, daß die beiden Empfangsdetektoren einen möglichst großen Abstand aufweisen, um sicherzustellen, daß eine möglichst große Genauigkeit bei der Bestimmung des gesuchten Fahrzeugwinkels erreicht wird. Der gesuchte Winkel der Gitternetzlinie  $\varphi'_s$  im vorgegebenen Hilfskoordinatensystem ergibt sich dann direkt zu:

$$\varphi'_s = \arctan \frac{y'_{d_2}}{x'_{d_2} - x'_{d_1}} \quad (3.26)$$

Wenn  $x'_{d_2} = x'_{d_1}$  gilt, nimmt  $\varphi'_s$  automatisch einen Wert von  $90^\circ$  an. Auch wenn bei bestimmten, gekrümmten Bahnkurven nur ein einzelner Empfangsdetektor 2-mal hintereinander die Gitternetzlinie überschreitet, können obige Gleichungen verwendet werden. Wenn jedoch die Gitternetzlinie nur berührt wird oder die Distanz zwischen den beiden Schnittpunkten mit der Gitternetzlinie für eine ausreichend korrekte Winkelmessung zu klein sein sollte, können obige Gleichungen nicht verwendet werden. Es muß dann einfach gewartet werden, bis das Fahrzeug eine Gitternetzlinie derart überschreitet, daß die Berechnung des Winkels  $\varphi'_s$  erfolgreich durchgeführt werden kann.

Für die Bestimmung der realen Fahrzeugrichtung  $\varphi_{fStart}$  im tatsächlichen Raumkoordinatensystem beim erstmaligen Überschreiten der betreffenden Gitternetzlinie durch einen der beiden Empfangsdetektoren, gilt dann folgender einfacher Zusammenhang:

$$\varphi_{fStart} = \varphi'_s - \varphi_{s_i} \quad (3.27)$$

wobei  $\varphi_{s_i}$  den Winkel der jeweiligen abgestrahlten Gitternetzlinie - bezogen auf die x-Achse des Raumkoordinatensystems - angibt. Obige Gleichung entspricht einer Drehung der beiden Koordinatensysteme, gemäß folgender Skizze:

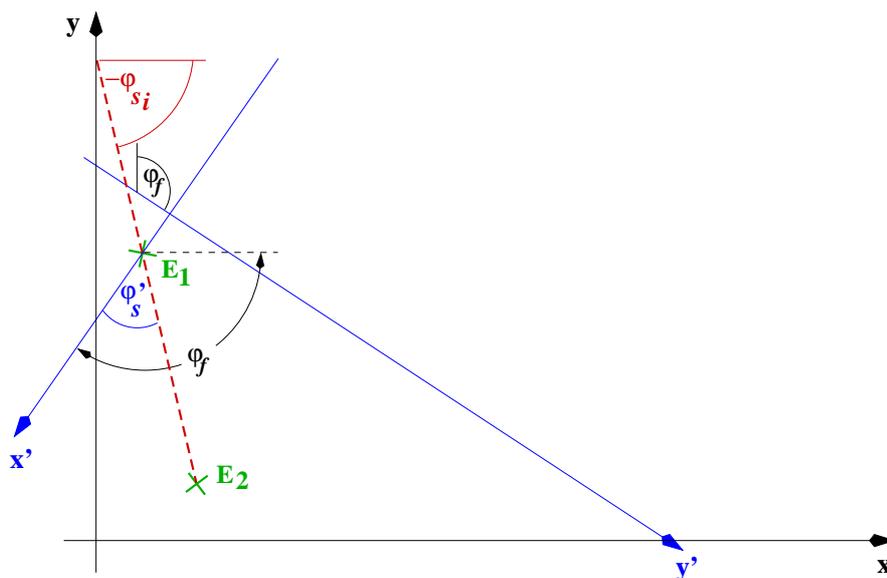


Abb. 3.8: Drehung zwischen dem Hilfs- und dem Raumkoordinatensystem

Um die Drehung des Hilfskoordinatensystems in das Raumkoordinatensystem immer in allen Fällen durchführen zu können, müßte zwar zu  $\varphi_{fStart}$  teilweise noch ein Wert von  $180^\circ$  dazu addiert werden. Diese Mehrdeutigkeit bei der Bestimmung der realen Fahrzeugrichtung kann jedoch nicht unmittelbar aufgelöst werden. Wenn die einzelnen Gitternetzlinien jedoch eindeutig codiert sind, besteht die Möglichkeit zunächst mit beiden Fahrzeugrichtungen weiter zu rechnen, sobald die zweite Gitternetzlinie erreicht ist, läßt sich unterscheiden, welche der beiden Fahrzeugrichtungen richtig ist. Eine alternative Lösungsmöglichkeit besteht darin, daß man eine grobe Vorkennntnis der realen Fahrzeugrichtung besitzt, oder daß man mit einem einfachen magnetischen Sensor eine zusätzliche, grobe Richtungsbestimmung für die Fallunterscheidung vornimmt.

Sobald einer der beiden Empfangsdetektoren nun das Überschreiten der zweiten Gitternetzlinie erkennt, kann die Positionsbestimmung durchgeführt werden, wobei hier zunächst davon ausgegangen wird, daß der Raddurchmesser für diese Berechnung hinreichend genau bekannt ist. Hierzu ist die zurückgelegte Wegstrecke  $l_x$  in x-Richtung und  $l_y$  in y-Richtung im Raumkoordinatensystem zwischen den beiden Gitternetzlinien zu bestimmen. Zurückgelegte Wegstrecke ist dabei die Wegstrecke in x- und y-Richtung der zugehörigen Empfangsdetektoren und nicht des Antriebsrades. Dazu ist zunächst der Verlauf des Winkels am Antriebsrad zu bestimmen, wobei diese Berechnung bereits beim erstmaligen Überschreiten der ersten Gitternetzlinie beginnen muß, auch wenn zu diesem Zeitpunkt die reale Fahrzeugrichtung  $\varphi_{fStart}$  noch nicht bekannt ist! Hierzu wird die Gleichung (3.6) entsprechend umgeschrieben:

$$\widetilde{\varphi}_a(s'_j) = \varphi_{r1} + \sum_{i=1}^j \frac{\sin \varphi_r(s'_i)}{l} \cdot \Delta s'_i \quad (3.28)$$

Dabei gibt  $\varphi_{r1}$  den Lenkwinkel zu Beginn dieser iterativen Berechnung an, die zurückgelegte Wegstrecke  $s'$  startet dann mit einem Wert von Null. Sobald die Empfangssensoren bei der ersten Gitternetzlinie zum zweiten Mal das Überschreiten erkannt haben, kann mit der Bestimmung der Abstände  $l_x$  und  $l_y$  begonnen werden. Hierzu wird zunächst der Winkel am Antriebsrad auf den Wert im realen Raumkoordinatensystem umgerechnet:

$$\varphi_a(s''_j) = \varphi_{fStart} + \widetilde{\varphi}_a(s'_n) + \sum_{i=1}^j \frac{\sin \varphi_r(s''_i)}{l} \cdot \Delta s''_i \quad (3.29)$$

Hierbei gibt  $\widetilde{\varphi}_a(s'_n)$  den festen Winkel am Antriebsrad im Hilfskoordinatensystem an, welcher zum Zeitpunkt des Überschreitens der ersten Gitternetzlinie zum zweiten Mal erreicht worden ist. Die zurückgelegte Wegstrecke  $s''$  startet dabei wieder an diesem Punkt bei Null. Dementsprechend kann dann auch der Verlauf des Winkels der Fahrzeuglängsachse  $\varphi_f(s''_j)$  im realen Koordinatensystem bestimmt werden:

$$\varphi_f(s''_j) = \varphi_a(s''_j) - \varphi_r(s''_j) \quad (3.30)$$

wobei  $\varphi_r(s''_j)$  wiederum den Lenkwinkel am Antriebsrad angibt. Es kann jetzt mit der Abstandsmessung in x- und y-Richtung begonnen werden, diese Berechnung wird zunächst für das Antriebsrad - mit den Variablen  $r_x$  und  $r_y$  - durchgeführt, erst zum Abschluß der Berechnung wird die Umrechnung auf die relevanten Empfangssensoren vorgenommen, wozu Gleichung (3.7) entsprechend umgeschrieben wird:

$$r_x = \sum_{i=1}^n \sin(\varphi_a(s''_i)) \cdot \Delta s''_i \quad r_y = \sum_{i=1}^n \cos(\varphi_a(s''_i)) \cdot \Delta s''_i \quad (3.31)$$

Diese Berechnung beginnt sobald bei der ersten Gitternetzlinie das Überschreiten dieser Gitternetzlinie zum zweiten Mal erkannt wurde und endet sobald bei der zweiten Gitternetzlinie erstmalig das Überschreiten detektiert wurde. Dabei kann jeweils einer der beiden Empfangsdetektoren für diese Erkennung in Frage kommen, so daß sich insgesamt 4 verschiedene Kombinationsmöglichkeiten für die Bestimmung der gesuchten Abstände  $l_x$  und  $l_y$  ergeben. Bei den angegebenen Indizes  $i$  und  $j$  der Abstände  $l_{x_{ij}}$  und  $l_{y_{ij}}$  gibt  $i$  die Nummer des Empfangsdetektors an, welcher die erste Gitternetzlinie zum zweiten Mal erkannt hat und  $j$  gibt die Nummer des Empfangsdetektors an, welcher die zweite Gitternetzlinie zum ersten Mal erkannt hat. Bei den Winkeln der Fahrzeuglängsachse im realen Raumkoordinatensystem gibt  $\varphi_{f_1}$  den Winkel zum Zeitpunkt an, wo die erste Gitternetzlinie zum zweiten Mal erkannt wurde und  $\varphi_{f_2}$  beschreibt den Winkel wo die zweite Gitternetzlinie zum ersten Mal erkannt wurde:

$$l_{x_{11}} = r_x + d_e \cdot \cos(\varphi_{f_1}) - d_e \cdot \cos(\varphi_{f_2}) \quad (3.32)$$

$$l_{y_{11}} = r_y - d_e \cdot \sin(\varphi_{f_1}) + d_e \cdot \sin(\varphi_{f_2})$$

$$l_{x_{12}} = r_x + d_e \cdot \cos(\varphi_{f_1}) + d_e \cdot \cos(\varphi_{f_2})$$

$$l_{y_{12}} = r_y - d_e \cdot \sin(\varphi_{f_1}) - d_e \cdot \sin(\varphi_{f_2})$$

$$l_{x_{21}} = r_x - d_e \cdot \cos(\varphi_{f_1}) - d_e \cdot \cos(\varphi_{f_2})$$

$$l_{y_{21}} = r_y + d_e \cdot \sin(\varphi_{f_1}) + d_e \cdot \sin(\varphi_{f_2})$$

$$l_{x_{22}} = r_x - d_e \cdot \cos(\varphi_{f_1}) + d_e \cdot \cos(\varphi_{f_2})$$

$$l_{y_{22}} = r_y + d_e \cdot \sin(\varphi_{f_1}) - d_e \cdot \sin(\varphi_{f_2})$$

Dabei folgt aus den letzten obigen Gleichungen unmittelbar  $\varphi_{f_1} = \varphi_{f_{start}} + \varphi_a(\widetilde{s'_n}) - \varphi_r(s'_n)$ . Die Berechnungssoftware entscheidet dann eigenständig, mittels einfacher Fallunterscheidungen, welche der obigen Gleichungen für die Berechnung von  $l_x$  und  $l_y$  verwendet werden muß, gemäß den oben angegebenen Kriterien. Zur Verdeutlichung sollen die Zusammenhänge in folgender Skizze dargestellt werden:

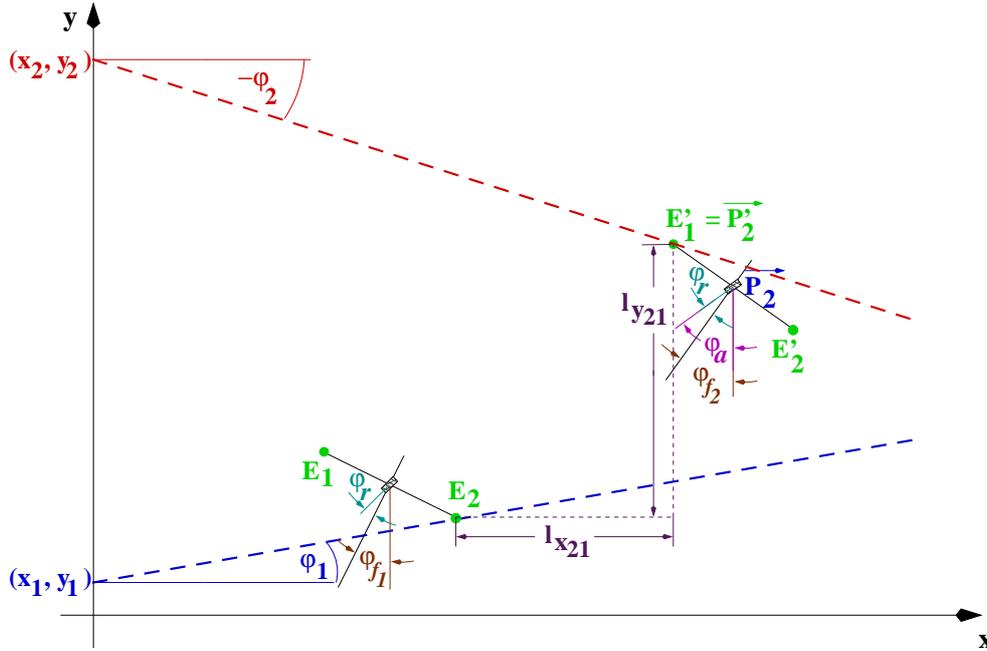


Abb. 3.9: Skizze zur Positionsbestimmung bei 2 Gitternetzlinien

Die entsprechende Berechnung der Zielposition  $\vec{P}'_2$  - zunächst für den jeweiligen Empfangsdetektor - ergibt sich aus einfachen Geradengleichungen, siehe hierzu den technischen Bericht [153] auf den Seiten 5 f., so daß im Ergebnis für die Positionsberechnung die folgenden zwei Gleichungen zu verwenden sind:

$$k_2 = \frac{\sin \varphi_1 \cdot (x_2 - x_1 - l_{x_{ij}}) + \cos \varphi_1 \cdot (y_1 - y_2 + l_{y_{ij}})}{\sin \varphi_2 \cdot \cos \varphi_1 - \sin \varphi_1 \cdot \cos \varphi_2} \quad (3.33)$$

$$\vec{P}'_2 = (k_2 \cdot \cos \varphi_2 + x_2) \cdot \vec{e}_x + (k_2 \cdot \sin \varphi_2 + y_2) \cdot \vec{e}_y \quad (3.34)$$

Abschließend muß dann nur noch die Position  $\vec{P}'_2$  des jeweiligen Empfangsdetektors 1 oder 2 zum Zeitpunkt der Erkennung der zweiten Gitternetzlinie auf die Position des Antriebsrades  $\vec{P}_2$  umgerechnet werden, hierfür gilt für den Empfangsdetektor 1 dann:

$$\vec{P}_2 = (P'_{2x} + d_e \cdot \cos(\varphi_{f_2}) \cdot \vec{e}_x + (P'_{2y} - d_e \cdot \sin(\varphi_{f_2}) \cdot \vec{e}_y \quad (3.35)$$

und entsprechend für den Empfangsdetektor 2:

$$\vec{P}_2 = (P'_{2x} - d_e \cdot \cos(\varphi_{f_2}) \cdot \vec{e}_x + (P'_{2y} + d_e \cdot \sin(\varphi_{f_2}) \cdot \vec{e}_y \quad (3.36)$$

Das hier dargestellte Berechnungsverfahren kommt ohne nichtlineare Gleichungen aus, so daß auf ein iteratives Lösungsverfahren, mit der Vorgabe von Startwerten, verzichtet werden kann. Insbesondere erhält man auch immer eine eindeutige Lösung, wenn sich beide Gitternetzlinien nicht kreuzen. Dies bedeutet, daß die Gitternetzlinien für die praktische Anwendung grundsätzlich kreuzungsfrei angeordnet werden sollen, wobei aufeinanderfolgende Gitternetzlinien einen möglichst großen Winkel zueinander aufweisen sollten, damit sich Distanzmeßabweichungen möglichst gering auswirken. Denkbar ist hierbei insbesondere eine zick-zack-förmige Anordnung der Gitternetzlinien. Von großer Bedeutung ist weiterhin, daß die gesamte Berechnung bereits während der Fahrt des Fahrzeugs sukzessive vorgenommen wird, d.h. nach dem Überschreiten der 2-ten Gitternetzlinie steht die gefragte Zielposition praktisch ohne weitere Berechnungszeit unmittelbar zur Verfügung.

### 3.3.1 Betrachtung der Meßabweichungen für obiges Berechnungsverfahren

Bei allen nachfolgenden Betrachtungen befanden sich die beiden vorgegebenen Gitternetzlinien immer an der gleichen Stelle, wobei folgende Anordnung vorgegeben war:

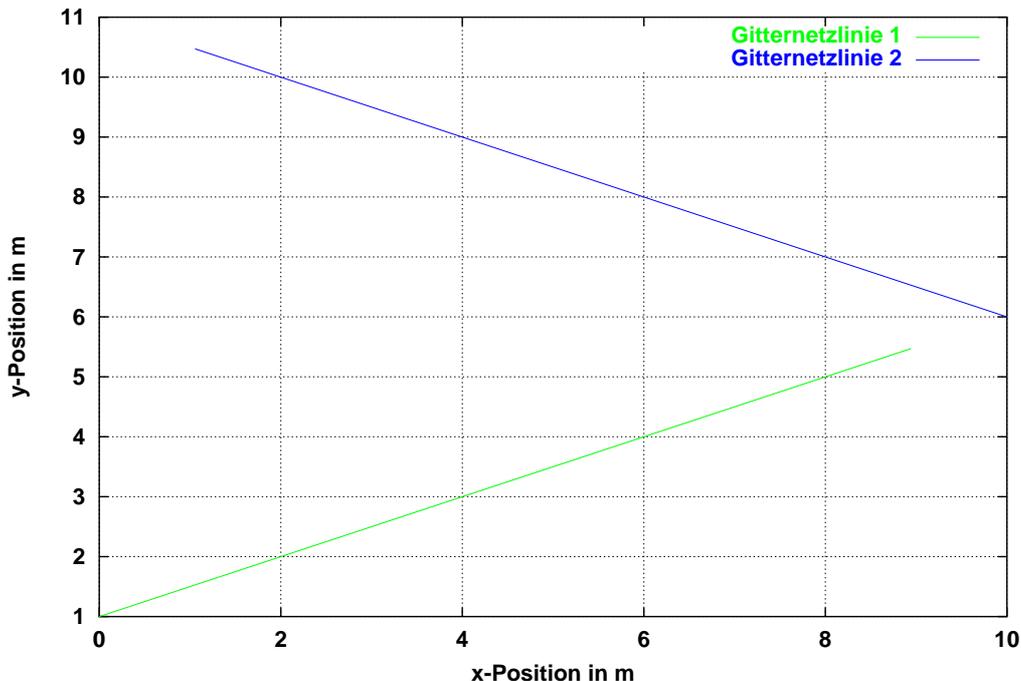


Abb. 3.10: Gitternetzlinienanordnung bei Simulation mit 2 Empfangsdetektoren

Bei den nachfolgend durchgeführten Berechnungen lag die Startposition des Fahrzeugs immer auf der x-Achse, wobei der x-Startwert jeweils in einem Bereich zwischen 5.5 bis 10 m bei einer Schrittweite von 0.5 m lag. Bei der Startposition wurde in den Simulationsrechnungen für den Winkel der Fahrzeuglängsachse ein Wert von  $-45.0^\circ$  bis  $+45.0^\circ$  mit einer Schrittweite von  $0.5^\circ$  vorgegeben. Der konstante Lenkwinkel lag dabei zwischen  $-4.5$  und  $+5.75^\circ$  mit einer Schrittweite von  $0.25^\circ$ , wobei ein größerer Bereich für den Lenkwinkel nicht notwendig und sinnvoll ist, weil sich außerhalb dieses oben definierten Lenkwinkelbereiches keine weiteren Schnittpunkte der Bahnkurve mit den beiden vorgegebenen Gitternetzlinien ergeben. Der horizontale Abstand zwischen dem Antriebsrad und dem linken oder rechten Detektor lag bei jeweils 0.2 m, der vertikale Abstand zwischen dem Antriebsrad und der Hinterachse lag bei 0.36 m. Es wurde mit einer Länge von 0.5 mm der geraden Streckenabschnitte  $\Delta s_i$  gearbeitet, dieser Wert ist so klein, daß ein hierdurch verursachter zusätzlicher Fehler praktisch völlig vernachlässigt werden kann. Insgesamt ergaben sich dann bei ca. 22300 Bahnkurven auch Schnittpunkte mit den beiden vorgegebenen Gitternetzlinien, so daß hierfür eine Betrachtung der Meßabweichungen durchgeführt werden konnte. Dabei wurde zunächst die fehlerfreie Position bei der Kreuzung eines Detektors mit der zweiten Gitternetzlinie berechnet, welche sich ergibt wenn mit einem exakten Lenkwinkel gearbeitet wird. Anschließend wurde dann die fehlerbehaftete Position gemäß dem obigen Berechnungsverfahren bestimmt, wenn der Lenkwinkel jeweils auf die vorgegebene Lenkwinkelauflösung von  $0.072^\circ$  abgerundet wurde. Nachfolgend wird die resultierende Verteilung der Meßabweichungen dargestellt, zunächst für die x-Position in 2 Auflösungsstufen:

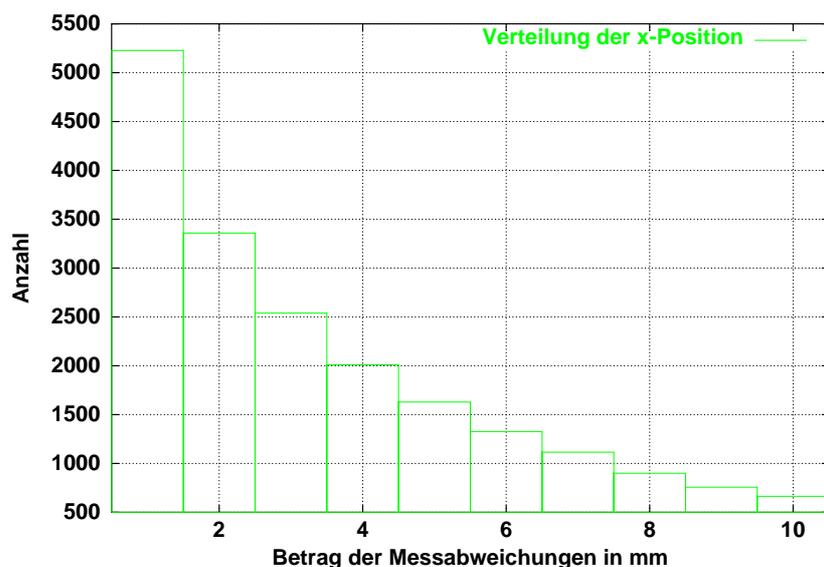


Abb. 3.11: Meßabweichungen der x-Position bei 2 Gitternetzlinien im mm-Bereich

sowie:

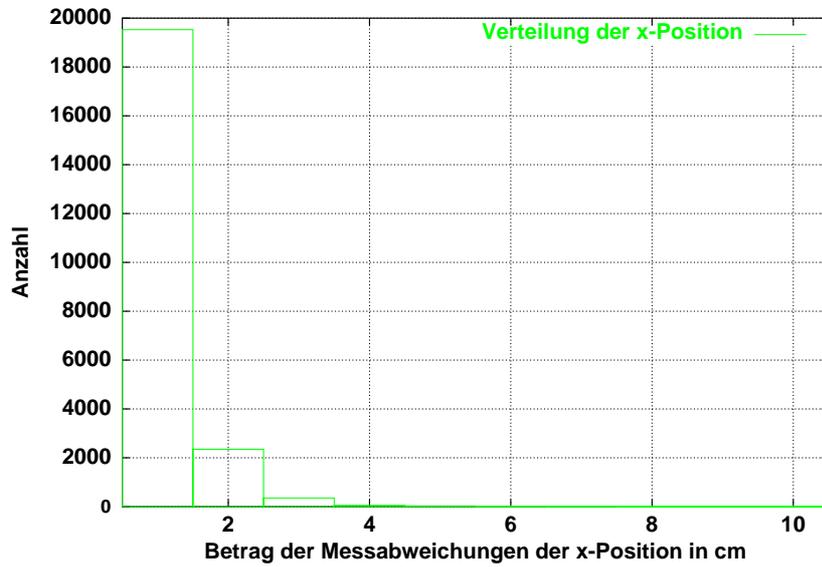


Abb. 3.12: Meßabweichungen der x-Position bei 2 Gitternetzlinien im cm-Bereich

Dementsprechend die Verteilung der Meßabweichungen für die y-Position:

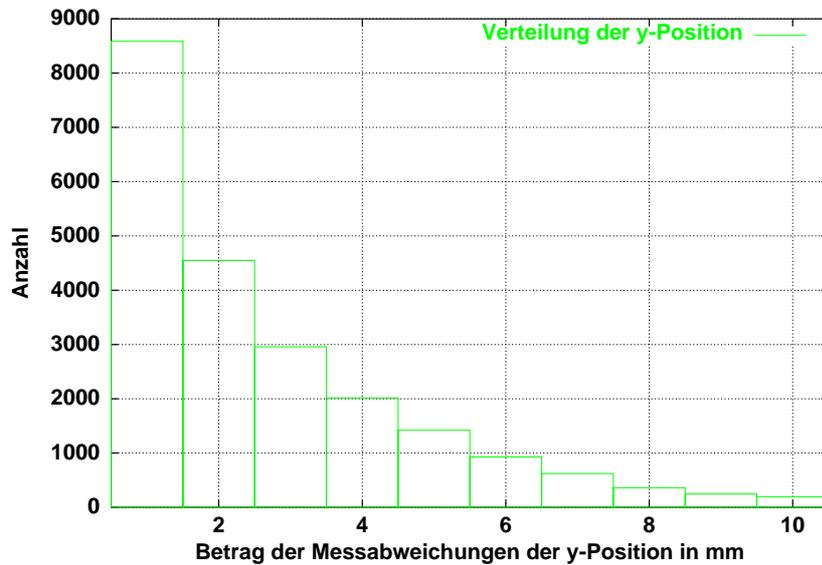
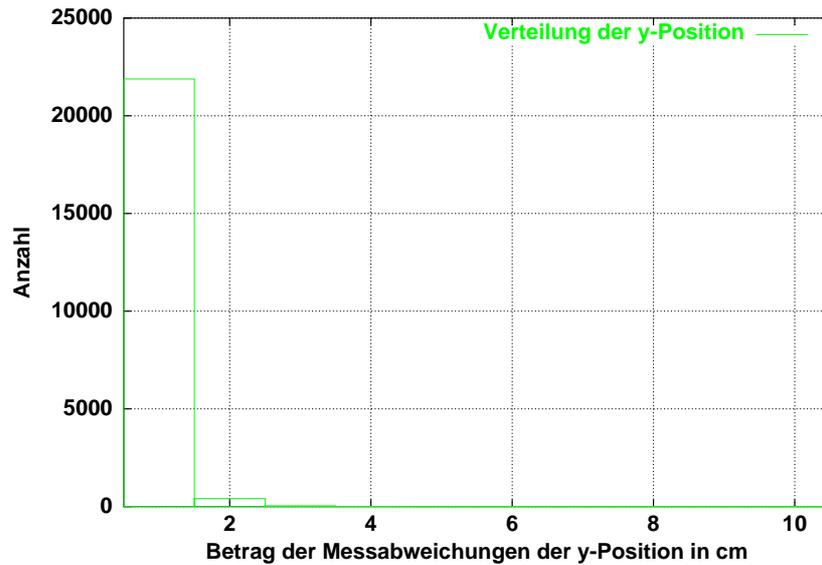


Abb. 3.13: Meßabweichungen der y-Position bei 2 Gitternetzlinien im mm-Bereich

sowie:



**Abb. 3.14:** Meßabweichungen der y-Position bei 2 Gitternetzlinien im cm-Bereich

Obige Histogramme zeigen eindeutig, daß bei fast allen Positionen die maximale Meßabweichung bei ca. 2 cm liegt, wobei die mittlere Abweichung bei der x-Position bei 4.7 mm und bei der y-Position bei 2.4 mm liegt. Wenn die Auflösung bei der Messung des Fahrzeuglenkwinkels reduziert wird, steigt die mittlere Meßabweichung entsprechend linear an.

### 3.3.1.1 Verlauf der Meßabweichungen bei zusätzlichen additiven Abweichungen bei der Bestimmung der Kreuzungspunkte der Gitternetzlinien mit den Empfangsdetektoren

Um die Ungenauigkeit bei der Bestimmung der Kreuzungspunkte zu simulieren, wurde an den Kreuzungspunkten der Empfangsdetektoren mit den Gitternetzlinien eine zusätzliche Abweichung berücksichtigt. Beim ersten, linken Empfangsdetektor wurde dabei eine Abweichung dazuaddiert, beim zweiten, rechten Empfangsdetektor wurde eine entsprechende Abweichung subtrahiert. Diese zusätzliche Abweichung lag dabei in den Simulationsberechnungen zwischen  $100\ \mu\text{m}$  und  $1.9\ \text{mm}$  bei einer Schrittweite von  $200\ \mu\text{m}$ . Für eine korrekte Positionsbestimmung als Referenz wurde dabei natürlich zunächst ohne diese additive Abweichung gearbeitet. Für die mittlere Meßabweichung ergibt sich dabei der folgende Verlauf:

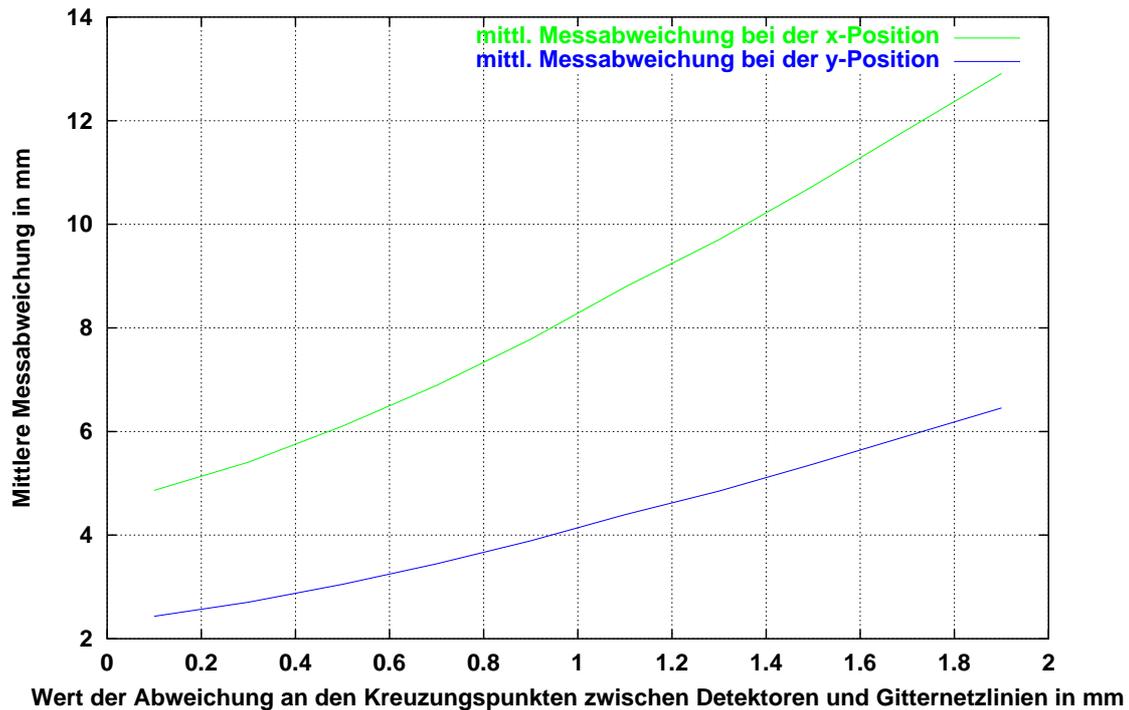


Abb. 3.15: Meßabweichung bei 2 Gitternetzlinien bei ungenauen Kreuzungspunkten

Die Distanzmessung mittels der Fahrzeugsensoren und die Schnittpunktbestimmung sollten somit mit einer möglichst hohen Genauigkeit erfolgen.

### 3.3.1.2 Auswirkung auf die Positionsbestimmung bei einem nicht exakt bekannten Raddurchmesser

Da der Raddurchmesser auch bei einer Referenzmessung nie exakt bestimmt werden kann, wurde auch untersucht wie sich eine zusätzliche Abweichung bei der Bestimmung des Raddurchmessers auswirkt. Im Ergebnis führt eine Ungenauigkeit von bis zu 0.1 % bei der Bestimmung des Raddurchmessers zu keinen nennenswerten zusätzlichen Abweichungen bei der Positionsbestimmung. Weitere detaillierte Simulationsrechnungen, bzgl. dem Verlauf der Meßabweichungen, findet man unter [153] ab der Seite 73.

### 3.3.2 Referenzmessung zur Bestimmung des Raddurchmessers

Die Grundidee für eine Referenzmessung besteht darin, daß hierfür 2 zusätzliche parallele Gitternetzlinien in einem exakten Abstand, von z.B. 1 m, verwendet werden. Dabei wird die Lenkung auf einen Lenkwinkel von  $0^\circ$  möglichst exakt fest eingestellt, d.h., daß sich das Fahrzeug auf einer geraden Linie für den Zeitraum der Referenzmessung bewegt. Beim Überschreiten der ersten Gitternetzlinie wird der Fahrzeugwinkel bestimmt, beim

Überschreiten der zweiten Gitternetzlinie kann dann die zurückgelegte Streckenlänge und auch der Fahrzeugwinkel noch ein zweites Mal bestimmt werden. Über einfache trigonometrische Beziehungen kann dann die tatsächlich zurückgelegte Streckenlänge bestimmt werden, woraus über die Zahl der Indeximpulse des Drehimpulsgebers am Antriebsrad unmittelbar die Länge der einzelnen, geraden Streckenabschnitte  $\Delta s_i$  bestimmt werden kann. Der eigentliche Raddurchmesser ist dabei nicht notwendigerweise zu berechnen. Folgende Skizze zeigt den grundsätzlichen Ablauf:

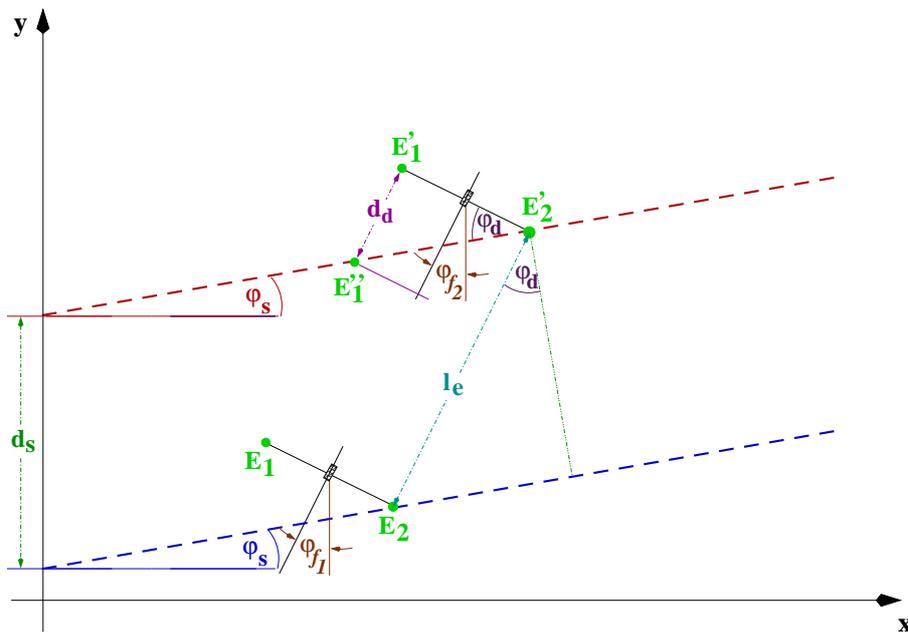


Abb. 3.16: Referenzmessung zur Raddurchmesserbestimmung

Bei den beiden unbekanntem Strecken  $d_d$  und  $l_e$  ist die Impulszahl des Drehimpulsgebers beim Antriebsrad bekannt, d.h. es gilt:

$$d_d = i_d \cdot \Delta s_i \quad l_e = i_l \cdot \Delta s_i \quad (3.37)$$

Für die trigonometrischen Beziehungen gilt:

$$\cos \varphi_d = \frac{d_s}{l_e} = \frac{d_s}{i_l \cdot \Delta s_i} \quad \tan \varphi_d = \frac{d_d}{2 \cdot d_e} = \frac{i_d \cdot \Delta s_i}{2 \cdot d_e} \quad (3.38)$$

Hieraus folgt für den gesuchten Wert  $\Delta s_i$ :

$$\Delta s_i = \frac{2 \cdot d_s \cdot d_e}{\sqrt{4 \cdot d_e^2 \cdot i_l^2 - i_d^2 \cdot d_s^2}} \quad (3.39)$$

Die erreichbare Genauigkeit der Positionsbestimmung wurde durch umfangreiche Simulationsberechnungen bestimmt, Details finden sich hierzu unter [153] ab der Seite 95. Zusammenfassend ergaben sich folgende Resultate:

- Der Winkel  $\varphi_d$  in obiger Skizze sollte möglichst klein sein, bei Werten bis zu etwa  $10^\circ$  wird die Bestimmung von  $\Delta s_i$  nicht wesentlich verschlechtert.
- Die Genauigkeit ist dann im wesentlichen davon abhängig, wie genau der Lenkwinkel auf Null justiert werden kann. Bei einem sehr kleinen Lenkwinkel von max.  $0.09^\circ$  ist noch eine Genauigkeit von 0.1% bei der Bestimmung von  $\Delta s_i$  möglich.

Auch wenn sich das Fahrzeug während der Referenzmessung nur näherungsweise auf einer geraden Linie bewegt und der Lenkwinkel somit größer ist als die oben angegebenen  $0.1^\circ$ , kann obiger Ansatz als Grundlage für ein erweitertes Berechnungsverfahren verwendet werden. Aus Platzgründen kann auf dieses erweiterte Berechnungsverfahren hier aber nicht eingegangen werden.

### 3.4 Optimales Berechnungsverfahren und geeignete Positionierung der Lichtgitter

In den letzten beiden Abschnitten 3.3 und 3.2 wurden 2 Berechnungsverfahren angegeben, die für die Positionsbestimmung geeignet sind. Um eine möglichst gute Genauigkeit bei der Positionsbestimmung zu erreichen, ist dabei eine Kombination aus beiden Berechnungsverfahren zu empfehlen, wobei dann mit 4 Gitternetzlinien und 2 Empfangsdetektoren gearbeitet wird. Das Berechnungsverfahren - gemäß Abschnitt 3.3 - mit 2 Gitternetzlinien liefert dann 6 mögliche Lösungen, das Berechnungsverfahren - gemäß Abschnitt 3.2 - mit 4 Gitternetzlinien liefert dann 2 mögliche Lösungen und gleichzeitig auch den aktuellen Raddurchmesser. Die 8 Lösungen, welche sich somit insgesamt ergeben, beziehen sich zwar zunächst auf z.T. unterschiedliche Zielpositionen, können aber problemlos auf eine gemeinsame Zielposition umgerechnet werden, in dem die dann verbleibenden Teilwegstrecken durch die Positionsmessung mittels Radsensoren bestimmt werden. Eine Verknüpfung der 8 Einzelmessungen ist durch eine einfache Mittelwertbildung möglich, eine höhere Genauigkeit bietet jedoch die Verknüpfung der Einzelergebnisse über ein geeignetes Kalman-Filter höherer Ordnung, siehe [42], [54], [200], [158], dessen Entwurf aber hier nicht mehr dargestellt werden kann.

Die Anordnung der Gitternetzlinien kann dabei entweder nur in einem oder mehreren abgetrennten Raumbereich(-en) oder im gesamten Raum erfolgen, wobei im letzten

Fall bei größeren Räumen mehr als 4 Gitternetzlinien sinnvoll sind. Für eine geeignete Anordnung der Gitternetzlinien können folgende Richtlinien aufgestellt werden:

- Bei kleineren bis mittelgroßen Räumen - bis zu einer Länge und Breite von ca. 10 m - ist es sinnvoll mindestens 4 aktive Landmarken zur Erzeugung eines Lichtgitternetzes gleichmäßig über den Raum zu verteilen. Notwendig ist es dabei natürlich, daß die Gitternetzlinien nur in Ausnahmefällen durch Gegenstände, Personen oder andere bewegte Objekte verdeckt werden können. Für eine möglichst genaue Positionsbestimmung sind dabei entsprechend geringe, relevante Bodenunebenheiten wichtig, siehe hierzu Abschnitt 4.3.1 auf Seite 69.
- Bei deutlich größeren Räumen ist es grundsätzlich sinnvoll diesen Raum in mehrere Teilbereiche aufzuteilen, die sich u.U. auch überlappen können. Dies ist sinnvoll, weil ein einzelnes Koordinatensystem bei größeren Abmessungen nicht mehr praktikabel ist, da bereits eine minimale Verdrehung des Koordinatensystems zu entsprechend großen Abweichungen bei der x- oder y-Position führt. Daraus ergeben sich entsprechende Schwierigkeiten bei der Positionierung der aktiven Landmarken und unrealistisch hohe Anforderungen an die Genauigkeit bei der Bestimmung des Fahrzeugwinkels.
- Innerhalb eines Raumes oder Raumbereiches kann es sinnvoll sein, die Gitternetzlinien nur in einem abgegrenzten Teilbereich zu plazieren. Dieser Bereich wird dann vom Fahrzeug regelmäßig angefahren um eine erneute Positions- und Fahrzeugwinkelbestimmung vorzunehmen. Dieser abgegrenzte Teilbereich sollte dann nur für diese Positionsbestimmung reserviert werden, um sicherzustellen, daß keine Verdeckung einzelner Lichtstrahlen erfolgen kann. Außerhalb dieses Teilbereichs erfolgt dann die Positionsbestimmung über eine reine Positionsmessung mittels Radsensoren, die dabei erreichbare Genauigkeit ist im Abschnitt 4.4 ab Seite 71 angegeben. Sinnvoll ist eine derartige Vorgehensweise insbesondere dann, wenn im restlichen Raumbereich größere Bodenunebenheiten vorhanden sind oder wenn dort mit Abschattungen von Gitternetzstrahlen zu rechnen wäre. Es wird in diesem Fall dann eine maximale Wegstreckenlänge und eine maximal zulässige Entfernung definiert, nach der das Fahrzeug zum abgetrennten Bereich mit den Gitternetzlinien zurückkehren muß, um eine erneute Positionsbestimmung durchführen zu können.

Im Anhang sind im Abschnitt A ab Seite 131 detaillierte Angaben für die hardwaremäßige Realisierung dieses optischen Gitternetzverfahrens gemacht worden.



# Kapitel 4

## Versuchsaufbauten und Messungen

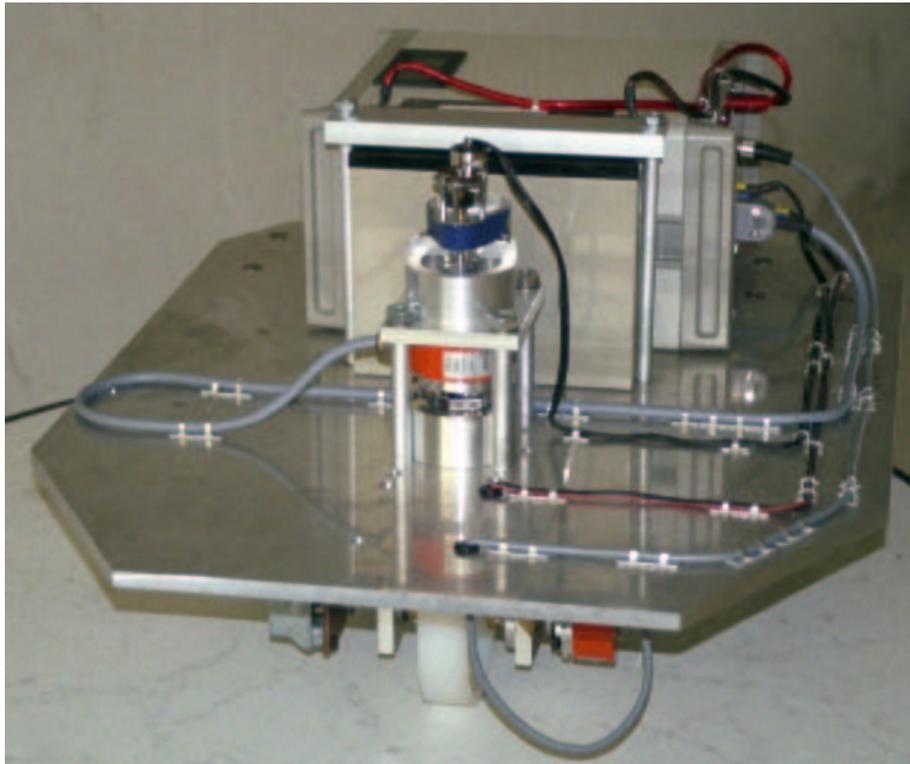
Mit etwa 500 Einzelmessungen wurde die Genauigkeit der Positionsbestimmung - ausschließlich unter Verwendung eines inkrementalen Wegstreckendrehgebers und eines absoluten Drehwinkelgebers - ermittelt.

Bei der Durchführung der Messungen wurde dabei zunächst mit möglichst hoher Genauigkeit der tatsächliche Nullpunkt des Lenkwinkelwertes in Form eines Korrekturlenkwinkelwertes bestimmt. Anschließend wurde durch weitere Messungen der effektiv wirksame Raddurchmesser des Antriebsrades und der Abstand zwischen dem mittleren Antriebsrad und der gedachten Hinterachse - bezogen auf die beiden freilaufenden Hinterräder - ermittelt.

Es wurden dann umfangreiche Messungen durchgeführt, bei denen das Fahrzeug auf unterschiedlichen Bahnkurven fuhr, wobei dann die vom Fahrzeug bestimmte Position mit der manuell nachgemessenen Position verglichen wurde. Dabei wurde zunächst auch mit festgestellter Lenkung und anschließend mit Ansteuerung des Lenkwinkelmotors in Form einer 2-Punkt-Regelung gearbeitet. Bei fast allen Meßreihen fuhr das Fahrzeug dabei nicht mit der maximal möglichen Geschwindigkeit - sondern mit einer reduzierten Geschwindigkeit von nur ca. 0.15 m/sek - wodurch Beschädigungen am Fahrzeug bei möglichen Kollisionen vermieden werden sollten. Die für die Messungen zur Verfügung stehende Fläche hatte eine Länge von 6 m und eine Breite von 5 m. In den nachfolgenden Abschnitten werden die Meßergebnisse zusammenfassend dargestellt, weitergehende Details finden sich in dem entsprechenden technischen Bericht [154].

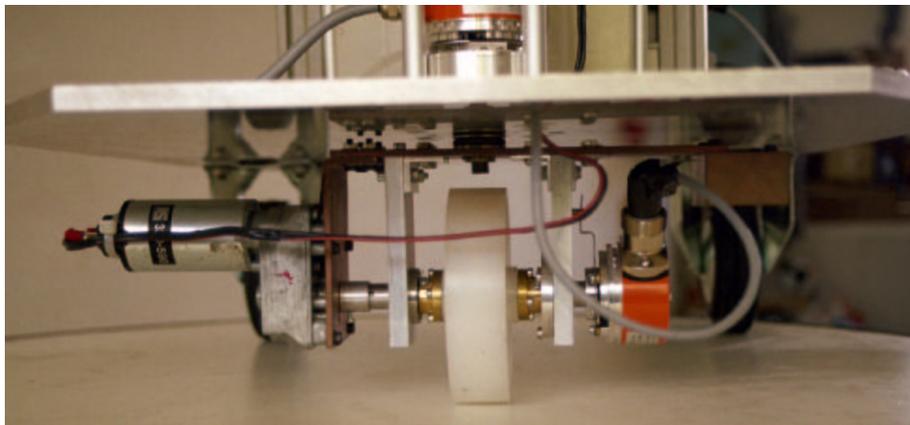
## 4.1 Kurzbeschreibung der Hard- und Software sowie der Mechanik des verwendeten Fahrzeugs

Das verwendete 3-rädrige Fahrzeug arbeitete mit einem mittleren, lenkbaren Antriebsrad und 2 einzelnen freilaufenden Hinterrädern. Folgendes Photo zeigt das Fahrzeug von vorne:



**Abb. 4.1:** Vorderansicht des verwendeten Modellfahrzeugs

Das nachfolgende Photo zeigt die Antriebseinheit des Fahrzeugs:



**Abb. 4.2:** Antriebseinheit des verwendeten Modellfahrzeugs

Das Fahrzeug hatte dabei eine Länge von 65 cm und eine Breite von 50 cm, das Fahrzeuggewicht lag bei einigen Kg. Der Abstand zwischen dem Antriebsrad und der gedachten Hinterachse lag bei ca. 360 mm, wobei das Antriebsrad einen Durchmesser von 125 mm hatte. Der inkrementale Wegstreckensensor lieferte dabei 1000 Impulse pro Umdrehung, entsprechend jeweils einem Impuls nach je 0.39 cm, was somit der Wegstreckenauflösung entspricht. Für die Lenkwinkelmessung wurde ein absoluter Drehwinkelgeber mit 13 Bit Auflösung - entsprechend  $0.0439^\circ$  - eingesetzt. Der mechanische Aufbau wurde entsprechend stabil gestaltet, um auch eine entsprechend hohe Lenkwinkelgenauigkeit erreichen zu können.

Als Rechnerhardware wurde ein Einplatinen-PC mit einem 266 MHz Pentium-Prozessor mit z.T. selbst entwickelten externen Hardwarekomponenten eingesetzt. Der Antriebsmotor konnte mit einer Pulsweitenmodulation vom Programm beliebig gesteuert werden, wobei auch eine Rückwärtsfahrt möglich war. Die Ansteuerung des Lenkwinkel-motors erfolgte in Form einer modifizierten 2-Punkt-Regelung.

## 4.2 Messungen zur Bestimmung des Korrekturlenkwinkels, des effektiven Raddurchmessers und des Abstands Antriebsrad - Hinterachse

### 4.2.1 Bestimmung des sogenannten Korrekturlenkwinkels

Der Lenkwinkeldrehgeber war in einer Position montiert, wo der Nullpunkt dieses Drehgebers nicht dem - ohnehin bei der Montage noch nicht exakt bekannten - Nullpunkt des Lenkwinkels entsprach. Der Lenkwinkel wurde dann zunächst manuell näherungsweise auf Null eingestellt. Der vorläufige Korrekturlenkwinkel wurde anschließend durch den vom Drehgeber gelieferten Winkelwert definiert. Es wurden dann mehrere Meßreihen mit einer zurückgelegten Bahnlänge von jeweils ca. 5 m durchgeführt, wobei der Lenkwinkel näherungsweise manuell auf Null gestellt wurde.

Um den Korrekturlenkwinkel endgültig zu bestimmen, wurde jeweils alle 2 cm der aktuelle Lenkwinkel während der Fahrt gemessen und gespeichert. Anschließend wurde dann die Durchbiegung der Bahnkurve in der Wegstreckenmitte manuell ausgemessen. Aus den abgespeicherten Lenkwinkelwerten konnte dann ebenfalls eine mittlere Durchbiegung berechnet werden, dieser berechnete Wert wurde dann mit dem nachgemessenen Wert verglichen und der Korrekturlenkwinkel wurde solange verändert, bis beide Werte hinreichend exakt übereinstimmten. Aus knapp 100 Einzelmessungen konnte der Nullpunkt der Lenkung und damit der Korrekturlenkwinkel mit einer Genauigkeit von insgesamt ca.

$\pm 0.01$  bis  $\pm 0.02^\circ$  durch Mittelwertbildung bestimmt werden.

### 4.2.2 Bestimmung des effektiven Raddurchmessers

Die für die Bestimmung des Lenkwinkelnullpunktes durchgeführten Messungen wurden auch für die Berechnung des effektiven Raddurchmessers verwendet, nachdem der Lenkwinkelnullpunkt bestimmt worden war. Hierzu wurde aus den gespeicherten Lenkwinkelwerten der gesamte Bahnverlauf nachgerechnet und dann aus der Zielposition die Distanz  $D$ , welche der Entfernung zum Startpunkt entspricht, gemäß  $D = \sqrt{x_{\text{ziel}}^2 + y_{\text{ziel}}^2}$  bestimmt. Bei dieser Berechnung wurde ein Raddurchmesser von 125 mm angenommen, welcher aber nicht dem exakten Wert entspricht. Es wurde dann - für jede Einzelmessung - das Verhältnis aus dieser berechneten Distanz zu der jeweils manuell nachgemessenen Distanz ermittelt. Aus allen Einzelmessungen ergab sich dann durch Mittelwertbildung ein durchschnittlicher Korrekturfaktor  $KORR_D$  zur Bestimmung des realen Raddurchmessers. Dabei lag der Wert dieses Korrekturfaktor dann natürlich näherungsweise bei 1, es wurde ein durchschnittlicher Korrekturfaktor  $KORR_D$  von ca. 1.005 ermittelt.

### 4.2.3 Bestimmung des Abstands Antriebsrad - Hinterachse

Die Zielsetzung bestand darin den tatsächlichen Abstand  $l$  zwischen dem Antriebsrad und der gedachten Hinterachse - zwischen den beiden freilaufenden Hinterrädern - zu bestimmen. Hierzu fuhr das Fahrzeug, mit fest eingestelltem Lenkwinkel, näherungsweise auf einer Kreisbahn. Der Durchmesser wurde dann sowohl manuell nachgemessen als auch aus den im Abstand von 2 cm gespeicherten Lenkwinkelwerten nachträglich mit einem Auswerteprogramm berechnet. In diesem Auswerteprogramm wurde dann mit einer Schrittweite von einem  $\mu\text{m}$  der Abstand zwischen Vorder- und Hinterachse solange verändert, bis sich eine möglichst optimale Übereinstimmung zwischen den gemessenen und den berechneten Durchmesserwerten ergeben hat. Der zunächst angenommene Abstand  $l$  zwischen Vorder- und Hinterachse lag - wie oben bereits angegeben - bei 360.0 mm, 20 Einzelmessungen haben einen realen Abstand  $l$  von ca. 358.8 mm ergeben, welcher dann auch für die nachfolgenden Messungen verwendet wurde. Die Genauigkeit dieser Abstandsbestimmung lag bei ca.  $\pm 0.5$  mm.

## 4.3 Genauigkeit der Distanzmessung

Für eine Positionsbestimmung mittels Lichtgittern ist eine möglichst genaue Distanzmessung eine wichtige Voraussetzung. Es sind deshalb umfangreiche Messungen und Auswertungen durchgeführt worden, um die Genauigkeit dieser Distanzmessung zu bestimmen.

### 4.3.1 Einfluß von Bodenunebenheiten und des Bodenbelags

Der für die Messungen verwendete Boden verfügte sowohl über großflächige Unebenheiten - mit Vertiefungen von jeweils mehreren cm - als auch über zahlreiche kleinere Bodenunebenheiten, in Form von Erhöhungen und Vertiefungen mit der Höhe und dem Durchmesser von einigen mm. Großflächige Vertiefungen führen dabei aber zu keinen Meßabweichungen bei der Wegstreckenmessung mittels Radsensoren, da die dadurch verursachte Wegstreckenverlängerung zu vernachlässigen ist. Demgegenüber führen aber die zahlreichen kleineren Bodenunebenheiten - in Form von Erhöhungen und Vertiefungen mit der Höhe und dem Durchmesser von einigen mm - zu gewissen Meßabweichungen bei der Wegstreckenmessung, welche in den folgenden Unterabschnitten noch genauer spezifiziert werden. Es wurde dabei ein dünner PVC-Bodenbelag für die Messungen benutzt, welcher auf dem Zementboden aufgeklebt wurde. Dadurch wurde zumindest eine glatte Oberfläche mit einer vernachlässigbaren Oberflächenrauheit gewährleistet.

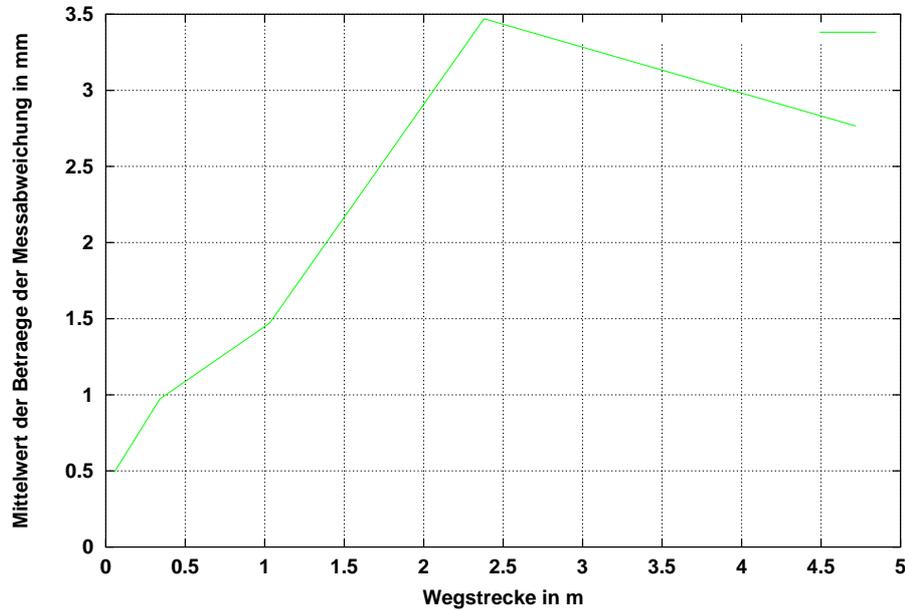
### 4.3.2 Einfluß eines möglichen Radschlupfes

Mittels 2 Meßreihen - mit insgesamt 23 Einzelmessungen - bei welchen das Fahrzeug unterschiedlich oft gestoppt wurde - wurde ein möglicher Radschlupf beim Anfahren und Stoppen des Fahrzeugs bestimmt. Hierzu wurde die vom Fahrzeug indirekt gemessene Distanz mit der manuell gemessenen Distanz verglichen. Sowohl bei Zwischenstopps alle 0.8 m als auch bei Zwischenstopps alle 0.4 m und einer Wegstrecke von jeweils ca. 5 m ergab sich kein erkennbarer Radschlupf beim Anfahren oder Stoppen des Fahrzeugs, welcher oberhalb von jeweils  $\pm 0.1$  mm lag. Dabei ist aber zu berücksichtigen, daß das Fahrzeug auf einem immer trockenen Bodenbelag fuhr und das Drehmoment beim Antriebsrad - aufgrund der geringen Geschwindigkeiten und des geringen Fahrzeuggewichts - recht klein war und nur unter diesen Bedingungen kein Radschlupf erkannt werden konnte.

### 4.3.3 Meßabweichung der Wegstreckenmessung bei unterschiedlichen Wegstreckenlängen bei linienförmigen Bahnkurven

In 5 Meßreihen - mit einer zurückgelegten Entfernung von ca. 50 mm bis ca. 4.7 m, mit insgesamt 110 Einzelmessungen - wurden die resultierenden Meßabweichungen der Distanzmessung in Abhängigkeit von der Wegstreckenlänge bestimmt. Dabei wurde mit einem näherungsweise auf Null festgestellten Lenkwinkel gearbeitet, so daß das Fahrzeug jeweils näherungsweise eine gerade Linie fuhr. Nachfolgende Skizze zeigt den Verlauf der

Mittelwerte der Beträge der Meßabweichungen in Abhängigkeit von der zurückgelegten Wegstrecke:



**Abb. 4.3:** Meßabweichung der Distanzmessung in Abhängigkeit von der Wegstreckenlänge

Bei den dargestellten Meßabweichungen wurde natürlich bereits der effektive Raddurchmesser in der Auswertung - in Form eines für alle Meßreihen konstanten Korrekturfaktors  $KORR_D$  - berücksichtigt. Bei einer Wegstreckenlänge von 2.4 m ergaben sich dabei die größten Meßabweichungen, der Betrag der maximalen Meßabweichung lag dort bei ca. 8.2 mm bei einer Standardabweichung der Beträge der einzelnen Meßabweichungen von ca. 2.1 mm.

#### 4.3.4 Zusammenfassende Bewertung der Meßabweichungen bei der Distanzmessung

Zusätzlich zu den im letzten Abschnitt dargestellten Messungen sind auch bei weiteren Meßreihen die verbleibenden Meßabweichungen bei der Distanzmessung bestimmt worden, deren Ergebnisse weitgehend den oben dargestellten Werten entsprechen. Auch wurden Vergleichsmessungen bei einem freilaufenden Antriebsrad durchgeführt, siehe [154]. Zusammenfassend bleibt dabei festzuhalten, daß bei sehr kleinen zurückgelegten Wegstrecken die verbleibende mittlere Meßabweichung auf Ablesefehler und die beschränkte Auflösung des inkrementalen Drehgebers zurückzuführen ist. Die größeren Meßabweichungen, bei größeren Wegstrecken, sind zum überwiegenden Anteil auf die hier vorhandenen Bodenunebenheiten zurückzuführen. Nur ein recht kleiner Anteil der Meßabweichungen von bis

zu ca.  $\pm 0.5$  mm pro Einzelmessung wird dabei - bei größeren Wegstrecken von bis zu 5 m - auch durch die unterschiedliche Dehnung des Maßbandes hervorgerufen worden sein.

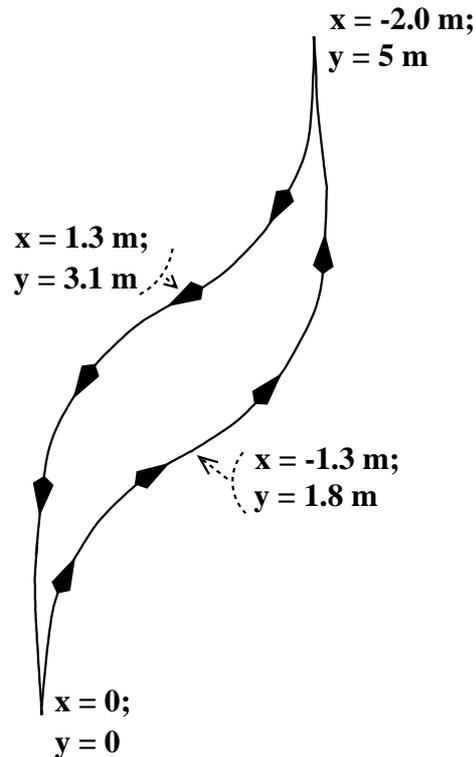
Wenn dabei zahlreiche, kleinere Bodenunebenheiten entlang der Wegstrecke weitgehend gleichmäßig verteilt sind, ist zu erwarten, daß diese Bodenunebenheiten zwar den effektiv wirksamen Raddurchmesser etwas verändern, aber bei Berücksichtigung dieses effektiven Raddurchmessers die dadurch verursachte Meßabweichung ab einer bestimmten Wegstrecke nur noch langsam ansteigt oder sich die Meßabweichung sogar auf einen maximalen Wert beschränkt. Daraus läßt sich auch ableiten, daß bei einer Erhöhung der Wegstrecke von ca. 2.4 m auf ca. 4.7 m die Meßabweichungen bei der Wegstreckenmessung wieder etwas abnehmen. Für eine Distanzmessung mit einer gewünschten Meßabweichung von bis zu ca. 1 mm - welche für eine Positionsbestimmung mit dem Lichtgitterverfahren notwendig ist - sind jedoch deutlich kleinere Bodenunebenheiten notwendig, als diese bei den durchgeführten Messungen gegeben waren.

## 4.4 Messungen zur Positionsbestimmung mittels Radsensoren

Hier wurden Messungen mit und ohne Ansteuerung des Lenkwinkelmotors bei Kreisfahrten durchgeführt. Bei angesteuertem Lenkwinkelmotor fuhr das Fahrzeug dann u.a. auch auf Bahnkurven die einer Mäander- und einer Hysteresekurve entsprochen haben. Um die Genauigkeit der Positionsmessung mittels Radsensoren problemlos manuell nachmessen zu können, ist es dabei sinnvoll, daß die Zielposition näherungsweise der Startposition entspricht. In diesem Fall muß auch der Startwinkel der Fahrzeuglängsachse nur näherungsweise bekannt sein. Bei den nachfolgend dargestellten Messungen erfolgte dann immer eine Lenkwinkelansteuerung mit einer modifizierten 2-Punkt-Regelung. Die Positionsberechnung erfolgte gemäß Abschnitt 3.1.2, wobei immer mit abschnittsweise geraden Streckenabschnitten gemäß Gl. (3.6) und Gl. (3.7) gerechnet wurde.

### 4.4.1 Positionsmessungen bei hystereseförmiger Bahnkurve

Ein Bahnkurvenverlauf mit unterschiedlichen Lenkwinkelwerten ist als Beispiel gut geeignet, um eine Aussage über die zu erwartenden Meßabweichungen bei der Positionsmessung mittels Radsensoren zu erhalten. Der Bahnverlauf entsprach bei den nachfolgend dargestellten Meßergebnissen dabei näherungsweise folgender Skizze, wobei die Start- und Zielpositionen dabei aber i.a. immer einige cm auseinander lagen:



**Abb. 4.4:** Hystereseförmiger Bahnverlauf bei der Positionsmessung

Der Sollenwinkel lag bei maximal  $11.0^\circ$ , ein einmaliger Durchlauf der Bahnkurve entsprach dabei einer Gesamtwegstrecke von 12 m. Neben einer Meßreihe - mit 10 Einzelmessungen - mit einem einmaligen Durchlauf der Bahnkurve wurde auch je eine Meßreihe mit einem 2-fachen und mit einem 4-fachen Durchlauf der obigen Bahnkurve durchgeführt. Für diese 3 durchgeführten Meßreihen ergaben sich dann die - in folgender Tabelle dargestellten - Meßabweichungen bezogen auf jeweils 1 m zurückgelegter Wegstrecke.

Anzahl an Durchläufen der Bahnk.	Mittlere Abweichung der x-Position	Maximale Abweich.	Mittlere Abweichung der y-Position	Maximale Abweich.	Mittlere Abweichung der Distanz	Maximale Abweich.
1	$2.4 \frac{mm}{m}$	$5.4 \frac{mm}{m}$	$0.38 \frac{mm}{m}$	$1.4 \frac{mm}{m}$	$1.8 \frac{mm}{m}$	$5.4 \frac{mm}{m}$
2	$2.7 \frac{mm}{m}$	$5.5 \frac{mm}{m}$	$1.7 \frac{mm}{m}$	$3.4 \frac{mm}{m}$	$2.2 \frac{mm}{m}$	$5.7 \frac{mm}{m}$
4	$2.5 \frac{mm}{m}$	$5.1 \frac{mm}{m}$	$1.5 \frac{mm}{m}$	$3.9 \frac{mm}{m}$	$1.5 \frac{mm}{m}$	$3.9 \frac{mm}{m}$

**Tab. 4.1:** Meßabweichungen pro m Wegstrecke bei hystereseförmigen Bahnkurven

Die deutlich größeren Meßabweichungen bei der x-Position als bei der y-Position sind dadurch bedingt, daß das Fahrzeug den größeren Teil der Wegstrecke in y-Richtung

zurücklegt. Da die Meßabweichungen primär durch die Ungenauigkeiten der Lenkwinkelmessung hervorgerufen werden, ergeben sich die größten Meßabweichungen entgegen der Hauptfahrtrichtung. Als wesentliches Ergebnis bleibt hier festzuhalten, daß die Meßabweichungen mit der Wegstrecke etwa linear ansteigen, d.h., daß die Meßabweichung pro m Wegstrecke somit weitgehend unabhängig von der Gesamtwegstrecke ist. In obiger Tabelle ergibt sich bei einem einmaligen Durchlauf bei der y-Position eine deutlich geringere Meßabweichung pro m Wegstrecke als bei den anderen beiden Meßreihen mit einem mehrfachen Durchlauf der Bahnkurve. Dies wurde dadurch verursacht, daß - bei einem mehrmaligen Durchlauf - das Fahrzeug, bzgl. des Fahrzeugwinkels, am Anfang der Bahnkurve - nach dem ersten Durchlauf - verkippt war, wodurch bei einem mehrmaligen Durchlauf der 2-te bis 4-te Bahnkurvendurchlauf deutlich mehr Komponenten in x-Richtung enthielt als der erste Durchlauf. Mehr Bahnkurvenkomponenten in x-Richtung ergeben dann auch höhere Meßabweichungen in y-Richtung.

#### 4.4.2 Positionsmessungen bei kreisförmigen Bahnkurven

Zahlreiche Meßreihen wurden bei Kreisfahrten durchgeführt, wobei hier die Messungen relevant sind, wo bei der Fahrt wieder mit einem geregelten Lenkwinkel gearbeitet wurde. Der Sollwinkel nahm dabei einen festen Wert von + oder - 11.0° an, bei einem einmaligen Durchlauf ergab sich daraus eine Bahnkurvenlänge von ca. 12 m.

Anzahl an Durchläufen	Solllenkwinkel	Mittlere Abweich. der x-Position	Maximale Abweich.	Mittlere Abweich. der y-Position	Maximale Abweich.	Mittlere Abweich. der Distanz	Maximale Abweich.
1	-11.0 °	0.9 $\frac{mm}{m}$	2.8 $\frac{mm}{m}$	1.7 $\frac{mm}{m}$	2.3 $\frac{mm}{m}$	1.2 $\frac{mm}{m}$	2.4 $\frac{mm}{m}$
1	+11.0 °	1.4 $\frac{mm}{m}$	2.3 $\frac{mm}{m}$	3.5 $\frac{mm}{m}$	5.7 $\frac{mm}{m}$	3.2 $\frac{mm}{m}$	5.1 $\frac{mm}{m}$
4	-11.0 °	0.33 $\frac{mm}{m}$	0.66 $\frac{mm}{m}$	1.1 $\frac{mm}{m}$	1.8 $\frac{mm}{m}$	0.46 $\frac{mm}{m}$	1.0 $\frac{mm}{m}$

Tab. 4.2: Meßabweichungen pro m Wegstrecke der Kreismessungen

Es ergaben sich bei Kreisfahrten - wo die x- und die y-Komponenten der Bahnkurven gleich groß waren - erwartungsgemäß niedrige Meßabweichungen bei der x-Position und höhere Werte der Meßabweichungen bei der y-Position als im vorhergehenden Abschnitt, wo das Fahrzeug primär in y-Richtung fuhr. Wesentlich ist aber, daß die Meßabweichungen pro m Wegstrecke bei mehreren Durchläufen der Kreisbahn stark absinken. Die absoluten Meßabweichungen stiegen bei mehreren zurückgelegten Umdrehungen zwar noch weiter an, aber dieser Anstieg war stark unterproportional.

### 4.4.3 Vergleich der Meßergebnisse mit den Simulationsrechnungen zur Positionsbestimmung mittels Radsensoren

Vor Durchführung der Positionsmessungen wurden zusätzlich umfangreiche Simulationsberechnungen bzgl. den zu erwartenden Meßabweichungen bei der Positionsbestimmung mittels Radsensoren durchgeführt, welche im Detail in [153] ab Seite 43 dargestellt sind. Für den Vergleich mit den Messungen wurden dabei Simulationsrechnungen mit einem festen Lenkwinkel und einer Bahnkurvenlänge von 5 m und einer Lenkwinkelauflösung von  $0.072^\circ$  ausgewählt. Die Lenkwinkelauflösung in der Simulation war dabei geringfügig schlechter als bei den Messungen, wobei in den realen Messungen aber zusätzliche Abweichungen - insbesondere beim Lenkwinkelnullpunkt - auftreten. Bei der x-Position ergab sich dann in den Simulationsrechnungen eine maximale Meßabweichung von ca. 5 mm pro m Wegstrecke, wobei der Lenkwinkel näherungsweise gleich Null war. Bei der y-Position lag dann die maximale Meßabweichung bei ca. 4.5 mm pro m Wegstrecke, wobei dieser maximale Wert bei einem Lenkwinkel von ca.  $8^\circ$  erreicht wurde. Sinnvoll ist der Vergleich mit einer Meßreihe, bei welcher das Fahrzeug abwechselnd 5 m vor und dann wieder 5 m zurückfuhr, wobei eine Lenkregelung mit einem Sollenwinkel von immer  $0^\circ$  vorgenommen wurde. Bei dieser Meßreihe ergab sich dann bei der x-Position eine mittlere Meßabweichung von 3.5 mm pro m Wegstrecke und eine maximale Meßabweichung von 5.7 mm pro m Wegstrecke. Diese gemessenen Werte entsprechen somit recht gut den, in den Simulationsrechnungen, ermittelten Werten für die Meßabweichungen.

### 4.4.4 Zusammenfassung der Meßergebnisse zur Positionsbestimmung mittels Radsensoren

Je nach Form der gewählten Bahnkurve müssen unter den gegebenen Bedingungen Meßabweichungen von maximal ca. 5.0 mm pro m Wegstrecke bei der Bestimmung der x- oder der y-Position erwartet werden. Wesentlich ist dabei jedoch, daß dabei davon ausgegangen wurde, daß der Fahrzeugstartwinkel  $\varphi_{fStart}$  exakt bekannt ist. Wenn nun für einen bestimmten Bereich die Positionsbestimmung ausschließlich mittels Radsensoren erfolgt, führen bereits minimale Abweichungen bei der Messung des Fahrzeugstartwinkels zu recht hohen Abweichungen bei der Zielposition, welche dann linear mit der Entfernung vom Startpunkt ansteigen. Eine Ungenauigkeit beim Fahrzeugstartwinkel entspricht dabei einem Verdrehen des Koordinatensystems. Wenn das Fahrzeug von einem bekannten Startpunkt zu einem Zielpunkt eine Entfernung in x- oder y-Richtung von 5 m zurückgelegt hat und der Fahrzeugstartwinkel mit einer Genauigkeit von  $0.1^\circ$  ermittelt wurde, ergibt sich bereits eine zusätzliche Meßabweichung bei der Zielposition in y- oder x-Richtung von ca. 8.7 mm.

# Kapitel 5

## Positionsbestimmung mit aktiven Mikrowellensensoren unter teilweiser Anwendung der bei der globalen Satellitennavigation verwendeten Methoden

Die Zielsetzung besteht hierbei darin das GPS-Grundprinzip, in einer möglichst stark vereinfachten Form, für eine Positionsbestimmung mit einer hoher Genauigkeit, im Bereich von mindestens 1 cm oder besser, einzusetzen. Das Meßverfahren wird hier primär für eine 2-dimensionale Positionsbestimmung konzipiert, eine Erweiterung auf eine 3-dimensionale Positionsbestimmung ist jedoch problemlos möglich. Als Einsatzbereich ist eine Fläche von maximal ca. 100 auf 100 m angedacht worden, wobei aber auch ein größerer Aktionsradius bei Bedarf möglich ist. Die hochgenaue Positionsbestimmung soll dabei auch bei einem bewegten Empfänger ohne Einschränkungen möglich sein. Es ist aber davon auszugehen, daß die Geschwindigkeit nicht über etwa 5 m/sek bei einem mobilen Roboter liegen wird, welcher z.B. in der Fertigung eingesetzt wird. Insbesondere ist hier eine möglichst kostengünstige Lösung auch bei kleineren Stückzahlen notwendig.

### 5.1 Grundkonzept für eine Positionsbestimmung mit aktiven Mikrowellensensoren

Eine deutlich höhere Genauigkeit als bei einer Satellitennavigation wird unmittelbar durch eine erheblich höhere Sende- und Modulationsfrequenz ermöglicht. Gegenüber einem Sa-

tellitennavigationsverfahren, wie unter Abschnitt 2.1.4.2 dargestellt, ergeben sich bei der Verwendung von fest installierten Mikrowellenlandmarken folgende Vorteile:

- Die Position der Mikrowellensender ist exakt bekannt und auch keinerlei Änderungen unterworfen.
- Fehler durch atmosphärische Störungen und Strahlablenkungen, wie diese bei Satelliten auftreten, können praktisch vollständig vernachlässigt werden.
- Die Krümmung der Erde und auch die unterschiedliche Abplattung der Erdoberfläche, welche von der Kugelform abweicht, können vollständig vernachlässigt werden, weil sich die hier angedachte Positionsbestimmung nur in einem typischen Bereich von maximal einigen 100 Metern abspielen wird.
- Die einzelnen Sender benötigen keinerlei hochgenaue Atomuhren, das hier vorgestellte Meßverfahren soll nur eine Positionsbestimmung durchführen, dazu ist eine absolute Zeitmessung nicht notwendig, solange alle Sender auf ein gemeinsames Takt- oder Zeitsignal zurückgreifen.
- Es ist ausreichend mit einer einzelnen Trägerfrequenz zu arbeiten.
- Insbesondere müssen auch nicht 2 verschiedene Codes für zivile und militärische Anwendungen übertragen werden. Statt dessen kann ein einzelner Code so definiert werden, daß eine optimale Entfernungsmessung ermöglicht wird.

Bei einer Positionsbestimmung mit aktiven Mikrowellenlandmarken ergeben sich gegenüber den anderen, in den vorhergehenden Kapiteln, dargestellten Meßverfahren für eine hochgenaue Positionsbestimmung folgende Vorteile:

- Das Meßverfahren benötigt keinerlei mechanisch bewegte Elemente für eine Messung, wodurch sich unmittelbar eine hohe Systemzuverlässigkeit ergibt. Im Gegensatz dazu benötigen Meßverfahren, welche mit dem Triangulationsverfahren arbeiten i.a. einen rotierenden Empfänger. Dies gilt auch für das in [49] dargestellte Mikrowellenpositionsverfahren, welches mit einer rotierenden Sende- und Empfangsantenne arbeitet.
- Die Positionsbestimmung kann zu jedem Zeitpunkt und an jedem Ort durchgeführt werden. Dies ist ein wesentlicher Vorteil gegenüber dem optischen Lichtgitterverfahren, welches in Kapitel 3 beschrieben wurde.

- Es werden bei entsprechend hohen Sendefrequenzen nur sehr kleine Antennengrößen benötigt - siehe Abschnitt 5.5 - so daß hierdurch keine relevanten zusätzlichen Meßabweichungen hervorgerufen werden.
- Im Vergleich zu einem Ultraschalltrilaterationssystem ergibt sich eine um 6 Größenordnungen höhere Ausbreitungsgeschwindigkeit, die Signallaufzeit kann deshalb jetzt vernachlässigt werden. Auch ergibt sich eine erheblich geringere Toleranz der Ausbreitungsgeschwindigkeit bei elektromagnetischen Wellen im Vergleich zu Ultraschall.

Der Hauptnachteil der Positionsbestimmung mit Mikrowellenlandmarken ist der zur Zeit noch sehr hohe schaltungstechnische Aufwand bei einer möglichen technischen Realisierung. Es ergeben sich extrem hohe Anforderungen an die zeitliche Präzision bei der Modulation auf der Senderseite und bei der Signalauswertung durch Korrelation auf der Empfängerseite. Die damit verbundenen Probleme sollten sich aber mittelfristig, auch in einer kostengünstigen Form, durch eine digitale schaltungstechnische Realisierung lösen lassen, wobei dann aber die Realisierung von Taktfrequenzen in der Größenordnung von 30 GHz für eine kundenspezifische integrierte Schaltung notwendig ist.

Die einzelnen Mikrowellensender sind untereinander über Signalleitungen zu verbinden. Über diese Signalleitungen erhalten dann alle Sender ein gemeinsames Taktsignal, so daß das Aussenden der Sendesignale zu exakt definierten Zeitpunkten erfolgen kann. Um eine möglichst schnelle Meßwerterfassung und möglichst kostengünstige Empfänger zu ermöglichen, arbeitet jeder Sender mit der gleichen Sendefrequenz.

Für die Datencodierung wird ein von GPS abweichender Ansatz verwendet, bei welchem jeder Sender nur abschnittsweise Pulsfolgen aussendet. Dabei ist sicherzustellen, daß alle Sender in genau definierten Zeitabschnitten nacheinander senden, somit zu keinem Zeitpunkt 2 Sender gleichzeitig senden. Die einzelnen Sendesignale werden dann - wie bei GPS - durch unterschiedliche PRN-Folgen ( = **P**seudo **R**andom **N**oise - Folgen = *Pseudozufallsfolgen* ) phasenmoduliert, wodurch eine entsprechende Unterscheidung beim Empfänger ermöglicht wird. Es ergeben sich hierdurch gewisse Vorteile beim Empfänger, weil dieser - im Gegensatz zu GPS - nicht eine Vielzahl von Sendesignalen gleichzeitig empfängt.

Bei einer Fahrzeugbewegung von max. 5 m/sek, wird innerhalb von 1 msek eine Entfernung von 5 mm zurückgelegt. Für eine hochgenaue Positionsbestimmung, auch bei entsprechend bewegten Fahrzeugen, sollte zumindest die Erfassung aller empfangbarer Sender unterhalb dieses Zeitraums von einer Millisekunde möglich sein. Die Auswertung des Gleichungssystems wird dann noch einen zusätzlichen Zeitabschnitt in Anspruch nehmen, auch dies ist dann bei der Positionsbestimmung entsprechend zu berücksichtigen.

Um die maximale Modulationsfrequenz festzulegen und den Frequenzbereich des modulierten Trägersignals auszuwählen, ist zunächst die spektrale Verteilung eines entsprechend phasenmodulierten Signals von Bedeutung. Eine Ableitung ist hierfür im Anhang D angegeben. Die Modulationsfrequenz  $f_p$  entspricht der Frequenz jeder möglichen Zustandsänderung des Sendesignals. Die Bandbreite sollte dabei auf der Sende- und Empfangsseite bei mindestens  $1.4 \cdot f_p$  liegen.

## 5.2 Geeignete Sendefrequenzen und notwendige Übertragungsbandbreiten

In Deutschland sind für die hier gedachte Anwendung ab 24 GHz folgende Frequenzbereiche freigegeben [46], [184], [227]:

Mittenfrequenz in GHz	Bandbreite in GHz	max. Sendeleistung in Watt	primäre Anwendung
24,15	0,2 <sup>1</sup>		allg. industrielle Anwendungen
61,25	0,5	2	Funkbewegungsmelder, Funk-LAN-Netze
76,5	1	16	Verkehrstelematikdienste, Abstandswarnradareinrichtungen

**Tab. 5.1:** Geeignete Sendefrequenzen

Im 24 GHz - Bereich würde die max. Bandbreite von 200 MHz bei einer Phasenmodulation also zu einer max. Modulationstaktfrequenz von ca. 143 MHz führen, entsprechend einer minimalen Pulslänge des Modulationssignals von 2.1 Meter. Um mit einer Codeauswertung, mittels Korrelationsmessung, die Entfernungsmessung mit einer Genauigkeit im Bereich von einem Zentimeter durchführen zu können, sind jedoch erheblich kürzere Pulslängen sinnvoll, d.h. es muß mit einer höheren Sendefrequenz gearbeitet werden.

Der Frequenzbereich von 61 bis 61.5 GHz sollte aufgrund der hier auftretenden Sauerstoffresonanz und der dadurch bedingten zusätzlichen hohen Streckendämpfung - welche Störsignale gut unterdrückt - bevorzugt verwendet werden. Auch ist zu erwarten, daß durch den geplanten Einsatz für Funk-LAN-Netze hier mittelfristig sehr kostengünstige Mikrowellenschaltungen für diesen Frequenzbereich zur Verfügung stehen. Für die Unter-

<sup>1</sup>Bei vielen industriellen Anwendungen wird im 24 GHz-Bereich aber auch mit einer deutlich größeren Bandbreite von z.B. 1 GHz gearbeitet, dabei ist jedoch darauf zu achten, daß der Einsatz nur in einem abgeschirmten Raumbereich stattfindet.

drückung von entfernten Störsignalen ist bei dieser Frequenz die minimale Streckendämpfung, aufgrund der Sauerstoffresonanz, von Interesse, welche nach [230] bei 5 dB/km liegt. Damit lassen sich Störsender - mit der zulässigen Sendeleistung von max. 2 Watt - auf jeden Fall ab einer Entfernung von einigen km zuverlässig unterdrücken, wobei allerdings davon auszugehen ist, daß die Entfernung zwischen dem Mikrowellensender und dem Empfänger dann nicht über einer Größenordnung von 100 m liegen sollte.

Es ist weiterhin noch ein Frequenzbereich bei 122 GHz verfügbar. Ein Einsatz in diesem hohen Frequenzbereich wird jedoch wegen der zur Zeit hier noch sehr aufwendigen Technik nicht empfohlen. Auch ist bei dieser Frequenz mit einer höheren Streckendämpfung zu rechnen, wodurch sich zwar mögliche Störquellen noch besser unterdrücken lassen, die benötigte Sendeleistung jedoch ansteigt.

Die tatsächlich erreichbare Genauigkeit ist beim Empfänger zunächst von der maximalen Auflösung der Zeitmessung abhängig. Hochgenaue Absolut- und Relativlaufzeitmessungen werden insbesondere mit sog. **Time to Digital Convertern (TDC-Bausteinen)** ermöglicht [4], [3]. Eine bevorzugte Realisierungsmöglichkeit dieser **TDC**-Bausteine besteht darin, daß die Durchlaufzeit von einfachen logischen Elementen, wie Invertern, für eine Feinquantisierung der Zeitmessung verwendet wird. Man stellt dann über eine digitale Auswertelogik, mit einem entsprechenden dynamischen Zwischenspeicher, fest wieviele Durchlaufzeiten der Zeitabschnitt lang war. In [3] ist angegeben worden, daß mit den heute verfügbaren Technologien Absolutlaufzeitmessungen mit einer Auflösung von bis zu 30 psek und Relativlaufzeitmessungen mit einer Auflösung von bis zu 15 psek grundsätzlich möglich sind. Bei den aktuell verfügbaren Bausteinen liegt die max. Zeitauflösung bei 60 psek, wobei die verbleibende Meßabweichung deutlich unterhalb dieses Wertes liegt. Durch Mittelwertbildung kann die Zeitauflösung noch erheblich erhöht werden. Bei den hier notwendigen dynamischen Messungen ist jedoch nur von Einzelmessungen auszugehen, wenn man von dem Spezialfall eines stillstehenden Fahrzeuges einmal absieht. Die heute maximal verfügbare Zeitauflösung von 60 psek entspricht einer Länge von 1.8 cm, unter Berücksichtigung der zusätzlichen Zeitmeßabweichungen wird es also mit der momentan verfügbaren Technologie von Zeitmeßbausteinen möglich sein, eine Pseudo-Entfernungsmessung maximal mit einer Genauigkeit von ca.  $\pm 2$  cm bei bewegten Empfängern durchzuführen. Dabei sind aber verbesserte Bausteine mit entsprechend höherer Auflösung mittelfristig zu erwarten.

Es ist jetzt die Frage bzgl. der real benötigten Modulationsfrequenz, bei der maximalen Auflösung, zu beantworten. Hier bietet sich zunächst eine Extrapolation der bei GPS verfügbaren Informationen an, dabei muß aber berücksichtigt werden, daß die so ermittelten Werte nur einen ersten Anhaltspunkt darstellen, da der reale Wert von der Korrelationsempfängertechnik und dem Signalrauschabstand beim Empfänger abhängig

ist. Der Korrelationsempfänger wird aber bei den angedachten sehr hohen Modulations-taktfrequenzen grundsätzlich anders aufgebaut sein müssen, als bei den Modulationstakt-frequenzen von GPS. Bei GPS liegt beim C/A-Code die Pulslänge für ein übertragenes Bit bei 293 m, der Empfänger erreicht auch unter Berücksichtigung des Empfängerrauschens eine Genauigkeit von 1-10 m [15], wobei die erreichte Genauigkeit der Positionsbestim-mung bei GPS - wie unter 2.1.4.2 ausgeführt - natürlich erheblich geringer ist, weil diese nicht nur von der Empfängerauflösung abhängt. Zwischen der Wellenlänge des Modula-tionstaktes und der erreichten Ortsauflösung besteht somit ein Verhältnis von mindestens Faktor 30.

Übertragen auf die hier diskutierte Anwendung mit einer minimalen Ortsauflösung von 1.8 cm ergebe sich somit eine minimale Wellenlänge des Modulationstaktes von etwa 54 cm, entsprechend einer Taktfrequenz von 555.5 MHz. Daraus ergibt sich eine benötigte Übertragungsbandbreite von ca. 780 MHz. Dieser Wert - als erste Abschätzung - kann bei einer besonders leistungsfähigen Korrelationsempfängertechnologie aber auch kleiner sein.

Es ist bei der Auswahl des Modulationstaktes aber auch zu berücksichtigen, daß zusätzliche Meßabweichungen durch Mehrwegeempfang sich um so stärker auswirken, je größer die Code-Wellenlänge des Modulationstaktes ist [145]. Insbesondere deshalb sollte man für den Modulationstakt eine möglichst hohe Frequenz wählen, mit welcher noch ein Korrelationsempfänger technisch realisiert werden kann. Die Meßabweichung durch den Mehrwegeempfang kann dabei nicht viel größer werden, als der Wert für die gewählte Code-Wellenlänge.

### 5.3 Verwendete Codes

Für die angedachte *Zweiphasenumtastung* ist die Auswahl der verwendeten Codes von entscheidender Bedeutung. Jedem einzelnen Mikrowellensender wird dabei eine eindeutige Codesequenz aus der Codefamilie zugewiesen. Bei der Auswahl einer möglichst optimalen Codefamilie sind nun folgende Bedingungen zu stellen:

- Die Autokorrelationsfunktion der einzelnen Codes muß ein möglichst optimales Ver-halten aufweisen, d.h. neben der Korrelationsspitze sollen alle weiteren Werte der Autokorrelationsfunktion möglichst klein, d.h. im Idealfall gleich Null, sein.
- Die Kreuzkorrelationsfunktionen zwischen den einzelnen Codesequenzen sollen mög-lichst minimale Werte aufweisen.

Die Autokorrelationsfunktion  $\varphi_{ss}(m)$  ergibt sich für eine periodische Folge  $s(n)$  wenn nur die Grundperiode betrachtet wird, siehe z.B. [199]:

$$\varphi_{ss}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) s(n+m) \quad (5.1)$$

Die zugehörige Kreuzkorrelationsfunktion zweier Folgen  $s(n)$  und  $g(n)$  ergibt sich zu, z.B. [199]:

$$\varphi_{sg}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) g(n+m) \quad (5.2)$$

Es läßt sich nachweisen, daß es eine Codefolgenfamilie mit perfekten Autokorrelationsfunktionen und perfekten, d.h. verschwindenden Kreuzkorrelationsfunktionen grundsätzlich nicht geben kann [199], es können aber Schranken für die maximal erreichbare Korrelationsgüte angegeben werden. Binäre PRN-Einzelcodefolgen mit guten Autokorrelationseigenschaften wurden bereits Anfang der 50er Jahre entworfen [199].<sup>2</sup> Einer der ersten wesentlichen Beiträge war hier die Entdeckung der Barker-Folgen, deren Autokorrelationsnebenwerte den Wert 1 absolut nicht überschreiten [105]. Dabei existieren aber keine Barker-Folgen mit einer Länge größer als 13, siehe [199], bei Ultraschallmeßsystemen werden Barker-Folgen aber oft verwendet, auch werden sie aufgrund ihrer günstigen Autokorrelationsfunktion häufig für Synchronisationszwecke in Spread-Spectrum-Systemen eingesetzt [105]. Notwendig ist hier aber nicht eine einzelne Codefolge, sondern eine Codefamilie, besonders günstige Eigenschaften besitzen dabei die sogenannten GOLD-Sequenzen [105], [199], welche aus diesem Grund auch beim GPS-Verfahren verwendet werden und auch hier eingesetzt werden sollten. Im Gegensatz zum GPS-Verfahren sind jedoch hier Folgen mit einer erheblich kürzeren Folgendauer sinnvoll. Denkbar ist insbesondere eine Folgenlänge von 127, eventuell noch von 255.

Die Folgenlänge  $L$  bestimmt zusammen mit der Anzahl der Sender  $N_s$ , der Modulationstaktfrequenz  $f_p$  sowie der Pausendauer  $t_{Pause}$  zunächst die Wiederholffrequenz  $f_W$  für jede einzelne Folge pro Sender, siehe hierzu auch Abschnitt 5.9.2:

$$f_W = \frac{1}{N_s (L/f_p + t_{Pause})} = \frac{1}{N_s \cdot t_s} \quad (5.3)$$

Aus der Wiederholffrequenz  $f_W$  ergibt sich folgende Distanz  $D_O$ , innerhalb welcher eine eindeutige Ortsauflösung möglich ist:

$$D_O = \frac{c}{f_W} \quad (5.4)$$

---

<sup>2</sup>Eine genaue Definition der PRN-Folgen ist in [105], S. 216 ff. angegeben, wichtig ist hier insbesondere die Zweiwertigkeit der Autokorrelationsfunktion

Dabei gibt  $c$  jeweils die Ausbreitungsgeschwindigkeit, d.h. näherungsweise die Lichtgeschwindigkeit an. Die Distanz  $D_O$  sollte größer sein als die maximale Entfernung zwischen einem beliebigen Sender und dem Empfänger.

Als Beispiel soll eine Folgenlänge  $L$  von 127, eine Senderzahl  $N_s$  von 4, eine Pausenzeit  $t_{Pause}$  von 0 und eine Modulationstaktfrequenz  $f_p$  von 500 MHz angenommen werden, wodurch sich eine zulässige Distanz  $D_O$  von 304.6 m ergibt, was für die gedachten Anwendungsfälle mehr als ausreichend sein dürfte.

Die GOLD-Folgen werden aus 2 einzelnen, ausgewählten PRN-Folgen durch Addition gebildet. Diese PRN-Folgen sind dabei Folgen maximaler Länge, sog. m-Sequenzen, welche z.B. durch rückgekoppelte Schieberegister erzeugt werden können. Mit einem rückgekoppelten Schieberegister der Länge  $n$  läßt sich eine Folge mit der maximal längsten Periode  $L = 2^n - 1$  erzeugen, wodurch der obige Begriff *Folgen maximaler Länge* definiert wird. Dabei können aber nur bestimmte Rückführpositionen beim Schieberegister verwendet werden, für die Folgenlänge von 127 existieren z.B. 9 verschiedene Rückführmöglichkeiten, welche zu m-Sequenzen führen [105]. Die geeigneten Rückführpositionen können empirisch für jede beliebige Schieberegisterlänge dadurch ermittelt werden, daß geprüft wird, ob mit den aktuell gewählten Rückführpositionen eine Folge mit der Periodendauer  $L = 2^n - 1$  erzeugt wird oder nicht, wobei nach [105] aber nur eine geradzahlige Anzahl an Rückführpositionen eine m-Sequenz bilden kann. Die Autokorrelationsfunktion einer m-Sequenz nimmt dabei als Korrelationshauptspitze den Wert  $L$  und ansonsten den Wert  $-1$  an [105]. Wenn man jedoch mit den m-Sequenzen einer Schieberegisterlänge eine Codefamilie bildet, ergeben sich relativ große - und damit schlechte - maximale Werte bei der Kreuzkorrelation. Bei einer Folgenlänge  $L$  von 127 ergibt sich bei einer m-Sequenzcodefamilie ein maximaler Wert für die Kreuzkorrelation zweier m-Sequenzen von 41, d.h. der Kreuzkorrelationswert hat einen maximalen Wert von 32 % im Vergleich zur gesuchten Korrelationshauptspitze.

Durch eine *Modulo-2-Addition* von zwei besonders ausgewählten m-Sequenzen läßt sich aber eine bestimmte ausgewählte Codefamilie definieren, welche deutlich niedrige Kreuzkorrelationswerte aufweist. Um nun die unterschiedlichen Folgen innerhalb dieser Codefamilie zu generieren, wird bei einer der beiden Schieberegister eine Phasenverschiebung um eine ganzzahlige Bitzahl vorgenommen. Man erhält so, z.B. für die Folgenlänge von 127, insgesamt 129 unterschiedliche Folgen. Die so erhaltenen ausgewählten Folgen bezeichnet man dann als GOLD-Folgen. Die Auswahl geeigneter m-Sequenzenpaare für die Generierung einer GOLD-Folgenfamilie kann dabei nach der in [105], S. 296 ff. genannten und dort abgeleiteten Konstruktionsvorschrift erfolgen. Damit lassen sich dann auch die Korrelationseigenschaften analytisch ableiten. Die Nebenwerte der Autokorrelationsfunktion sind dabei identisch mit den 3-wertigen Kreuzkorrelationswerten, welche

entweder den in der Tabelle 5.3 genannten max. Wert mit negativen Vorzeichen, den Tabellenwert mit positiven Vorzeichen minus 2 oder den Wert -1 annehmen. Die in Tabelle 5.3 genannten maximalen Kreuzkorrelationswerte entsprechen dabei zumindest für eine ungerade Schieberegisterlänge  $n$  den theoretisch minimal möglichen Werten, so daß in diesen Fällen die GOLD-Folge eine optimale Codefamilie darstellt, siehe hierzu [105], S.300. Nachfolgende Tabelle gibt die möglichen GOLD-Folgen an, jeweils für eine Folgenlänge von 31, 127 und 255 [105]:

Folgenlänge [L]	Schieberegisterlänge [n]	Ausgewähltes Paar
31	5	[5,3] [5,4,3,2]
127	7	[7,3] [7,3,2,1] oder [7,3,2,1] [7,5,4,3,2,1]
255	8	[8,7,6,5,2,1] [8,7,6,1]

Tab. 5.2: Geeignete GOLD-Folgenreihen

Die in der letzten Spalte in Klammern angegebenen Zahlen geben dabei an, welche Schieberegisterausgänge mit einer EXOR-Verknüpfung verbunden und auf den Eingang zurückgeführt werden. Folgende Skizze zeigt die Schieberegisteranordnung für eine Folgenlänge von 127, gemäß der ersten Möglichkeit für diese Folgenlänge aus obiger Tabelle:

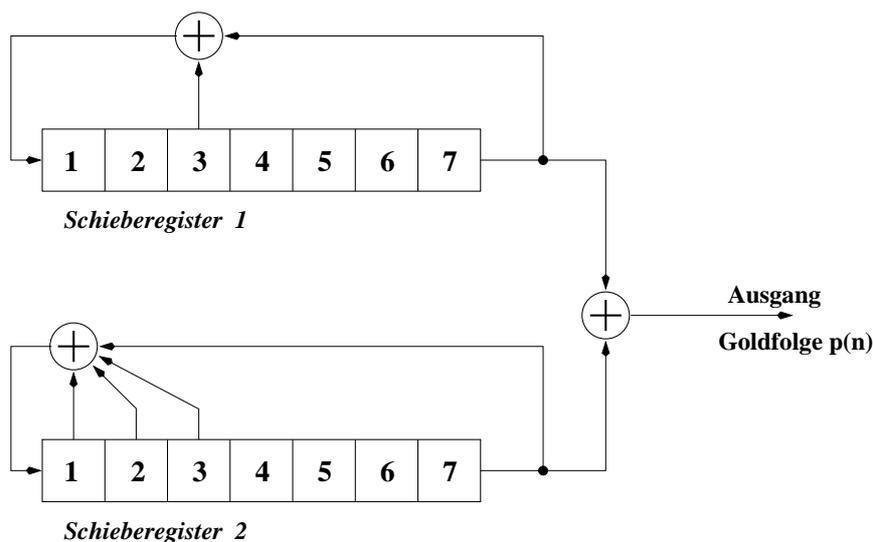


Abb. 5.1: Schieberegisteranordnung für GOLD-Folgen

In folgender Tabelle werden für die hier interessanten Folgenlängen die max. Werte der Kreuzkorrelationsfunktion für die GOLD-Folgen angegeben [105], wobei der angege-

bene maximale Wert der Kreuzkorrelationsfunktion auch als Verhältnis zum Wert der Korrelationsspitze der Autokorrelationsfunktion dargestellt wird:

Folgenlänge [L]	Zahl der Folgen [M]	max. Wert der Kreuz- korrelationsfunktion	prozentualer max. KKF-Wert bzgl. der AKF-Spitze
31	33	7	21,2 %
127	129	15	11,6 %
255	257	31	12,1 %

**Tab. 5.3:** Kreuzkorrelation der GOLD-Folgen

## 5.4 2-dimensionale Positionsbestimmung in der Ebene ohne Fehlerbetrachtung

Bei mobilen, autonomen Fahrzeugen wird es in den meisten Fällen ausreichend sein, die Fahrzeugposition 2-dimensional zu bestimmen, d.h., daß eine Information über die aktuelle Höhe nicht bestimmt werden muß. In diesem Fall ist es ausreichend, wenn mindestens 3 Sender zur Verfügung stehen.<sup>3</sup>

Die Positionsbestimmung erfolgt dann, nach Bestimmung der Pseudo-Entfernung mittels entsprechender Codeauswertung, durch eine entsprechende Reduzierung der Gleichungen (2.2) bis (2.5) auf 2 Dimensionen und eine möglichst effiziente Auflösung des entsprechenden nichtlinearen Gleichungssystems. Um bei einem bewegten Fahrzeug eine möglichst genaue Positionsbestimmung durchführen zu können, ist eine möglichst kurze Zeitdauer für die Auflösung dieses Gleichungssystems anzustreben. Es sollen deshalb nachfolgend die Auflösung dieses Gleichungssystems und die möglichen Berechnungszeiten - mit heute verfügbaren Rechnersystemen - dargestellt werden.

Zunächst muß die Position  $\vec{s}_i$  der einzelnen Mikrowellensender möglichst exakt bekannt sein. Analog zu Gleichung (2.2) gilt:

$$\vec{s}_i = \begin{pmatrix} x_{s_i} \\ y_{s_i} \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

Entsprechend wird dann auch der gesuchte Empfangsvektor  $\vec{e}$  für das Fahrzeug definiert:

<sup>3</sup>Um bei möglichen Abschattungen einzelner Sender eine höhere Systemzuverlässigkeit zu erzielen, kann jedoch eine größere Anzahl an Sendern sinnvoll sein, siehe Abschnitt 5.6.2.

$$\vec{e} = \begin{pmatrix} x_e \\ y_e \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

Die tatsächliche Entfernung  $l_i$  zwischen dem Sender  $i$  und dem Empfänger läßt sich dann wie folgt darstellen:

$$l_i = c \cdot (t_{m_i} - t_e) \quad (5.7)$$

Dabei geben  $t_e$  wieder die unbekannte Zeit im Empfänger und  $t_{m_i}$  die gemessene Pseudolauzeit an. Im Gegensatz zur Gleichung (2.4) wird hier die Ausbreitungsgeschwindigkeit als konstant angenommen, was in einem begrenzten Raum auch mit einer hinreichend kleinen Abweichung zulässig sein wird. Die Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit und die Betrachtung der Meßabweichungen in Abhängigkeit von Temperatur, Luftdruck und Luftzusammensetzung ist weiter unten angegeben.

Für die Bestimmung der 3 Unbekannten  $x_e, y_e$  und  $t_e$  sind somit 3 Gleichungen notwendig, man erhält das Gleichungssystem:

$$\begin{aligned} \sqrt{(x_{s_1} - x_e)^2 + (y_{s_1} - y_e)^2} &= c \cdot (t_{m_1} - t_e) \\ \sqrt{(x_{s_2} - x_e)^2 + (y_{s_2} - y_e)^2} &= c \cdot (t_{m_2} - t_e) \\ \sqrt{(x_{s_3} - x_e)^2 + (y_{s_3} - y_e)^2} &= c \cdot (t_{m_3} - t_e) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Wichtig ist hierbei eine erhebliche Vereinfachung dieses Gleichungssystems, gegenüber dem Gleichungssystem (2.5). Bei der Auflösung dieses nichtlinearen Gleichungssystems ist es sinnvoll, als Startwert für die iterative Gleichungslösung den Positionswert aus der letzten Positionsberechnung zu verwenden.

Um die Zeitdauer und den Aufwand bei der Lösung des obigen Gleichungssystems zu bestimmen, wurde ein entsprechendes Programm zur iterativen Lösung dieses Gleichungssystems erstellt. In [145] ist hierfür die Methode von *Newton-Kantorowitsch* empfohlen worden, welche u.a. in [41] gut beschrieben ist. Das Berechnungsverfahren ersetzt dabei das nichtlineare Gleichungssystem durch eine geeignete lineare Abbildung. Bei dieser linearen Abbildung wird die *Jacobische Matrix*  $\mathbf{A}$ , welche die partiellen Ableitungen aller nichtlinearen Funktionen nach allen Unbekannten im Startpunkt darstellt, als Grundlage verwendet.

Das obige nichtlineare Gleichungssystem wird hierzu umgeschrieben, so daß das Gleichungssystem  $\mathbf{f}(x_e, y_e, t_e)$  gilt:

$$\begin{aligned}
f_1(x_e, y_e, t_e) &= \frac{1}{c} \cdot \sqrt{(x_{s_1} - x_e)^2 + (y_{s_1} - y_e)^2} - (t_{m_1} - t_e) = 0 \\
f_2(x_e, y_e, t_e) &= \frac{1}{c} \cdot \sqrt{(x_{s_2} - x_e)^2 + (y_{s_2} - y_e)^2} - (t_{m_2} - t_e) = 0 \\
f_3(x_e, y_e, t_e) &= \frac{1}{c} \cdot \sqrt{(x_{s_3} - x_e)^2 + (y_{s_3} - y_e)^2} - (t_{m_3} - t_e) = 0
\end{aligned} \tag{5.9}$$

Gegeben sei nun eine Näherungslösung  $(x_{e_0}, y_{e_0}, t_{e_0})$ , welche als Startwert verwendet wird. Mit dieser Näherungslösung wird dann eine Linearisierung des obigen nichtlinearen Gleichungssystems  $\mathbf{f}(x_e, y_e, t_e)$  vorgenommen:

$$\mathbf{0} = \mathbf{L}(x) = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} x_e - x_{e_0} \\ y_e - y_{e_0} \\ t_e - t_{e_0} \end{bmatrix} + \mathbf{f}(x_{e_0}, y_{e_0}, t_{e_0}) \tag{5.10}$$

Die Jacobische Matrix  $\mathbf{A}$  wird dabei definiert durch:

$$\mathbf{A} = \frac{\delta(f_1, f_2, f_3)}{\delta(x_e, y_e, t_e)} \Big|_{x_e=x_{e_0}, y_e=y_{e_0}, t_e=t_{e_0}} \tag{5.11}$$

Die einzelnen 3 Zeilen dieser Matrix entsprechen dabei:

$$\left( \frac{-(x_{s_i} - x_e)}{c \cdot \sqrt{(x_{s_i} - x_e)^2 + (y_{s_i} - y_e)^2}}, \frac{-(y_{s_i} - y_e)}{c \cdot \sqrt{(x_{s_i} - x_e)^2 + (y_{s_i} - y_e)^2}}, 1 \right), \quad i = 1, 2, 3 \tag{5.12}$$

Dabei gibt  $i$  die Zeilennummer an. Dieses Gleichungssystem  $\mathbf{L}(x)$  wird dann nach  $(x_e, y_e, t_e)$  aufgelöst, hierfür gilt die folgende Gleichung:

$$\begin{bmatrix} x_e \\ y_e \\ t_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{e_0} \\ y_{e_0} \\ t_{e_0} \end{bmatrix} - \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{f}(x_{e_0}, y_{e_0}, t_{e_0}) \tag{5.13}$$

Die Berechnung der invertierten Matrix  $\mathbf{A}^{-1}$  erfolgt dabei über die Berechnung der Adjunkten und der Determinanten von  $\mathbf{A}$ , siehe [41]. Dabei wird eine direkte Berechnung der invertierten Matrix - ohne zusätzliche Iteration - erreicht, was für eine möglichst schnelle Auswertung des Gleichungssystems wichtig ist. Es wird dann geprüft, ob die folgende Fehlerschranke  $\epsilon$  unterschritten oder erreicht wird:

$$\sqrt{(x_e - x_{e_0})^2 + (y_e - y_{e_0})^2 + (t_e - t_{e_0})^2} \leq \epsilon \tag{5.14}$$

Wenn die Fehlerschranke unterschritten oder erreicht wird, erfolgt der Abbruch des Iterationsvorgangs, die Werte  $(x_e, y_e)$  sind die gesuchten Positionswerte, ansonsten werden

dann die Werte  $(x_e, y_e, t_e)$  als neue Startwerte verwendet und die Iteration beginnt erneut mit der Berechnung der Jacobischen Matrix  $\mathbf{A}$  in den neuen Startwerten. Da es bei besonders ungünstiger Wahl des Startvektors möglich ist, daß das Lösungsverfahren nicht konvergiert, ist es sinnvoll wenn ein zusätzlicher Abbruch der Iteration durchgeführt wird, sobald eine bestimmte Anzahl an Iterationen überschritten wird.

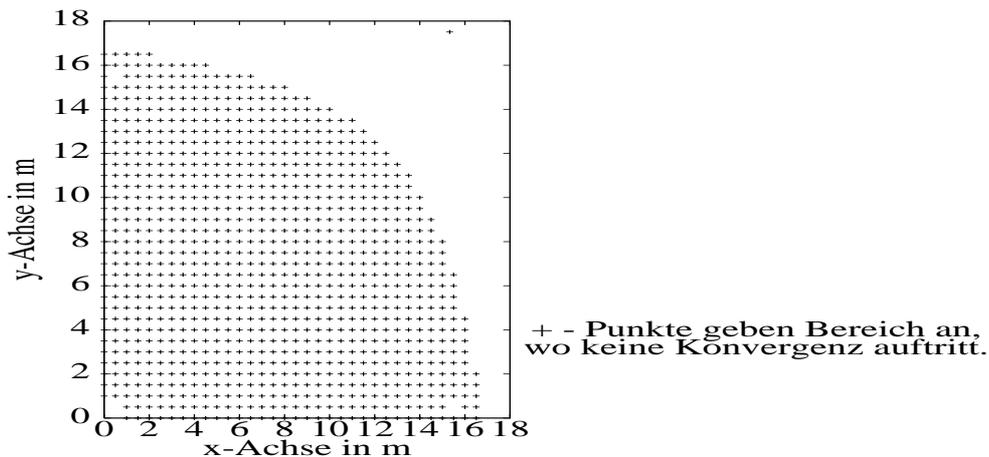
Der gesamte Ablauf dieses iterativen Lösungsverfahrens läßt sich wie folgt zusammenfassen:

- Festlegung eines geeigneten Startvektors.
- Berechnung der Matrix  $\mathbf{A}$ .
- Umrechnung in die invertierte Matrix  $\mathbf{A}^{-1}$ .
- Auflösung des Gleichungssystems nach  $(x_e, y_e, t_e)$ .
- Wenn die Fehlerschranke unterschritten oder erreicht wird oder die maximale zulässige Zahl an Iterationen überschritten ist, Abbruch der Iteration. Ansonsten Neuweisung des Startvektors und Rücksprung zur Berechnung der Matrix  $\mathbf{A}$ .

Das Berechnungsverfahren wurde auf einem Pentium-Prozessor mit 166 MHz unter LINUX implementiert und getestet. Der Gleichungslöser benötigt dabei pro Iteration nur 4 reelle Wurzelberechnungen und 54 Multiplikationen. Die 3 Sender wurden so plaziert, daß sie ein kartesisches Koordinatensystem aufspannen, der erste Sender befindet sich im Koordinatenursprung  $(0, 0)$ , der zweite Sender befindet sich auf der y-Achse  $(0, 100 \text{ m})$ , der dritte Sender befindet sich auf der x-Achse  $(100 \text{ m}, 0)$ . Als sinnvoller Startwert wurde der Punkt  $(50 \text{ m}, 50 \text{ m})$  ausgewählt. Innerhalb des Bereichs von 0 bis 100 m für die x- und y-Komponente der Empfängerposition ist dabei nach max. nur 6 Iterationsschritten mit einer Genauigkeit von mindestens  $500 \mu\text{m}$  die Positionsbestimmung abgeschlossen.<sup>4</sup> Hierfür wurde eine Berechnungszeit von max.  $70 \mu\text{sek}$  benötigt. Wenn sich die Empfängerposition im Umkreis von max. ca. 20 m von dem Startwert befindet, ist die Berechnung bereits nach 4 Iterationsschritten abgeschlossen. Um den Konvergenzbereich zu untersuchen, wurde bei einem festen Startwert bei  $(50 \text{ m}, 50 \text{ m})$  die Empfängerposition im Bereich von 0 bis +100 m auf der x- und y-Achse schrittweise festgelegt und festgestellt, ob das Berechnungsverfahren zum richtigen Wert konvergiert. Die Punkte in nachfolgender Skizze zeigen, wo keine Konvergenz innerhalb dieses Bereichs auftritt:

---

<sup>4</sup>Bei der hier angegebenen Genauigkeit werden noch keinerlei Meßabweichungen berücksichtigt, auch ist die endliche Auflösung bei der Pseudolaufzeitmessung hier unberücksichtigt geblieben.



**Abb. 5.2:** Konvergenzbereich des iterativen Gleichungslösers beim Startwert (50 m, 50 m)

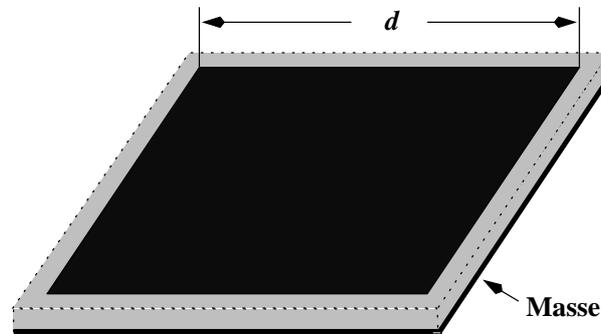
Wenn durch ungünstige Wahl des Startwertes keine Konvergenz zum richtigen Wert erfolgt, kann dies dadurch erkannt werden, daß sich eine größere Anzahl an Iterationswerten bis zu einem falschen Konvergenzpunkt ergibt und das falsche Ergebnis außerhalb eines sinnvollen Bereichs liegt. Bei den obigen Beispielrechnungen liegt ein falscher Konvergenzpunkt immer bei negativen Positionswerten, so daß diese eindeutig erkannt werden können.

Wenn eine fehlerhafte Konvergenz auftritt, muß das Berechnungsverfahren einfach nochmals mit einem veränderten Startwert neu gestartet werden. Aufgrund des großen Konvergenzbereiches wird dieser Fall aber nur beim Neuinitialisieren des Systems und nicht im laufenden Betrieb auftreten. Durch eine veränderte Wahl des Startvektors ist aber die Konvergenz zum richtigen Positionswert immer sichergestellt, im obigen Beispiel ist die Konvergenz auch in dem skizzierten Bereich garantiert, wenn bei einer wiederholten Berechnung der Startwert z.B. auf den Punkt (0 m, 0 m) gelegt wird. Abschließend bleibt festzuhalten, daß eine sehr schnelle Berechnung mit einem ausreichend großen Konvergenzbereich möglich ist, so daß auch bei bewegten Fahrzeugen eine Bestimmung der aktuellen Fahrzeugposition in Echtzeit durchgeführt werden kann.

## 5.5 Auswahl und Dimensionierung der Sende- und Empfangsantenne

Die Richtcharakteristik einer geeigneten Antenne muß näherungsweise einer Halbkugel entsprechen. Hierfür eignet sich insbesondere die sog. *Patchantenne*, welche in Mikrostriptechnik realisiert wird. Dabei wird eine Leiterbahnstruktur auf einem geeigneten dielektrischen Träger, dem Substrat, aufgebracht [140],[156],[204],[205], wobei sich un-

terhalb vom Substrat die Massefläche befindet. Folgende Skizze zeigt den Grundaufbau einer Patchantenne in quadratischer Bauform,<sup>5</sup> welche hier besonders gut geeignet ist:



**Abb. 5.3:** Grundaufbau einer quadratischen Patchantenne

Die Patchantenne wird als  $\lambda/2$  - Resonator betrieben, wodurch sich - bei einer quadratischen Struktur - unmittelbar, mit  $\lambda_0 = c/f_0$ , die Kantenlänge ergibt [156]:

$$d = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.15)$$

Bei der Gleichung (5.15) wird, nach [140], die Kantenlänge mit einem Fehler von bis zu 20 % bestimmt, in [140] sind jedoch auch komplexere Gleichungen für die Bestimmung der Resonanzfrequenz mit einer Genauigkeit von 3 % angegeben, da die Antenne jedoch ohnehin mit einem entsprechenden Mikrowellendesign-CAE-Programm entworfen werden muß, ist obige Abschätzung zunächst ausreichend. Obige Antenne führt eine Abstrahlung auch bei definierten Oberwellenresonanzfrequenzen  $f_{nm} = \sqrt{m^2 + n^2} \cdot f_0$  mit  $m, n = 0, 1, 2, \dots$  durch, wobei schaltungstechnisch dafür gesorgt werden muß, daß keine Oberwellen in unzulässiger Intensität abgestrahlt werden können. Für die vorgeschlagenen Frequenzen ergeben sich folgende Kantenlängen als Abschätzung, wenn z.B. Teflon als Dielektrikum mit  $\epsilon_r = 2.0$  verwendet wird:

Frequenz	Kantenlänge d
24.15 GHz	4,39 mm
61.25 GHz	1,73 mm
76.5 GHz	1,39 mm

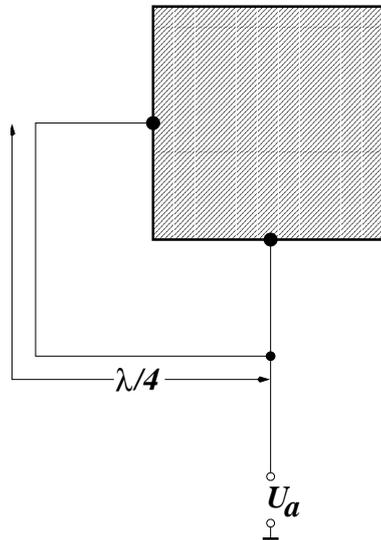
**Tab. 5.4:** Abmessungen der Patchantenne

<sup>5</sup>In [257] sind aber auch kreisförmige Strukturen angegeben worden, mit welchen sich eine zirkulare Abstrahlung erreichen läßt.

Geeignete Dielektrika sollten ein niedriges  $\varepsilon_r$  aufweisen, weil dies unmittelbar zu geringen dielektrischen Verlusten führt [204] und die Bandbreite bei abnehmendem  $\varepsilon_r$  ansteigt. Auch sollte der dielektrische Verlustfaktor  $\tan \delta$  möglichst klein sein und es sollten mechanisch stabile und dünne Substratschichten herstellbar sein. Neben Teflonverbindungen ist hierfür z.B. das Substratmaterial *RT/Duroid 5880* mit  $\varepsilon_r = 2.2$  und einem Verlustfaktor von nur  $\tan \delta = 9 \cdot 10^{-4}$ , welcher für alle oben betrachteten Frequenzen gültig ist, besonders gut geeignet, siehe [266]. Über die Dicke der Substratschicht läßt sich die Bandbreite beeinflussen, ein dickeres Substrat führt bei den hier vorliegenden kleinen  $\varepsilon_r$ -Werten zu einer Vergrößerung bei der Bandbreite. Bei  $\varepsilon_r$ -Werten von etwa 2 bis 2.5 sollte die Substratdicke aber kleiner als 1/15 der Wellenlänge in Luft sein, um zusätzliche Verluste zu vermeiden [140],[204]. Somit sollte bei einer Sendefrequenz von 61.25 GHz die Substratdicke kleiner sein als etwa 325  $\mu\text{m}$ .

Durch eine geeignete Realisierung der Ein- und Auskopplung kann eine Sende- bzw. Empfangsantenne konstruiert werden, welche nur zirkular polarisierte Wellen mit einer definierten Drehrichtung sendet und auch wieder empfängt. Wie im Anhang B und im Abschnitt 5.6.2 ausgeführt, wird bei einer Reflexion in der überwiegenden Zahl der Fälle die Drehrichtung einer zirkular polarisierten Welle umgekehrt. Wenn die Empfangsantenne nun zirkuläre Wellen mit der gedrehten Polarisationsrichtung unterdrückt, ergeben sich erhebliche Vorteile beim Mehrwegeempfang, weshalb hier nur mit zirkular polarisierten Wellen gearbeitet werden soll. Beim Entwurf der Antenne ist aber darauf zu achten, daß eine möglichst ideale zirkuläre Welle über den gesamten abgestrahlten Raumbereich erzeugt wird. Die Empfangsantenne ist dabei identisch wie die Sendeantenne aufgebaut und hat ein reziprokes Verhalten. Eine zirkular polarisierte Welle könnte mit einer näherungsweise quadratischen Patchantenne auch mit einem einzelnen exakt definierten Einspeisepunkt erzeugt werden [140], die Anforderungen an die Präzision der Strukturen sind dabei aber so hoch, daß es insbesondere bei höheren Frequenzen kaum möglich ist, eine möglichst ideale zirkuläre Welle zuverlässig zu generieren [205]. Statt dessen sollte die Ein- und Auskopplung über eine getrennte Ansteuerung der senkrechten und der parallelen Polarisationskomponente erfolgen. Wichtig ist, daß die Zuleitung für eine Polarisationskomponente möglichst exakt um  $\lambda/4$  länger ist als für die andere Komponente, in dem Sinne ist folgende Skizze somit nur als Prinzipschaltung zu verstehen. Die Ansteuerung sollte möglichst nicht über Zuleitungen in der gleichen Metallisierungsebene erfolgen, statt dessen ist eine Einspeisung über eine kleine Durchkontaktierung denkbar, wobei die Leitungslänge und Leitungsinduktivität der Durchkontaktierung mitberücksichtigt werden muß. Sinnvoll ist eine Realisierung mit mindestens 3 Metallisierungsebenen, auf der obersten Metallisierungsebene befindet sich dabei die strahlende Patchstruktur, auf der mittleren Metallisierungsebene ist die Massefläche angeordnet und auf der unteren Me-

tallisierungsebene befinden sich die Zuleitungen mit der Sende- oder Empfangselektronik, wodurch eine Kopplung zwischen der Antenne und der Elektronik zuverlässig vermieden wird.



**Abb. 5.4:** Ansteuerung der Patchantenne für zirkulare Polarisation

Anstelle einer aufwendigen Durchkontaktierung ist aber auch eine Einkopplung über einen Schlitz in der Massefläche unter dem Patch denkbar, wodurch sich eine besonders einfache technologische Realisierung ergibt [140], [204].

Bei den Antennenverlusten sind sowohl die dielektrischen Verluste als auch die ohmschen Verluste zu berücksichtigen. Bei den sehr kleinen Abmessungen und den oben dargestellten kleinen dielektrischen Verlustfaktoren können jedoch beide Werte, bei der hier vorliegenden hohen Abstrahlfrequenz, fast vollständig ignoriert werden. Es ergibt sich ein Antennenwirkungsgrad, definiert als Verhältnis aus abgestrahlter Leistung zu abgestrahlter Leistung plus Verlusten von fast 100 % [140], [204]. Verluste, welche bei der Ein- oder Auskopplung entstehen, sind dabei aber noch nicht berücksichtigt.

Die Bandbreite liegt bei den hier diskutierten Substraten bei maximaler Substratdicke bei einigen Prozent, was für diese Anwendung ausreichend ist. Durch eine Reduzierung der Substratdicke läßt sich die Bandbreite sehr gut auf den im jeweiligen Frequenzbereich benötigten Wert einstellen.

Wichtig ist der sogenannte Antennengewinn, welcher durch den Richtfaktor der Antenne, d.h. dem Verhältnis aus der Strahlungsintensität in Hauptabstrahlrichtung und der durchschnittlichen Strahlungsintensität, bei zusätzlicher Berücksichtigung der Verluste, definiert wird. In diesem Anwendungsfall ist der Antennengewinn etwa gleich dem Richtfaktor zu setzen. Nach [140] wird bei rechteckigen Patchantennen ein Antennenge-

winn von knapp 6 dB erreicht. Bei quadratischen Antennen kann, zumindest nach [156], ein Richtfaktor von maximal 9.5 dB bei zirkularer Polarisation erreicht werden. Außerhalb der Hauptabstrahlrichtung wird der Antennengewinn jedoch - gemäß dem folgenden Absatz - entsprechend kleiner sein.

Die Betrachtung der Antennenrichtcharakteristik kann innerhalb eines Kreiskegels durchgeführt werden, welcher senkrecht auf der Patchstruktur steht. Innerhalb eines Öffnungswinkels von ungefähr  $\pm 45^\circ$  wird im Vergleich zur senkrechten Hauptabstrahlrichtung eine Reduzierung des abgestrahlten E-Feldes von maximal 3 dB zu beobachten sein. Im Vergleich zur Hauptabstrahlrichtung wird innerhalb dieses Kreiskegels auch noch näherungsweise eine ideale zirkulare Welle abgestrahlt, mit einem maximalen Unterschied von weniger als 3 dB zwischen der senkrechten und der parallelen Polarisationskomponente [140], [204], [257]. Innerhalb eines erweiterten Kreiskegels mit einem Öffnungswinkel von etwa  $\pm 85^\circ$  kann sich dann aber eine Reduzierung der Empfindlichkeit oder der Abstrahlung von bis zu 10 dB ergeben, auch die Unterschiede zwischen den beiden Polarisationskomponenten können im Maximalfall diese Größenordnung erreichen. In [156] ist aber auch eine GPS-Patchantenne beschrieben worden, welche ab einem Elevationswinkel von etwa  $15^\circ$  bereits die volle Empfindlichkeit erreicht. Oberhalb eines Öffnungswinkels von  $\pm 85^\circ$  wird sich aber auf jeden Fall eine stark reduzierte Empfindlichkeit ergeben.

### 5.5.1 Antennenrauschen

Bereits an den unbeschalteten Klemmen einer Antenne läßt sich eine Rauschspannung messen, welche von der Erdatmosphäre, dem Sonnenrauschen und dem kosmischen Hintergrundrauschen ausgeht [368]. Weiterhin ergibt sich ein zusätzliches Rauschen durch die ohmschen Verluste der Antenne, welche direkt als Widerstandsrauschen dargestellt werden können.

In dem angegebenen Frequenzbereich ist primär das atmosphärische Rauschen zu berücksichtigen. Die Antennenrauschleistung  $N_A$  wird über die Antennenrauschtemperatur  $T_A$  ( in Kelvin ) beschrieben, wobei folgender Zusammenhang gilt:

$$N_A = k T_A \Delta f \quad (5.16)$$

wobei  $k$  die Boltzmannkonstante und  $\Delta f$  den Frequenzbereich angibt.

In erster Näherung kann bei einer Patchantenne von einer Antennenrauschtemperatur, bedingt durch Widerstandsrauschen und atmosphärischem Rauschen, von max. 300 K, in dem interessanten Frequenzbereich von 24 bis 77 GHz, ausgegangen werden. Es ergibt sich eine maximale Rauschleistung von  $N_A = 4.2$  pW, bezogen auf eine maximale Signalbandbreite von 1 GHz.

## 5.6 Betrachtung der Meßabweichungen

### 5.6.1 Meßabweichungen durch endliche Abmessungen der Sende- und Empfangsantennen

Durch die geringen Antennenabmessungen, welche deutlich kleiner sind als die angestrebte Genauigkeit von 1 cm, sollten sich keine weiteren Meßabweichungen von Bedeutung ergeben.

### 5.6.2 Berücksichtigung des Mehrwegeempfangs

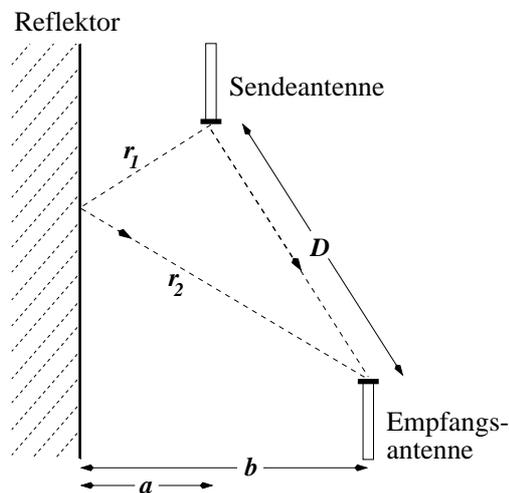
Beim Einsatz innerhalb von Gebäuden - aber auch im Freigelände mit Gebäuden oder anderen größeren Objekten - wird es immer zu einer Reflexion der Sendesignale an diesen Objekten kommen, so daß der Empfänger praktisch immer neben dem direkten gesendeten Signal auch mehrere reflektierte Signale empfangen wird. Beim Mehrwegeempfang sind grundsätzlich 2 Fälle zu unterscheiden:

- Das direktempfangene Signal wird abgeschattet, der Empfänger erhält nur von Objekten reflektierte Signale. Solange diese reflektierten Signale mit einer ausreichenden Stärke empfangen werden, wird der Empfänger nicht in der Lage sein, zu erkennen, daß kein Direktempfang mehr vorliegt. Die Laufzeit- und Streckenmessung führt dann zu einem falschen Ergebnis, die Position kann falsch bestimmt werden. Um eine derartige falsche Positionsbestimmung zu erkennen, bieten sich folgende grundsätzliche Möglichkeiten:
  1. Wenn mehr als 3 Sender zur Verfügung stehen, durch die Abschattung aber noch mindestens 3 Sender direkt empfangen werden, kann mit der Kombination dieser 3 direktempfangenen Sender noch eine richtige Positionsbestimmung durchgeführt werden. Z.B. liefert bei 4 Sendern genau eine Kombination mit 3 Sendern von 4 möglichen Kombinationen das richtige Ergebnis. Um dieses richtige Ergebnis auszuwählen, ist die Verwendung von zusätzlichen Radsensoren notwendig, mit welchen die Position am neuen Meßpunkt näherungsweise bestimmt werden kann. Dadurch kann weitgehend zuverlässig bestimmt werden, welche Messung von allen Kombinationsmöglichkeiten korrekt ist. Sollte beim Einsatz von 4 Sendern mehr als 1 Sender abgeschattet sein, ist es durch die Positionsmessung mittels Radsensoren zumindest möglich, dies zu erkennen. Eine Neubestimmung der Position durch die Radsensoren wird aber nur dann möglich sein, wenn bei der letzten gültigen Messung auch die Richtung des Fahrzeugs möglichst exakt gemessen worden ist, siehe Abschnitt 5.11 .

2. Wenn nur 3 Sender zur Verfügung stehen, kann mit den Radsensoren nur überprüft werden, ob die Positionsberechnung weitgehend richtige Ergebnisse geliefert hat. Wenn nein, muß auf eine weitere exakte Positionsbestimmung zunächst verzichtet werden und die Position kann nur mittels der Radsensoren - unter Berücksichtigung der zu erwartenden Messabweichungen - zumindest näherungsweise neu bestimmt werden. Hierzu ist auch die Kenntnis der Fahrzeugrichtung, zum Zeitpunkt der letzten auf Mikrowellenlandmarken gestützten Positionsberechnung, notwendig, siehe hierzu Abschnitt 3.1.2.

Zusammenfassend bleibt festzuhalten, daß der Einsatz von zusätzlichen Radsensoren zwingend notwendig ist um Abschattungen zu erkennen.

- Wenn nun zusätzlich zum direkten Signal auch an Objekten reflektierte Signale empfangen werden, verfügen diese reflektierten Signale über eine größere Ausbreitungsstrecke und - bei einer einzelnen Reflexion - i.a. über eine kleinere Signalamplitude als das direkt empfangene Signal. Wenn nur eine einzelne, punktuelle Reflexion auftritt, ergibt sich ein Summensignal durch Überlagerung des direkten und des reflektierten Signals. Eine einzelne spiegelnde Reflexion kann dabei wie folgt skizziert werden:



**Abb. 5.5:** Einfache spiegelnde Reflexion

Unabhängig von der Lage der Sende- und Empfangsantenne wird sich an einer senkrechten, glatten Wand immer ein Punkt ergeben, wo eine Reflexion so durchgeführt werden kann, daß Einfallswinkel und Ausfallswinkel gleich groß sind und sich somit eine *spiegelnde* Reflexion ergibt. Bei den in der Praxis im allgemeinen auftretenden

Oberflächen und Wellenlängen von zumindest einigen Millimetern kann eine mögliche Oberflächenrauheit, gemäß Abschnitt B.4, fast immer ignoriert werden, so daß tatsächlich eine spiegelnde Reflexion auftritt.

Bei der mathematischen Darstellung der Einzelreflexion ist folgende Darstellung sinnvoll, siehe z.B. [225], <sup>6</sup> zunächst gilt für das Sendesignal  $s(t)$ :

$$s(t) = A * \sin(w_0 t + p(t)\pi) \quad (5.17)$$

Dabei gibt  $w_0 = 2\pi f_0$  die Senderträgerfrequenz und  $p(t)$  das Pseudozufallssignal an. Für das direkt empfangene Signal  $e(t)$  im Abstand  $D$  ergibt sich dementsprechend:

$$e(t) = k_e * \sin(w_0 (t - \frac{D}{c}) + p(t - \frac{D}{c})\pi) \quad (5.18)$$

Für das reflektierte Signal  $e_r(t)$  mit der zurückgelegten Wegstrecke  $r$  ergibt sich analog:

$$e_r(t) = k_r * \sin(w_0 (t - \frac{r}{c}) + p(t - \frac{r}{c})\pi) \quad (5.19)$$

Die Summe  $e_{ges}(t) = e(t) + e_r(t)$  ergibt das gesamte Empfangssignal. Der Faktor  $k_e$  läßt sich gemäß Gleichung (5.25) aus der Streckendämpfung und der Amplitude  $A$  des Sendesignals berechnen, wenn auch der reale Antennengewinn für die aktuell gültige Einfallrichtung bekannt ist. Demgegenüber ist die genaue Berechnung des Faktors  $k_r$  aber recht schwierig und nur möglich, wenn man die exakten Einfallswinkel am Reflektor und bei den Antennen sowie die genauen Richtcharakteristiken der Antennen kennt. Dabei ist insbesondere zu beachten, daß i.a. bereits eine elliptisch polarisierte Welle abgestrahlt wird, ein dielektrischer Reflektor - in Abhängigkeit vom Einfallswinkel - das Verhältnis der senkrechten und der parallelen Polarisationskomponente weiter verändert und auch die Empfangsantenne, i.a. für beide Polarisationskomponenten, unterschiedlich stark empfindlich ist. Im Ergebnis wird der Faktor  $k_r$  aber praktisch immer kleiner sein als der Faktor  $k_e$ , in der überwiegenden Zahl der Fälle wird  $k_r$  sogar um mehr als 50 % kleiner sein als  $k_e$ . Angaben zum Reflexionsverhalten unterschiedlicher realer Reflektoren findet man in [66], [114], [123], [159], [206], [207], [276] und [277]. Eine Darstellung bzgl. des Reflexionsverhaltens bei dielektrischen und metallischen Reflektoren unter Berücksichtigung der Antennenrichtcharakteristik ist im Anhang B im Detail angegeben.

In Abschnitt 5.8 und im Anhang F wird durch umfangreiche Simulationsrechnungen das Verhalten bei einem entsprechenden Mehrwegeempfang im Detail untersucht,

---

<sup>6</sup>Diese Darstellung unterscheidet sich beim Sendesignal  $s(t)$  gegenüber der im Anhang D gemachten Ableitung, ergibt jedoch die selben Ergebnisse.

wobei obige Gleichungen (5.17) bis (5.19) als Grundlage verwendet werden. Unter Berücksichtigung der dort dargestellten Detailergebnisse - siehe hierzu insbesondere Tabelle B.1 - und unter Berücksichtigung von Anhang B - siehe dort insbesondere Abbildung B.6 - ist zusammenfassend festzuhalten:

1. In diesem Unterpunkt soll nur der Fall betrachtet werden, wenn die zurückgelegte Wegstrecke eines reflektierten Signals minus die Wegstrecke des direkt empfangenen Signals kleiner ist als der 1.4-fache Wert einer Code-Wellenlänge  $c/f_p$ . Grundsätzlich können hier Fehler bei der Bestimmung der richtigen Korrelationshauptspitze und somit der Pseudoentfernung auftreten. Bei der in Abschnitt 5.8 verwendeten Modulationsfrequenz  $f_p$  von 356.1 MHz - welche dabei den max. sinnvollen Wert bei einer Übertragungsbandbreite von 500 MHz darstellt - ergibt sich eine Code-Wellenlänge von ca. 0.842 m.<sup>7</sup>

Wenn somit ein reflektiertes Signal mit einer Wegstrecke auftritt, welche um weniger als 1.2 m größer ist als die Wegstrecke des direkt empfangenen Signals, können Fehler auftreten, wenn zusätzlich dieses reflektierte Signal einen Pegel von mindestens 20 % des direkt empfangenen Signals aufweist. Wenn dieses reflektierte Signal einen Pegel von unter 20 % des direkt empfangenen Signals besitzt, wird statt dessen mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit keinerlei Störung auftreten, siehe hierzu Abschnitt F.3.4 und [152], insbesondere Abschnitt 3.7.

Dies bedeutet, daß bei einer Reflexion an einem dielektrischen Reflektor nur bei größeren Reflektoreinfallswinkeln - ab ca. 60° - eine Störung durch den Mehrwegeempfang auftreten kann und Reflexionen an einem einzelnen metallischen Reflektor vollständig ignoriert werden können. Die Auftrittswahrscheinlichkeit für einen Fehler, bei der Bestimmung der Pseudoentfernung, liegt bei einem Reflektoreinfallswinkel von 70° bei ca. 50 %, wobei bei einer Wegstreckendifferenz des reflektierten minus des direkten Signals von unter einer Codewellenlänge die Fehlerwahrscheinlichkeit jedoch deutlich größer als 50 % ist. Wenn das gesendete Signal jedoch an einer geradzahligen Anzahl von z.B. 2 metallischen Reflektoren nacheinander reflektiert wird, bis es die Empfangsantenne erreicht, ist eine Störung des Korrelationssignals immer unabhängig vom Reflektoreinfallswinkel zu erwarten. Sollte das gesendete Signal jedoch nacheinander von einem metallischen und einem dielektrischen Reflektor reflektiert werden, könnte eine Störung auftreten, solange der Einfallswinkel beim dielektrischen Reflektor **unter** 70 bis 80° liegt.

---

<sup>7</sup>Die Modulationsfrequenz  $f_p$  sollte aus schaltungstechnischen Gründen immer auch ein ganzzahliger Teiler der Sendefrequenz  $f_0$  sein, hier liegt der Teilungsfaktor bei 172.

Wenn mehrere reflektierte Signale von unterschiedlichen Reflexionspunkten an der Empfangsantenne eintreffen und mindestens 1 reflektiertes Signal obige Entfernungsbedingung erfüllt, wird sich mit hoher Wahrscheinlichkeit kein Fehler ergeben, solange jedes reflektierte Signal einen maximalen Pegel von 15 % des direkt empfangenen Signals besitzt.

2. In diesem Unterpunkt soll nun der Fall betrachtet werden, wenn die Wegstreckendifferenz zwischen jedem reflektierten Signal und dem direkten Signal größer oder gleich ist als der 1.4-fache Wert einer Code-Wellenlänge  $c/f_p$  von 0.842 m.

Durch umfangreiche Simulationsrechnungen - siehe hierzu wieder Abschnitt F.3.4 und [152] - konnte nachgewiesen werden, daß hier mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit keine erkennbaren Fehler bei der Bestimmung der richtigen Korrelationshauptspitze und somit der Pseudoentfernung auftreten werden.<sup>8</sup> Dies gilt auch dann noch, wenn das Signal zu 100 % an einem idealen Reflektor - ohne Drehung der Polarisationsrichtung - reflektiert würde und eine ideale Antennenrichtcharakteristik vorliegen würde. Auch wenn das gesendete Signal mehrfach reflektiert wird, bis es die Empfangsantenne erreicht, wird hier keine Störung auftreten, auch nicht bei metallischen Reflektoren.

Weiterhin werden auch beim gleichzeitigen Empfang von mehreren reflektierten Signalen - im normalen Anwendungsfall - keine Fehler bei der Bestimmung der Pseudoentfernung auftreten. Erst wenn sehr viele reflektierte Signale an der Empfangsantenne gleichzeitig eintreffen, wird das direkt empfangene Signal so stark überdeckt, daß eine korrekte Bestimmung der Korrelationshauptspitze nicht mehr möglich sein wird. Denkbar wäre dies z.B. dann, wenn die gesendeten Signale mit einem Reflektor auf die Empfangsantenne fokussiert werden, wie dies z.B. mit einem gekrümmten Spiegel möglich wäre. Beim praktischen Einsatz wird es sich dabei aber um extrem seltene Ausnahmefälle handeln.

Um störende Reflexionen zu vermeiden, sollten folgende Richtlinien für die Platzierung der Sende- und Empfangsantenne eingehalten werden:

- Die Sendeantenne sollte an der Decke in einer etwas abgehängten Form angebracht werden, mit der Hauptabstrahlrichtung nach unten.
- Die Empfangsantenne wird bei einem mobilen Fahrzeug möglichst hoch angebracht,

---

<sup>8</sup>Kein erkennbarer Fehler bedeutet dabei, daß die Pseudoentfernung mit einer Genauigkeit von  $\pm 8.41$  mm oder besser bestimmt werden kann.

mit der Hauptabstrahlrichtung nach oben. Der vertikale Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne sollte möglichst klein sein.

- Die Abstände zwischen einem möglichen dielektrischen Reflektor und der Sende- und Empfangsantenne sollten möglichst groß sein. Wenn man von einem senkrechten Reflektor ausgeht und den vertikalen Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne mit  $D_y$  bezeichnet, kann folgender Zusammenhang - bei einem dielektrischen Reflektor - für den minimal notwendigen horizontalen Abstand  $a$  zwischen Reflektor und Sendeantenne angegeben werden, wenn der Abstand  $b$  zwischen Reflektor und Empfangsantenne durch die Abmessungen eines mobilen Roboters vorgegeben ist. Dabei wird wieder von einem maximal zulässigen Einfallswinkel von  $60^\circ$  bei einem dielektrischen Reflektor ausgegangen:

$$a \geq 0.577 \cdot D_y - b \quad (5.20)$$

Bei einem einzelnen metallischen Reflektor kann der Abstand  $a$  jedoch beliebig klein sein, weil dieser dann die Drehrichtung der zirkular polarisierten Welle umdreht. Bei der Konstruktion des mobilen Roboters sollte aber auch darauf geachtet werden, daß der minimale Abstand  $b$  möglichst groß ist. Als Beispiel soll für  $D_y$  ein Wert von 2 m angenommen werden, sowie der Abstand  $b$  gleich dem Abstand  $a$  sein. Für den horizontalen Abstand  $a$  zwischen Reflektor und Sendeantenne ergibt sich dann ein minimal notwendiger Wert von 0.58 m. Allerdings muß keineswegs zwingend ein Fehler auftreten, sobald obige Ungleichung (5.20) nicht mehr erfüllt ist.

### 5.6.3 Dopplereffekt beim bewegten Fahrzeug

Wie in Anhang C beschrieben, kann der Dopplereffekt für diese Anwendung vollständig ignoriert werden.

### 5.6.4 Ungenauigkeit und Änderungen der Ausbreitungsgeschwindigkeit

Die Lichtgeschwindigkeit ist mit  $c_0 = 299792458$  m/sek im Vakuum als Naturkonstante seit 1973 festgelegt [50]. In Luft ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  jedoch geringfügig kleiner, wobei sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit mit der Temperatur, dem Wasserdampfgehalt und dem Kohlendioxid- ( $CO_2$  - ) Gehalt in der Luft ändert. Weiterhin ist bei Licht eine Dispersion der Ausbreitungsgeschwindigkeit zu berücksichtigen, welche bei Mikrowellen aber praktisch nicht mehr auftritt.

Anstelle der Ausbreitungsgeschwindigkeit wird in der Literatur der Brechungsindex angegeben, aus welchem sich die gesuchte Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  unmittelbar durch:

$$c = \frac{c_0}{n} \quad (5.21)$$

ergibt. In [15] wird die empirische Gleichung von *Smith und Weintraub* für die Berechnung des Brechungsindex für elektromagnetische Wellen im Mikrowellenbereich angegeben. Diese Gleichung geht dabei von einem  $CO_2$  - Gehalt von 0.03 % aus: <sup>9</sup>

$$(n - 1)10^6 = \frac{77.6}{T} \cdot \left( P + \frac{4810 \cdot e}{T} \right) \quad (5.22)$$

Dabei bedeuten:

$P$ : Luftdruck in mbar,

$e$ : partieller Wasserdampfdruck in mbar,

$T$ : Temperatur in Kelvin.

Wenn der  $CO_2$ -Gehalt mitberücksichtigt werden soll, kann man die in [161] angegebene Gleichung verwenden:

$$(n - 1)10^6 = \frac{77.62}{T} p_1 + \frac{133.06}{T} p_2 + \frac{64.70}{T} \left( 1 + \frac{4311.37}{T} \right) p_3 \quad (5.23)$$

Dabei bedeuten:

$p_1$ : partieller Druck der trockenen Luft in mbar,

$p_2$ : partieller Druck des Kohlendioxids in mbar,

$p_3$ : partieller Druck des Wasserdampfs in mbar.

Der partielle Wasserdampfdruck  $e$  kann jeweils aus der relativen Luftfeuchte bei bekannter Temperatur berechnet werden. Hierzu muß zunächst der sog. Sättigungsdampfdruck aus einer entsprechenden Tabelle, siehe z.B. [75], [175], für die aktuelle Temperatur bestimmt werden. Folgende Gleichung gibt dann den partiellen Wasserdampfdruck an:

$$e = \text{rel. Feuchtigkeit} \cdot \text{Sättigungsdampfdruck} \quad (5.24)$$

Dabei verdoppelt sich der Sättigungsdampfdruck ungefähr jeweils nach 10 K Temperaturerhöhung.

Um nun einen typischen Wert  $c_{typ}$  für die Ausbreitungsgeschwindigkeit anzugeben, soll von einem Luftdruck von 999.25 mbar, einer Temperatur von 20 °C, einem partiellen Wasserdampfdruck von 12.8 mbar gleich 55 % Luftfeuchte und einem  $CO_2$  - Gehalt von 0.03 % ausgegangen werden. Die folgende Tabelle gibt die so resultierende Ausbreitungsgeschwindigkeit an:

<sup>9</sup>In [32] S. 65 und in [264] sind für den Brechungsindex in Luft für folgende Gleichung in 4 weiteren Formeln geringfügig andere Koeffizienten angegeben worden, welche sich wiederum auf einen  $CO_2$  - Gehalt von 0.03 % beziehen

Quelle	Formel von	$c_{typ}$ in $m/sek$	Abweichung in ppm bzgl. Gl. (5.22)
[15]	Smith und Weintraub	299696522.9	–
[264]	Essen und Froome	299696635.8	0.38
[264]	Deichl, Essen und Froome	299696578.2	0.18
[32]	Essen und Froome	299696707.1	0.61
[32]	Smith und Weintraub	299696518.6	-0.01
[161]	nicht bekannt	299700839.2	14.4

**Tab. 5.5:** Typische Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c_{typ}$

Die ersten 5 Ergebnisse basieren alle auf Gleichung (5.22), nur mit etwas unterschiedlichen Parametern. Die Gleichung (5.22) von *Essen und Froome* wurde bereits Anfang der 60-iger Jahre von der *International Union of Geodesy and Geophysics* als Standard vorgeschlagen. Von *Smith und Weintraub* wurden dann etwas verbesserte Koeffizienten angegeben. Die Koeffizienten aller Gleichungen wurden dabei empirisch ermittelt oder zumindest empirisch optimiert. Gleichung (5.22) sollte zumindest bis 40 GHz mit einer maximalen Abweichung von  $\pm 1.0$  ppm gültig sein [264], die tatsächliche Abweichung bei etwas höheren Frequenzen, von z.B. 61 GHz ist jedoch unbekannt. Gleichung (5.23) liefert eine deutliche Abweichung gegenüber allen anderen Werten, auch ist hier der zulässige Frequenzbereich unklar. Es wird deshalb in allen weiteren Betrachtungen die erste Gleichung (5.22) aus [15] verwendet, d.h. es wird mit einer typ. Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c_{typ} = 299696522.9$  m/sek gearbeitet.

Durch partielle Ableitungen der Gleichung (5.22) - nach Einsetzen von Gleichung (5.21) - erhält man die Abhängigkeit von der Temperatur  $T$ , dem Luftdruck  $P$  und dem partiellen Wasserdampfdruck  $e$ , gültig für die oben genannten typischen Werte von  $T$ ,  $P$  und  $e$ :

$$\frac{\delta c}{\delta T} = 383.97 \frac{m}{sek \cdot K} \quad \frac{\delta c}{\delta P} = -79.3 \frac{m}{sek \cdot mbar} \quad \frac{\delta c}{\delta e} = -1301.3 \frac{m}{sek \cdot mbar}$$

Um die minimalen und maximalen Werte für die Ausbreitungsgeschwindigkeit zu bestimmen, wird von einem Temperaturbereich von  $-20^{\circ}C$  bis  $60^{\circ}C$ , einer partiellen Luftfeuchtigkeit im Bereich von 10 % bis 90 % sowie einem Luftdruck von 700 mbar bis 1100 mbar ausgegangen. Die Untergrenze beim Luftdruck von 700 mbar deckt damit eine Höhe von bis zu 3000 m über Meeresspiegel ab. Der minimale Wert der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c_{min}$  ergibt sich dann beim maximalen Luftdruck von 1100 mbar und aufgrund seines großen Einflusses auch beim maximalen partiellen Wasserdampfdruck, d.h. bei einer Luftfeuchtigkeit von 90 % und somit auch bei einer maximalen Tempera-

tur von  $60^{\circ}\text{C}$ . Der maximale Wert der Ausbreitungsgeschwindigkeit ergibt sich dann bei einem minimalen Luftdruck von 700 mbar, einer minimalen Luftfeuchte von 10 % sowie bei einer Temperatur von  $22^{\circ}\text{C}$ . Es ergibt sich dann gemäß Gleichung (5.22):

$$c_{min} = 299535115 \text{ m/sek} \quad \text{und} \quad c_{max} = 299733899 \text{ m/sek} .$$

Es ist jetzt die Größe der Meßabweichung bei der Positionsbestimmung anzugeben, wenn mit dem typischen Wert für die Ausbreitungsgeschwindigkeit gerechnet wird, tatsächlich aber die minimale oder maximale Ausbreitungsgeschwindigkeit vorliegt. Hierzu wurde ein Simulationsprogramm erstellt, welches auf dem iterativen Gleichungslöser von Abschnitt 5.4 aufbaut. Die Senderpositionen und der Startwert für die Iteration entsprechen den Angaben von Abschnitt 5.4. Es wurde dann die Empfängerposition auf der x- und der y-Achse schrittweise im Bereich von 0 bis +100 m festgelegt und die Meßabweichung bestimmt, die dann auftritt, wenn mit mittlerer Ausbreitungsgeschwindigkeit gerechnet wird, tatsächlich aber eine minimale Ausbreitungsgeschwindigkeit vorliegt. Es ergab sich dabei eine maximale Abweichung bei der Bestimmung der x- und der y-Position von 54 mm an der Empfängerposition (100 m, 100 m). Die mittlere Meßabweichung lag bei 16 mm sowohl bei der Bestimmung der x- als auch der y-Position. Dabei wurden jeweils alle Werte ignoriert, wo keine Konvergenz des iterativen Gleichungslösers auftrat. Die maximale Ausbreitungsgeschwindigkeit wurde hier nicht gesondert betrachtet, da klar ist, daß dabei kleinere Abweichungen bei der Positionsbestimmung auftreten.

Wenn die maximale Meßabweichung von 54 mm - gültig für einen Meßbereich der Fahrzeugposition von 100 auf 100 m - reduziert werden soll, ergeben sich folgende Möglichkeiten:

- Der Einsatzbereich wird eingeschränkt auf einen kleineren Temperaturbereich, einen kleineren Bereich der Luftfeuchte und einen kleineren Bereich des Luftdrucks. Insbesondere für Anwendungen in geschlossenen Räumen wird dies in vielen Fällen gut möglich sein. Bereits durch diese Einzelmaßnahme sollte sich die Meßabweichung auf unter einen Zentimeter reduzieren lassen.
- Es wird eine Messung von Luftdruck, Temperatur und relativer Luftfeuchte vorgenommen. Aus der gemessenen Temperatur und der gemessenen Luftfeuchte wird dann der partielle Wasserdampfdruck bestimmt. Hierzu wird neben den entsprechenden Tabellen für den Sättigungsdampfdruck die Gleichung (5.24) verwendet. Denkbar ist dabei die Messung am Standort des Empfängers, wobei diese Messung nur dann sinnvoll ist, wenn die gemessenen Werte auch innerhalb des gemessenen Bereichs von z.B. 100 auf 100 m weitgehend konstant sind. Um die verbleibende Meßabweichung abzuschätzen, wurde das oben beschriebene Simulationsprogramm etwas modifiziert und erweitert. Ausgegangen wird von dem typischen Wert  $c_{typ}$

der Ausbreitungsgeschwindigkeit bei 999.25 mbar Luftdruck, einer Temperatur von  $20^\circ\text{C}$  und 55 % Luftfeuchte. Es wurden dann folgende Toleranzen, bedingt durch die Meßgenauigkeit und die unvermeidlichen Luftveränderungen in einem größeren Raumbereich, angenommen:  $\pm 50$  mbar max. Abweichung beim Luftdruck,  $\pm 2^\circ\text{C}$  Temperaturabweichung und  $\pm 2.5$  % Abweichung bei der Luftfeuchte. Bei der Bestimmung der Fahrzeugposition ergibt sich dann ein maximale Meßabweichung von 2.1 mm, wiederum an der Position (100 m, 100 m). Die durchschnittliche Meßabweichung - definiert als Mittelwert der Meßabweichungen bei allen möglichen Fahrzeugpositionen - liegt aber bei nur noch  $600\ \mu\text{m}$  bei der resultierenden minimalen Ausbreitungsgeschwindigkeit und bei nur noch  $300\ \mu\text{m}$  bei der resultierenden maximalen Ausbreitungsgeschwindigkeit. In einem Raumbereich von 100 m auf 100 m ist durch die Ungenauigkeit von Gleichung (5.22) - bei maximaler Entfernung von Sende- und Empfangsantenne - eine weitere zusätzliche Meßabweichung von weniger als  $200\ \mu\text{m}$  zu erwarten, eine Erhöhung des  $\text{CO}_2$ -Gehaltes in der Luft auf 1 % wird im gleichen Raumbereich - nach Gleichung (5.23) - zu einer weiteren zusätzlichen maximalen Meßabweichung von ca.  $620\ \mu\text{m}$  führen.<sup>10</sup> Somit ist die resultierende Restmeßabweichung für die üblichen Anwendungen ausreichend klein.

- Es wird eine Referenzmessung durchgeführt. Dies ist insbesondere an der Ladestation des Fahrzeugs möglich, wenn der Punkt dieser Ladestation exakt ausgemessen worden ist. Hierzu wird Gleichung (5.8) nach der gesuchten Ausbreitungsgeschwindigkeit aufgelöst, wobei als weitere Unbekannte nur noch die unbekannte Zeit  $t_e$  zu bestimmen ist. Man erhält also bei Verwendung von 3 Mikrowellensendern bereits ein überbestimmtes Gleichungssystem. Grundvoraussetzung ist dabei jedoch, daß die Zeit  $t_e$  für alle Kanäle gleich groß ist, vergleiche hierzu Abschnitt 5.9.2. In vielen Anwendungsfällen wird diese Bedingung jedoch nicht erfüllt sein, wodurch eine Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit durch eine Referenzmessung grundsätzlich unmöglich ist.

Um hier eine möglichst hohe Genauigkeit bei der Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  zu erhalten, sollten die Sender und die Lade- oder Referenzstation des Empfängers so angeordnet werden, daß sich eine möglichst große Entfernung zwischen den für die Messung verwendeten Sendern und dem Empfänger ergibt. Bei einer Einzelmessung wird sich bei der Bestimmung der Ausbreitungsgeschwin-

---

<sup>10</sup>Diese Angaben zur Meßabweichung entsprechen natürlich nicht der erreichten Genauigkeit, sondern nur dem Abweichungsanteil der Ausbreitungsgeschwindigkeit, bereits ein Verkippen der Antennen kann eine größere Meßabweichung ergeben, auch wird die Pseudolaufzeitmessung zu erheblich größeren Meßabweichungen führen.

digkeit - in einem begrenzten Meßbereich von 100 auf 100 m - dennoch zunächst eine Abweichung von bis zu 200 ppm ergeben. Durch eine Mittelwertbildung über zahlreiche Einzelmessungen läßt sich diese Abweichung jedoch deutlich reduzieren, die Restabweichung der aktuellen Referenzmessung wird im wesentlichen davon bestimmt, welche Positionsabweichungen des Fahrzeugs sich beim Andocken an der Referenzstation ergeben. Die mit diesem Verfahren real erzielbare Genauigkeit, bei der Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit, ist jedoch davon abhängig, wie stark sich zwischen 2 Referenzmessungen die Parameter in der Luft ändern, insbesondere die Temperatur und die relative Luftfeuchte. Dieses Verfahren ist deshalb nur bei regelmäßigen Referenzmessungen zu empfehlen.

- Anstelle einer Referenzstation für den mobilen Empfänger besteht auch die Möglichkeit einen Referenzempfänger einzusetzen, welcher an einer exakt bekannten Position plaziert wird. Die Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit erfolgt dabei unverändert gemäß dem im letzten obigen Punkt dargestellten Verfahren, wiederum unter der Grundvoraussetzung, daß die Zeit  $t_e$  für alle Kanäle gleich groß ist. Die berechnete Ausbreitungsgeschwindigkeit muß dann jedoch an den mobilen Empfänger übertragen werden, was nur durch eine zusätzliche Funkverbindung möglich sein wird. Bei einer genau bekannten Plazierung der Sender und des Referenzempfängers wird sich die Meßabweichung bei der Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit aber auf wenige ppm reduzieren lassen.
- Die Ausbreitungsgeschwindigkeit wird - zum Zeitpunkt der Positionsbestimmung - selbst als eine unbekannte Größe angenommen. Dazu ist ein vierter Mikrowellensender notwendig. Man erhält somit ein Gleichungssystem mit 4 Unbekannten. Grundvoraussetzung ist wiederum, daß die Zeit  $t_e$  für alle 4 Kanäle identisch ist. Um nun eine möglichst einfache Auflösung dieses Gleichungssystems vornehmen zu können, wird die Fahrzeugposition zunächst näherungsweise mit Gleichung (5.8) bestimmt, wobei für die Ausbreitungsgeschwindigkeit der empfohlene typische Wert  $c_{typ}$  oder - wenn verfügbar - der Mittelwert der Ausbreitungsgeschwindigkeit aus den letzten Messungen verwendet wird. Anschließend wird dann Gleichung (5.8) zu einem System mit 4 Gleichungen und 4 Unbekannten erweitert, das Gleichungssystem wird dann wiederum iterativ, wie oben beschrieben, gelöst. Dieses erweiterte Gleichungssystem mit 4 Unbekannten läßt sich dann durch sehr wenige weitere Iterationen lösen, weil das Ergebnis bereits näherungsweise bekannt ist. Dieses Berechnungsverfahren benötigt im Ergebnis einen weiteren Sender sowie - bei gleicher Berechnungszeit, wie bei nur 3 ausgewerteten Sendern - einen schnelleren Prozessor für die Berechnung. Im Ergebnis kann man eine etwas höhere Gesamtgenauigkeit bei

der Positionsbestimmung als beim Einsatz von Luft-Meßsensoren erhalten, weil die zusätzlichen Meßabweichungen aufgrund der Sensoren und der Berechnungsformel entfallen.

Zusammenfassend bleibt festzuhalten, daß - wenn die Zeit  $t_e$  nicht für alle Kanäle konstant ist - die Ausbreitungsgeschwindigkeit nur mit einer Luftparametermessung bestimmt werden kann.

## 5.7 Erzielbare Reichweiten und Empfängerrauschen

Am Ende der Signalübertragungsstrecke muß ein ausreichender Signalrauschabstand zur Verfügung stehen. Daraus ist die notwendige abgestrahlte Sendeleistung in Abhängigkeit von der maximalen Entfernung abzuleiten. Folgende Skizze stellt den entsprechenden Signalweg dar:

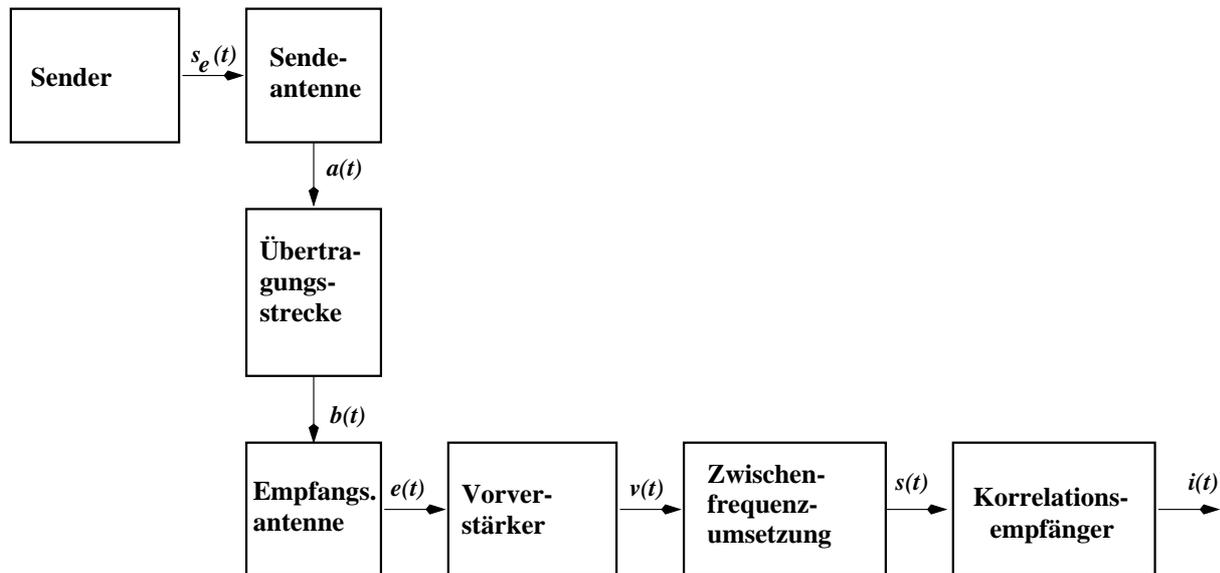


Abb. 5.6: Signalverlauf

Die Übertragungsstrecke kann mit der Sende- und Empfangsantenne in einer gemeinsamen Gleichung beschrieben werden [333]:

$$P_E = P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \left( \frac{\lambda_0}{4\pi D} \right)^2 \quad (5.25)$$

mit

$P_S$  Sendeleistung,

$P_E$  Empfangsleistung,

$G_S$  Gewinn der Sendeantenne,

$G_E$  Gewinn der Empfangsantenne,

$\lambda_0$  Wellenlänge der Sendefrequenz,

$D$  Distanz von Sender und Empfänger.

Folgende Tabelle gibt die Dämpfung  $P_E/P_S$  für die interessanten Mittenfrequenzen und die wesentlichen Entfernungen an, wobei von einem Gewinn der Sende- und Empfangsantenne von je 4 dB ausgegangen wurde. Beim Wert für den Antennengewinn wurden bereits mögliche Verluste von ca. 2 dB bei der Einspeisung und bei den Zuführungsleitungen, bzw. den Impedanzanpassungsnetzwerken, mitberücksichtigt.

Sendefrequenz	Sende-Empfangsdistanz				
	1 m	10 m	20 m	50 m	100 m
24.15 GHz	-52.1 dB	-72.1 dB	-78.1 dB	-86.1 dB	-92.1 dB
61.25 GHz	-60.2 dB	-80.2 dB	-86.2 dB	-94.2 dB	-100.2 dB
76.5 GHz	-62.1 dB	-82.1 dB	-88.1 dB	-96.1 dB	-102.1 dB

**Tab. 5.6:** Dämpfung  $P_E/P_S$

Wenn man von einer minimalen Entfernung von 1 m und einer maximalen Entfernung von 100 m zwischen Sende- und Empfangsantenne ausgeht, hat die Empfangsschaltung somit - unabhängig von der verwendeten Sendefrequenz - einen Dynamikbereich von 40 dB abzudecken.

Zusätzlich zu der durch die obige Gleichung beschriebenen Dämpfung ist noch eine atmosphärische Dämpfung und - bei einem Einsatz im Freigelände - eine Dämpfung bei Regen zu berücksichtigen. Die atmosphärische Dämpfung hat dabei, im Frequenzbereich von 20 bis 80 GHz, bei 60 GHz ein schmalbandiges Maximum von bis zu 15 dB/km gleich 1.5 dB pro 100 m aufgrund der Sauerstoffresonanz [230]. Der betrachtete Frequenzbereich von 61 bis 61.5 GHz fällt noch in dieses Resonanzband, bei allen anderen Frequenzbereichen liegt die atmosphärische Dämpfung aber deutlich unter 1 dB/km und ist somit für diese Anwendung vollständig zu vernachlässigen. Die Dämpfung aufgrund von Regen steigt mit der Frequenz stark an. Folgende Tabelle gibt die zu erwartende max. Regendämpfung bei einer Sendefrequenz von 61.25 GHz an, die Werte haben sich dabei durch die bei [174], S. 70 gemachten Angaben ergeben. Bei einer Sendefrequenz von 76.5 GHz sind die folgenden Werte noch als gültig anzusehen. Bei 24 GHz wird die Regendämpfung auch bei einer Regenmenge von 100 mm/h nur bei ca. 15 dB/km liegen. Starker Nebel mit einer Sichtweite von 25 m führt bei 61.25 GHz zu einer Dämpfung von

ca. 6.5 dB/km [174], bei deutlich größeren Sichtweiten kann eine mögliche Nebeldämpfung aber vollständig ignoriert werden.

Regenhöhe / h	Dämpfung pro 100 m	Dämpfung pro km
10 mm / h ( leichter Regen )	0.35 dB / 100m	3.5 dB / km
20 mm / h ( starker Regen )	0.7 dB / 100m	7 dB / km
100 mm / h ( Wolkenbruch )	2.5 dB / 100m	25 dB / km

**Tab. 5.7:** Regendämpfung bei 61.25 GHz

Das Rauschen des Vorverstärkers und die empfangenen Rauschsignale der Empfangsantenne sollten möglichst klein sein. Das Verstärkerrauschen wird über die sog. Rauschzahl, die für eine entsprechende Frequenz gültig ist, charakterisiert, Details ergeben sich hierzu aus Anhang E. Folgende Tabelle gibt an, welche Rauschzahlen erreicht werden können:

Technologie	Frequenz	Rauschzahl	Verstärkung	Jahr	Literatur
AlGaAs/InGaAs/GaAs HEMT vierstufiger Verstärker	51 GHz	3 dB	42 dB	1995	[139]
InAlAs/InGaAs/InP HEMT 0.1 $\mu\text{m}$ Prozeß dreistufiger Verstärker	94 GHz	3.3 dB	20 dB	1996	[337]
InP HEMT dreistufiger Verstärker	44 GHz	1.8 dB	26 bis 31 dB	1996	[318]
AlGaAs/InGaAs HEMT 0.15 $\mu\text{m}$ Prozeß vierstufiger Verstärker	60 GHz	4.0 dB	24 dB	1996	[208]

**Tab. 5.8:** Rauschzahlen von Empfängerverstärkern

Wenn der benötigte Signalrauschabstand  $SNR = P_E/N$  für den Empfänger bekannt ist, kann aus den obigen Gleichungen und mit Anhang E die benötigte Sendeleistung berechnet werden:

$$P_S = \frac{SNR \cdot k (T_A + (F_{ges} - 1) T) \Delta f}{G_S \cdot G_E} \cdot \left( \frac{4\pi D}{\lambda_0} \right)^2 \quad (5.26)$$

Bei einem Signalrauschabstand von 0 dB, einer Antennenrauschtemperatur von 300 K, einer Rauschzahl  $F_{ges} = 3$  dB, gleich einem Rauschfaktor  $F_{ges} = 2$ , einer Umgebungstemperatur von 290 K, einem Sende- und Empfangsantennengewinn von  $G_S = G_E = 4$  dB, ergeben sich in Abhängigkeit der Sendefrequenz und der max. Distanz folgende min.

benötigte Sendeleistungen. Dabei wurde bei einer Sendefrequenz von 61.25 GHz die Sauerstoffresonanz von 15 dB/km bei dieser Frequenz zusätzlich berücksichtigt.

Sendefrequenz	Signalbandbreite	max. Sende-Empfangsdistanz			
		10 m	20 m	50 m	100 m
24.15 GHz	200 MHz	0.03 mW	0.11 mW	0.66 mW	2.65 mW
61.25 GHz	500 MHz	0.4 mW	1.8 mW	13 mW	60 mW
76.5 GHz	1 GHz	1.3 mW	5.3 mW	33 mW	133 mW

**Tab. 5.9:** Notwendige Sendeleistungen

Die reale Sendeleistung sollte natürlich immer etwas höher als bei den oben angegebenen Werten liegen, der doppelte Wert scheint hierfür geeignet. Um bei einem Einsatz im Freigelände eine mögliche Regendämpfung auszugleichen, sollte die Sendeleistung nochmals um 3 dB, bei einer max. Sende-Empfangsdistanz von 100 m, erhöht werden.

## 5.8 Simulation möglicher Korrelationsempfängerstrukturen

Hier sollen die wichtigsten Ergebnisse umfassender Simulationsrechnungen des Korrelationsempfängers dargestellt werden, welche dann als Grundlage für die in Abschnitt 5.9 beschriebene schaltungstechnische Realisierung verwendet werden. Details sind im Anhang F dargestellt.

### 5.8.1 Veränderung des Signalrauschabstands durch Korrelation

Der Signalrauschabstand  $SNR_{out}$  am Korrelatorausgang verbessert sich bei einer analogen Korrelation, gegenüber dem Signalrauschabstand  $SNR_{in}$  am Korrelatoreingang, um die Korrelatorlänge  $L$ , d.h. es gilt - in absoluten Größen - siehe z.B. [105]:

$$SNR_{out} = L * SNR_{in}. \quad (5.27)$$

Bei einer typischen Korrelatorlänge von 127 wird sich somit durch eine analoge Korrelation eine Verbesserung des Signalrauschabstands von +21 dB ergeben.

Um den Dynamikbereich der Empfangssignale von 40 dB - bei einer Entfernung von max. 100 m zwischen Sende- und Empfangsantenne - möglichst einfach weitgehend auszugleichen, ist es sinnvoll vor der Korrelation auf der Empfangsseite einen Komparator einzusetzen - welcher einer 1-Bit-AD-Wandlung der Empfangssignale entspricht - wodurch jedoch der Signalrauschabstand verschlechtert wird. Nach [105], S. 499 verschlechtert sich bei einem 1-Bit-AD-Wandler der Signalrauschabstand zwischen Eingang und Ausgang nur

um etwa 2 dB, wenn ein mittelwertfreies, weißes und gaußsches Rauschen vorliegt. Wenn jedoch - anstelle eines breitbandigen Rauschens - nur eine schmalbandige Störung - welche auch als Sinusstörung modelliert werden kann - vorhanden ist, ergibt sich durch den sog. *Capture-Effekt*, eine Einbuße beim Signalstörabstand von etwa 7 dB [105]. Ausgehend von diesem ungünstigen Fall gilt somit folgender Zusammenhang:

$$SNR_{out} = 0.2 * L * SNR_{in} \quad (5.28)$$

Um das Korrelationsmaximum zuverlässig zu erkennen, sollte  $SNR_{out}$  größer als 1 sein. Ein minimaler Wert von etwa 3 dB ist dabei für  $SNR_{out}$  zu empfehlen, dies wurde auch durch die Simulationsrechnungen bestätigt.

### 5.8.2 Zusammenfassung der Simulationsergebnisse

Folgende Parameter waren bei allen Berechnungen unverändert gleich:

Sendefrequenz $f_0$	61.25 GHz
Modulationsfrequenz $f_p$	356.1 MHz
Folgenlänge L	127
Abtastfrequenz des Empfangssignals	35.61 GHz
Ausbreitungsgeschwindigkeit $c_{typ}$ gemäß Gl. (5.22)	299696522.9 m/sek
direkte Entfernung zwischen Sender und Empfänger	20 m

Für die Abtastfrequenz des Empfangs- und des Referenzsignals wurde somit der 100-fache Wert der Modulationsfrequenz gewählt, damit wird eine ausreichend hohe Ortsauflösung von 8.41 mm erreicht. Die zwingend notwendige zeitliche Diskretisierung ist somit hinreichend klein, so daß auch eine zeitkontinuierliche Korrelation mit ausreichender Näherung modelliert werden kann. Für das Modulationssignal wurde die oben beschriebene GOLD-Folge verwendet, die Initialisierung der Schieberegister war immer identisch. Die Korrelation wurde immer bei einer Zwischenfrequenz und nicht im Basisband durchgeführt, wobei die verwendete Zwischenfrequenz ein ganzzahliges Vielfaches der Modulationsfrequenz  $f_p$  war. Durch die Ausführung der Korrelation im Zwischenfrequenzbereich kann auf eine Demodulation der Empfangssignale verzichtet werden. Insbesondere ist aber die geforderte hohe Genauigkeit von  $\pm 1$  cm bei der Bestimmung der Korrelationsspitze nur im Zwischenfrequenzbereich problemlos zu erreichen, weil nur dann die Korrelationssignale in der Umgebung der Korrelationshauptspitze eine ausreichend große Steigung besitzen. Die unbekannte Zeit  $t_e$ , gemäß Gleichung (5.7) auf Seite 85, wurde bei allen Simulationen gleich Null gesetzt. Die gesuchte Entfernung zwischen Sender und Empfänger ergab sich somit direkt aus der Multiplikation von berechneter Pseudolaufzeit mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c_{typ}$ . Erreicht wurde dies in der Simulation dadurch, daß das gesendete

Signal und das Referenzsignal zum gleichen Zeitpunkt 0 gestartet wurden. Das gesendete Signal und das Referenzsignal waren identisch, was für die Durchführung der Kreuzkorrelation - nach Gleichung 5.2 - auch zwingend notwendig war. Das direkte Empfangssignal ergab sich aus dem gesendeten Signal durch Berücksichtigung der Wegstreckenlaufzeit.

Beim reflektierten Signal wurde zunächst eine zusätzliche relative Dämpfung  $k'_r$  berücksichtigt, welche die effektive Reflektivität des Reflektors und den Einfluß der Antennenrichtcharakteristik berücksichtigt. Weiterhin wurde eine entfernungsabhängige Dämpfung  $k_v$ , gemäß Gleichung (5.25) - als Verhältnis der Streckendämpfungen des reflektierten und des direkt empfangenen Signals - zusätzlich berücksichtigt. Die Gesamtdämpfung des reflektierten Signals  $k_r$  ergibt sich somit gemäß  $k_r = k'_r \cdot k_v$ .

Bei der Durchführung der Korrelation - gemäß Gleichung (5.2) auf Seite 81 - sollen hier nur die realistischen Ergebnisse kurz dargestellt werden, wo das Empfangs- und Referenzsignal mit 1-Bit quantisiert wurde und sowohl eine Bandbegrenzung von 500 MHz auf der Übertragungsseite vorgenommen als auch - im Fall einer als zeitkontinuierlich angenommenen Korrelation - die dann vorhandene zusätzliche Bandbegrenzung des Korrelators berücksichtigt wurde.

### 5.8.2.1 Korrelation mit Komparator und einem zeitkontinuierlichen analogen Korrelator

Es gilt hierfür folgender Signalverlauf:

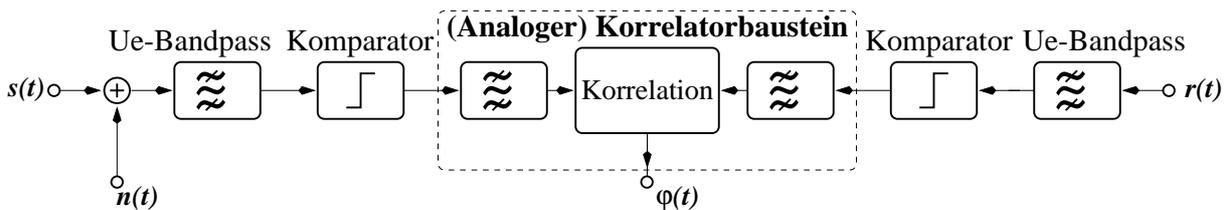


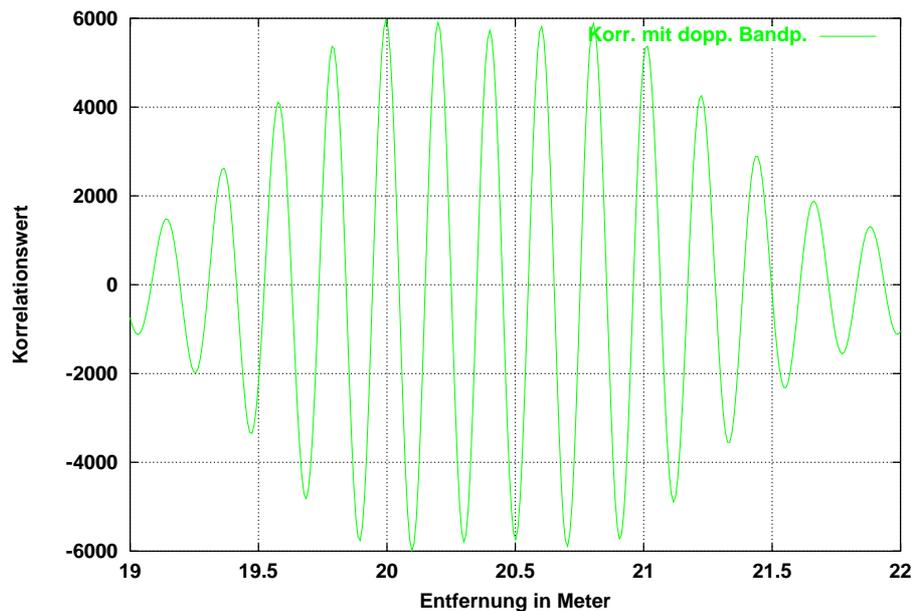
Abb. 5.7: Signalfluß bei analoger zeitkontinuierlicher Korrelation

Eine denkbare Realisierung des analogen Korrelators ist der Einsatz eines *SAW-Convolver*-Bausteins, wobei ein derartiger Baustein eine maximal mögliche relative Bandbreite von 30 % besitzt. Die 1-Bit-Quantisierung erfolgte in der Simulation hier mit +1 und -1, bei einem Korrelator in Mikrostreifenleitertechnik ist statt dessen eine Codierung mit +1 und 0 notwendig, wobei die Korrelationsergebnisse mit Ausnahme einer Verschiebung und Maßstabsänderung dabei aber grundsätzlich unverändert bleiben.

Als Zwischenfrequenz ist ein Wert von  $4 \cdot f_p = 1.4244$  GHz sinnvoll, hier kann die Korrelationshauptspitze noch gut von der eine Zwischenfrequenzperiode davorliegenden

Spitze unterschieden werden und in der unmittelbaren Umgebung der Korrelationshauptspitze ergibt sich noch eine hinreichend große Steigung im Signalverlauf, um die Hauptspitze noch mit der notwendigen Genauigkeit erkennen zu können.

Es wurde hier nur der Fall für eine relative Dämpfung  $k'_r$  gleich 1.0 untersucht. Beim reflektierten Signal ist eine minimal zurückgelegte Gesamtdistanz von 20.8 m - also 0.8 m mehr als beim direkten Signal - zulässig, damit die Korrelationsspitze, bei einem Signalrauschabstand von ca. 1.3 dB, gerade noch an der richtige Stelle erkannt wird:



**Abb. 5.8:** Analoge Korr. bei reflekt. Signal mit 20.8 m Distanz und  $k'_r = 1.0$

Bei den Korrelationshauptspitzen ist zwischen dem maximal und minimal möglichen Wert, bezogen auf eine Sende-Empfangsdistanz von 1 bis 100 m, ein maximaler Dynamikbereich von etwa 5 dB zu berücksichtigen. Der Wert der gesuchten Korrelationshauptspitze wird dabei durch Rauschen und durch mögliche reflektierte Signale reduziert. Im obigen Beispiel ist eine Genauigkeit von 3 % bei der Auswertung der Korrelationswerte notwendig, bezogen auf den maximalen Korrelationswert. Bei etwas größeren Wegstrecken des reflektierten Signal erhöht sich jedoch z.T. noch die Genauigkeitsanforderung, die größte Genauigkeit von 1.7 % ist bei einer Wegstrecke des reflektierten Signals von 22 m notwendig. Wenn vor der Feststellung des Spitzenwertes das Korrelatorausgangssignal um einen festen Schwellwert nach unten verschoben wird, wie unter Abschnitt 5.9.5 beschrieben, reduziert sich die prozentual notwendige Genauigkeit. Aufgrund des Dynamikbereichs der gesuchten Korrelationshauptspitze sollte hier maximal ein Schwellwert von 50 % des höchsten real auftretenden Korrelationswertes verwendet werden, so daß für den Spitzenwertdetektor eine Genauigkeitsanforderung von ca. 3 % besteht.

## 5.8.2.2 Korrelation mit Komparator und zeitdiskretem digitalen Korrelator

Wenn der Korrelatorbaustein digital realisiert wird, ergibt sich nach dem Komparator keine weitere Bandbegrenzung, so daß folgender Signalverlauf gilt:

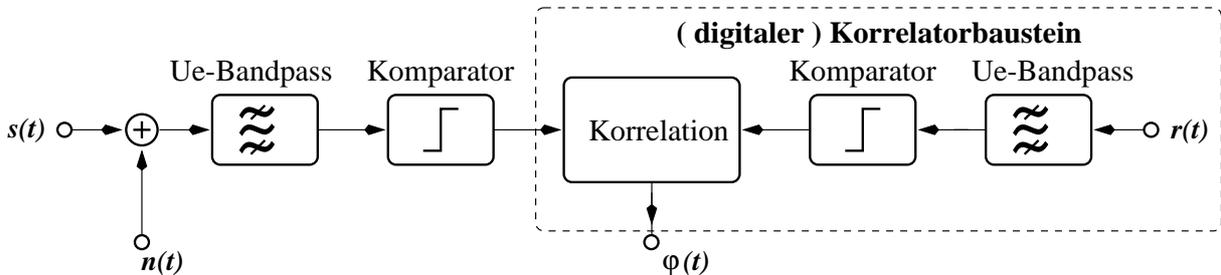


Abb. 5.9: Realer Signalverlauf bei digitaler Korrelation

Die Zwischenfrequenz wurde hier auf  $6.0 \cdot f_p = 2.1366$  GHz festgelegt. Eine höhere Zwischenfrequenz, als bei einer analogen schaltungstechnischen Realisierung, ist hier möglich und sinnvoll, weil die eine Zwischenfrequenzperiode davorliegenden Spitze - aufgrund der präzisen digitalen Auswertung - nur noch geringfügig kleiner sein muß, als die gesuchte Korrelationshauptspitze. Bei der hier gewählten Zwischenfrequenz treten darüber hinaus beim Mehrwegeempfang besonders geringe Störungen auf. Es wurden jetzt auch kleinere Werte bei der relative Dämpfung  $k'_r$  untersucht. Bei einem realen Signalrauschabstand von ca. +1.4 dB, nach dem Übertragungsbandpaß, ergab sich bei einem einzelnen reflektierten Signal, mit einer Wegstrecke von 20.8 m, eine maximal zulässige relative Dämpfung  $k'_r$  von 0.8:

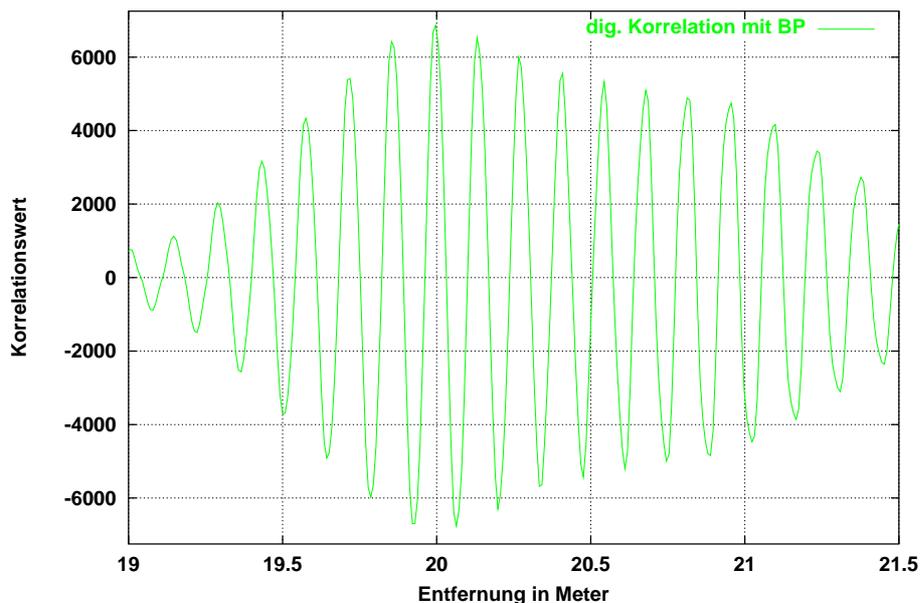


Abb. 5.10: Dig. Korr. bei reflekt. Signal mit 20.8 m Distanz und  $k'_r = 0.8$

Um eine fehlerfreie Erkennung der Korrelationshauptspitze unter allen Empfangssituationen sicherzustellen, sollte bei der digitalen Auswertung der Korrelationssignale mit einer Auflösung von mindestens 11 Bit gearbeitet werden. Der Signalrauschabstand kann bis auf ca. 0 dB weiter verschlechtert werden, demgegenüber ergibt ein deutlich kleinerer Rauschanteil keine Vorteile, führt aber auch im Mittel zu keinen größeren Störungen. Bei der gesuchten Korrelationshauptspitze muß hier ein Dynamikbereich von ca. 7 dB, bezogen auf alle denkbaren Empfangssituationen, berücksichtigt werden.

Bei einem digitalen Korrelator wird die 1-Bit-Quantisierung i.a. mit einer Codierung von 0 und +1 erfolgen. Im Gegensatz zur obigen Darstellung, welche sich auf eine Codierung von -1 und +1 bezieht, reduzieren sich dabei aber nur die Korrelationswerte auf einen Bereich von ca. 1500 bis 4900 und es ergibt sich ein positiver Korrelationsmittelwert von ca. 3200. Der grundsätzliche Signalverlauf bleibt jedoch fast deckungsgleich.

### **Möglichkeiten der Interpolation zur Bestimmung der Korrelationsspitze**

Wenn eine Ortsauflösung von einem cm erreicht werden soll, ergibt sich daraus eine Abtastrate von mindestens 30 GHz. Eine deutliche Reduzierung dieses Wertes wäre grundsätzlich denkbar, wenn die Korrelationsspitze anschließend durch eine Spline-Interpolation bestimmt wird. Als sinnvolle Untergrenze der Abtastrate wäre der vierfache Wert der Zwischenfrequenz zu nennen, hier also  $24.0 \cdot f_p = 8.5464$  GHz, wenn die Zwischenfrequenz auf den Wert des letzten Abschnittes reduziert würde, wären sogar  $16.0 \cdot f_p = 5.6976$  GHz ausreichend. Die eigentlichen Abtastzeitpunkte müssen aber unverändert mit der gleichen zeitlichen Präzision von einigen psek festgelegt werden, so daß an die Signalabtastung die gleichen Anforderungen wie bei der Abtastung im 30 GHz-Bereich gestellt werden. Durch die beim Mehrwegeempfang entstehenden Störungen im Signalverlauf wird eine korrekte Bestimmung der Korrelationsspitze durch Interpolation aber kaum noch mit der Genauigkeit von einem cm möglich sein. Darüber hinaus besteht die Gefahr, daß die Korrelationshauptspitze nach der Interpolation eine oder mehrere Zwischenfrequenzperioden vor oder hinter der richtigen Position auftritt, auch wenn das durch Mehrwegeempfang gestörte Empfangssignal bei Ausführung der Korrelation mit der Abtastrate im 30 GHz-Bereich ohne Interpolation noch eine richtige Positionsbestimmung ermöglicht. Bei der technischen Realisierung könnte die Spline-Interpolation ohnehin nur offline ausgeführt werden, das benötigte 1-Bit-Schieberegister für die Zwischenspeicherung der Abtastwerte läßt sich zwar auf bis zu 1/5 der ursprünglichen Länge reduzieren, dafür erhöht sich der Aufwand bei der Auswertung jedoch sehr stark. Im Ergebnis wird es nicht für sinnvoll gehalten, mit einer reduzierten Abtastrate und einer gleichzeitigen Interpolation der Korrelatorsignale zu arbeiten.

## 5.9 Technische Realisierung

In diesem Abschnitt wird zunächst auf die Bestimmung der Senderpositionen sowie auf die zeitlichen Abläufe bei der Messung der Pseudolaufzeiten hingewiesen. Es wird dann eine mögliche analoge oder digitale schaltungstechnische Realisierung diskutiert. Die Ausführungen beziehen sich dabei primär auf eine Sendefrequenz von 61.25 GHz.

### 5.9.1 Positionierung der Sender

Die Sender sind - bezogen auf ihre Sendeantennen - in einem kartesischen Koordinatensystem, unter Berücksichtigung der Richtlinien aus Abschnitt 5.6.2, so zu plazieren, daß sich in ihrer Umgebung möglichst wenige potentielle Reflektoren befinden. Für eine 2-dimensionale Positionsbestimmung ist dann auch ein 2-dimensionales Koordinatensystem notwendig.

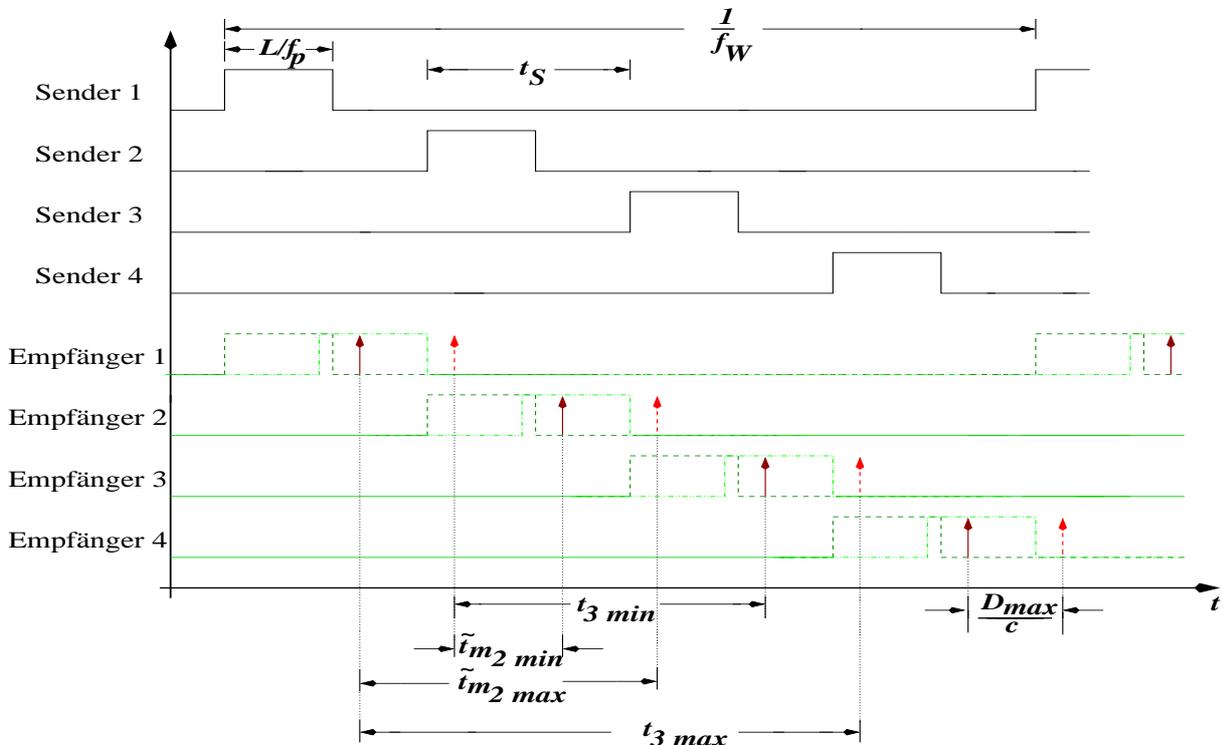
Wenn man 3 Sender verwendet, sollten diese selbst das Koordinatensystem aufspannen. Der erste Sender wird im Koordinatenursprung plaziert, der zweite Sender befindet sich auf der gedachten x-Achse, der dritte Sender liegt auf der gedachten y-Achse. Dabei ist dann die Plazierung des ersten Senders im Koordinatenursprung recht unproblematisch möglich, der erste Sender definiert einfach durch seine Position den Koordinatenursprung. Wenn die x-Achse in Ihrer Richtung bereits vorgegeben ist, ist es für die Plazierung sinnvoll mit einem entsprechend ausgerichtetem Lichtstrahl zu arbeiten, welcher unter dem ersten Sender hindurchläuft. Die Sendeantenne des zweiten Senders wird dann entsprechend auf diesem Lichtstrahl plaziert. Die Entfernung zwischen den beiden Sendeantennen wird dann, z.B. mit einem präzisen Bandmaß - entlang dem Lichtstrahl - ausgemessen. Wenn die Positionsbestimmung z.B. mit einer Genauigkeit von 1 cm durchgeführt werden soll, sollte diese Entfernungsmessung mit einer Genauigkeit durchgeführt werden, welche um mindestens eine Größenordnung besser ist, d.h. mit einer Abweichung von max. einem mm. Im nächsten Schritt muß dann die y-Achse festgelegt werden, wozu eine präzise Winkelmessung notwendig ist. Der rechte Winkel zwischen der x-Achse und der y-Achse ist dabei so genau festzulegen, daß der Sender auf der y-Achse mit einer Abweichung - bei der Positionierung in x-Richtung - von unter 1 mm plaziert werden kann. Abschließend wird dann die Entfernung zwischen dem Koordinatenursprung und dem 3-ten Sender wieder entsprechend ausgemessen.

Wenn ein vierter Sender verwendet wird, sollte dieser mit den 3 anderen Sendern kein Rechteck bilden, sondern die Positionierung dieses vierten Senders sollte so erfolgen, daß sich die x- und y-Position des Senders etwa 20 % außerhalb des Punktes zur Bildung eines Rechteckes befindet. Dadurch wird sichergestellt, daß bei einer 2-dimensionalen Positionsbestimmung das Berechnungsverfahren - zumindest bei einer der möglichen Kombinatio-

nen mit jeweils 3 Sendern - unabhängig vom gewählten Startwert zum richtigen Wert konvergiert, siehe hierzu Abschnitt 5.4. Sinnvoll ist es, die vierte Senderposition zunächst grob festzulegen, dann den Sender zu plazieren und die Senderposition anschließend - ausgehend von den 3 bekannten Senderpositionen entsprechend auszumessen. Grundsätzlich können bei allen Winkelmessungen die in der Geodäsie verwendeten Meßverfahren und Meßgeräte verwendet werden. Somit ist sichergestellt, daß die notwendige hohe Genauigkeit auch tatsächlich erreicht werden kann und hierfür keine aufwendigen Neuentwicklungen notwendig sind.

### 5.9.2 Messung und Auswertung der Pseudolaufzeiten

Von den  $N_s$  Mikrowellensendern werden nacheinander Pulsfolgen abgeschickt, wie dies bereits durch Gleichung (5.3) auf Seite 81 beschrieben worden ist, welche vom  $N_s$ -kanaligen Korrelationsempfänger in  $N_s$  Signale  $x_i$  umgesetzt werden, die dann Zeitmeßbausteinen zugeführt werden, siehe hierzu [3], [4]. Dabei ist es wichtig, daß die Relativlaufzeiten nur für die jeweils gültige Meßperiode, mit der Sendedauer  $1/f_W$ , ausgewertet werden. Folgende Skizze zeigt hierfür die relevanten zeitlichen Abläufe für das Beispiel mit 4 Mikrowellensendern:



**Abb. 5.11:** Grundsätzlicher Zeitverlauf der gesendeten und empfangenen Pulsfolgen

Beim Zeitverlauf für den Empfänger stellen die grünen Signale die relevanten Ein-

gangssignalpulsfolgen für 4 Korrelationsempfängerkanäle - bei minimaler und maximaler Entfernung zum Sender - dar. Die roten Pulse geben die relevanten Korrelationshauptspitzen der Korrelatorausgangssignale  $x_i(t)$  an, jeweils mit der Flanke für die minimale und - in gestrichelter Darstellung - für die maximale zurückgelegte Wegstrecke zwischen Sender und Empfänger. Dabei kann die minimale Entfernung - in obiger Abbildung - näherungsweise gleich Null gesetzt werden.

Wenn der Empfängerkanal  $i$  gleichzeitig zum Signal seines Senders  $i$  auch noch Signale vom nachfolgenden Sender erhalten sollte, wäre dies für die Durchführung der Korrelation problematisch, weil das Signal vom nachfolgenden Sender - aufgrund der dann zwingend kleineren Entfernung der nachfolgenden Signals - zwangsläufig über einen größeren Pegel verfügt. Da nach den in Abschnitt 5.8 durchgeführten Simulationsrechnungen der Signalstörabstand jedoch nicht wesentlich schlechter als 0 dB sein sollte, wäre in diesem Fall eine zuverlässige Korrelation beim Empfängerkanal  $i$  nicht mehr sichergestellt. Deshalb sollte eine zeitliche Überlappung der empfangenen Signale ausgeschlossen werden, wie dies auch aus der letzten Abb. 5.11 hervorgeht. Zwischen 2 gesendeten und aufeinanderfolgenden Pulsfolgen mit der Pulsdauer  $L/f_p$  und dem zeitlichen Abstand  $t_s$  sollte somit immer eine zusätzliche Pause eingefügt werden. Diese Pause sollte eine Dauer  $t_{Pause}$  von mindestens  $(D_{max} - D_{min})/c_{typ}$  plus der maximalen Durchlaufzeitdifferenz der einzelnen aufeinanderfolgenden Sender- und Empfängerkanäle besitzen.

Die einzelnen Sender müssen zwingend über einen zentralen Mastertaktoszillator angesteuert werden, um die notwendige zeitliche Präzision der Sendesignale zu erreichen. Unterschiedliche Laufzeiten bei der Mastertaktansteuerung und unterschiedliche Senderdurchlaufzeiten müssen durch schaltungstechnische Maßnahmen bereits im Sender zumindest soweit ausgeglichen werden, daß sichergestellt ist, daß nicht 2 Sender gleichzeitig senden können. Wenn kein vollständiger Ausgleich der Laufzeitdifferenzen möglich ist, müssen zwischen den gesendeten Pulsfolgen nochmals zusätzliche Pausen mit der Dauer der resultierenden maximalen Laufzeitdifferenz der einzelnen Sender eingefügt werden. Da i.a. die Gesamtdurchlaufzeiten auf Sende- und Empfangsseite unterschiedlich sind, ergibt sich aus Gleichung (5.8) auf Seite 85 dann bei z.B. 4 Sendern folgender Zusammenhang, wenn die unbekannte Empfängerzeit  $t_e$  durch die unbekanntenen Durchlaufzeiten  $t_{e_i}$  für jeden Kanal ersetzt wird:

$$\begin{aligned}
\sqrt{(x_{s_1} - x_e)^2 + (y_{s_1} - y_e)^2} &= c \cdot (t_{m_1} - t_{e_1}) \\
\sqrt{(x_{s_2} - x_e)^2 + (y_{s_2} - y_e)^2} &= c \cdot (t_{m_2} - t_{e_2}) \\
\sqrt{(x_{s_3} - x_e)^2 + (y_{s_3} - y_e)^2} &= c \cdot (t_{m_3} - t_{e_3}) \\
\sqrt{(x_{s_4} - x_e)^2 + (y_{s_4} - y_e)^2} &= c \cdot (t_{m_4} - t_{e_4})
\end{aligned} \tag{5.29}$$

Auf der Empfängerseite wird jetzt als absoluter Anfangsmeßzeitpunkt die ansteigende Flanke des Signals  $x_1(t)$  von Empfänger 1 definiert, d.h. die Zeit  $t_{m_1}$  wird gleich Null gesetzt. Es werden dann die Differenzlaufzeiten  $t_2$ ,  $t_3$  und  $t_4$  zwischen der ansteigenden Flanke  $x_1(t)$  und den ansteigenden Flanken der nachfolgenden Signale  $x_2(t)$ ,  $x_3(t)$  und  $x_4(t)$  mit den Zeitmeßbausteinen gleichzeitig ermittelt. Das Nullsetzen der Laufzeit  $t_{m_1}$  erfolgt dabei durch folgende Definitionen:

$$\tilde{t}_{e_1} = t_{e_1} - t_{m_1}, \quad \tilde{t}_{m_i} = t_{m_i} - t_{m_1}, \quad \tilde{t}_{e_i} = t_{e_i} - t_{e_1} \tag{5.30}$$

jeweils mit  $i > 1$ .

Die Laufzeitdifferenz  $t_2$  zwischen den Flanken von  $x_2(t)$  und  $x_1(t)$  entspricht dabei direkt der gesuchten Pseudolaufzeit  $\tilde{t}_{m_2}$ . Die gesuchte Pseudolaufzeit  $\tilde{t}_{m_3}$  ist dann aber aus der Laufzeitdifferenz  $t_3$  der Flanken von  $x_3(t)$  und  $x_1(t)$  nicht direkt zu bestimmen. Statt dessen gilt  $\tilde{t}_{m_3} = t_3 - \Delta t_s$ , entsprechend gilt für  $\tilde{t}_{m_4} = t_4 - 2 \Delta t_s$ , wobei  $\Delta t_s$  die minimal mögliche Zeitdifferenz zwischen dem Start zweier gesendeten, aufeinanderfolgenden Pulsfolgen angibt. Diese Zeit  $\Delta t_s$  wird dabei nicht gemessen, sondern als Wert vorgegeben, wobei im Ergebnis  $\Delta t_s$  immer größer oder mindestens gleich sein wird als die maximale Pulsfolgendauer  $L/f_p$ . Die unbekannte Zeit  $\tilde{t}_{e_1}$  wird dabei zwingend negative Werte annehmen müssen. Die sich ergebenden Zeitmeßwerte werden dann digital abgespeichert. Ein nachfolgender Prozessor übernimmt dann die Auswertung, gemäß den folgenden - gegenüber den Gleichungen (5.29) nochmals erweiterten - Gleichungen:

$$\begin{aligned}
\sqrt{(x_{s_1} - x_e)^2 + (y_{s_1} - y_e)^2} &= c \cdot (-\tilde{t}_{e_1}) \\
\sqrt{(x_{s_2} - x_e)^2 + (y_{s_2} - y_e)^2} &= c \cdot (t_2 - \tilde{t}_{e_1} - \tilde{t}_{e_2}) \\
\sqrt{(x_{s_3} - x_e)^2 + (y_{s_3} - y_e)^2} &= c \cdot (t_3 - \Delta t_s - \tilde{t}_{e_1} - \tilde{t}_{e_3}) \\
\sqrt{(x_{s_4} - x_e)^2 + (y_{s_4} - y_e)^2} &= c \cdot (t_4 - 2 \Delta t_s - \tilde{t}_{e_1} - \tilde{t}_{e_4})
\end{aligned} \tag{5.31}$$

Im obigen Gleichungssystem sind dann die gesuchten Unbekannten  $x_e$ ,  $y_e$  und  $\tilde{t}_{e_1}$  zu bestimmen, siehe hierzu Abschnitt 5.4. Man kann dann 4 Kombinationen - mit jeweils 3 Sendern - für eine Positionsbestimmung auswählen. Bei den 4 berechneten Positionen

werden dann die Positionswerte ignoriert, wo das iterative Lösungsverfahren offensichtlich zum falschen Endwert konvergiert oder der Wert außerhalb des durch die Radsensoren ermittelten Bereichs liegt. Mit den verbleibenden richtigen Positionswerten wird dann eine Mittelwertbildung durchgeführt. Dabei bleibt festzuhalten, daß für eine Positionsberechnung natürlich auch 3 Sender grundsätzlich ausreichend sind.

### 5.9.2.1 Durchführung der Referenzmessungen

Die Differenzdurchlaufzeiten  $t_{e_i}^{\sim}$ , für  $i > 1$  des Sende- und Empfangsweges, zwischen den einzelnen Kanälen in obigem Gleichungssystem (5.31), müssen auf wenige psek genau ermittelt werden. Die gesuchten Laufzeiten werden bevorzugt durch eine Referenzmessung - wie bereits unter Abschnitt 5.6.4 für die Ermittlung der Ausbreitungsgeschwindigkeit dargestellt - beim Empfänger bestimmt, wobei dabei neben der exakten Empfängerposition dann aber auch die exakte tatsächliche Ausbreitungsgeschwindigkeit bekannt sein muß. Eine derartige Referenzmessung sollte dann auch wieder in regelmäßigen Abständen - z.B. beim Aufladen der Akkus an einer exakt definierten Dockingstation - durchgeführt werden. Bei einer regelmäßigen Wiederholung können dann auch längerfristige Schwankungen in den Durchlaufzeiten berücksichtigt werden.

Bei den Referenzmessungen ist die Position  $(x_e, y_e)$  des Empfängers exakt bekannt. Damit läßt sich  $t_{e_1}^{\sim}$  - gemäß der ersten Gleichung von (5.31) - unmittelbar berechnen. Durch entsprechende Gleichungsumstellung ergeben sich dann auch direkt und voneinander unabhängig die unbekanntenen Differenzlaufzeiten  $t_{e_2}^{\sim}$  bis  $t_{e_4}^{\sim}$ . Sinnvoll ist dabei natürlich wiederum eine größere Anzahl an Messungen mit nachfolgender Mittelwertbildung, um eine möglichst kleine Meßabweichung zu erhalten. Solange die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  noch unbekannt ist, erhält man unabhängig von der Zahl der Sender immer ein unterbestimmtes Gleichungssystem, welches grundsätzlich nicht lösbar ist. Somit muß zunächst die aktuelle Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  durch eine Messung der Luftparameter bestimmt werden.

### 5.9.3 Analoge Realisierung des Senders

Bei den nachfolgend und auch in den nächsten Abschnitten angegebenen Blockschaltbildern werden die benötigten Bandfilter, zwischen den einzelnen Stufen, nicht explizit angegeben. Sie sind statt dessen als Teil des jeweiligen Schaltungsblocks anzusehen. Gleiches gilt ebenso für die u.U. benötigten Impedanzanpassungsnetzwerke. Alle passiven Schaltungskomponenten sollten dabei möglichst in integrierter Mikrostreifentechnik - eventuell auch in einer Multilayertechnologie - realisiert werden, siehe hierzu z.B. [230], [125], [83]. Folgende Skizze zeigt das mögliche Grundkonzept für die Realisierung des Senders:

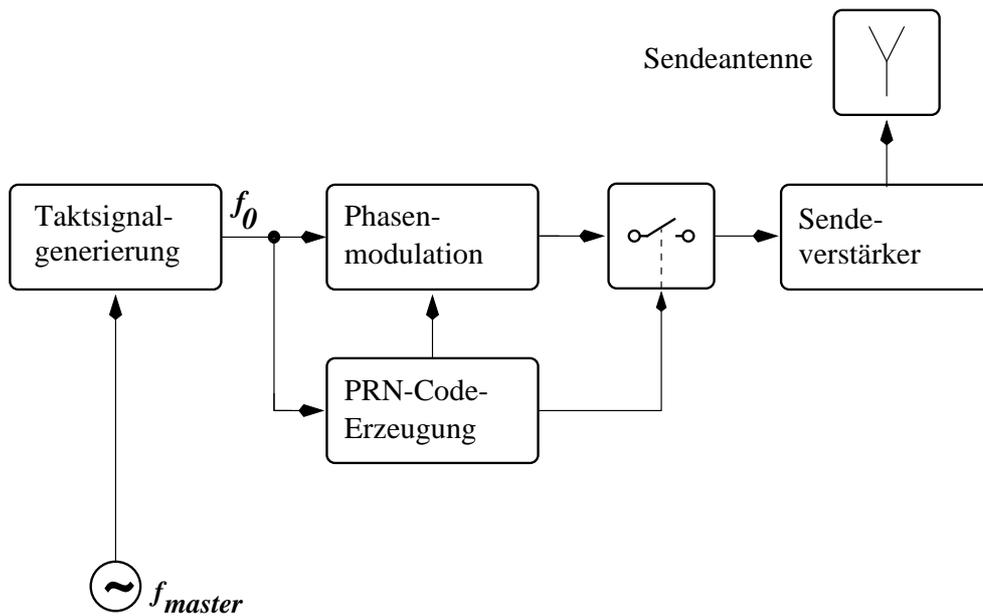


Abb. 5.12: Grundstruktur der Mikrowellensenders

Die Frequenz  $f_{master}$  des Mastertaktsignal ist dabei mindestens so hoch zu wählen, daß die Sendefrequenz und insbesondere die Phasenmodulation mit einer zeitlichen Genauigkeit von wenigen psек generiert bzw. ausgeführt werden kann. Dabei ist nicht die absolute Durchlaufzeit von Bedeutung, sondern daß die Laufzeitdifferenz zwischen den einzelnen Sendern, zumindest im Zeitabschnitt zwischen 2 Referenzmessungen - gemäß letztem Abschnitt 5.9.2.1 - auf wenige psек entsprechend konstant ist. Es werden somit beim Mastertaktsignal Frequenzen notwendig sein, welche wohl deutlich oberhalb von 10 GHz liegen müssen, weil bei kleineren Frequenzen die notwendige zeitliche Präzision nicht erreicht werden kann. Denkbar wäre auch, daß das Mastertaktsignal direkt der gesendeten Frequenz  $f_0$  entspricht. Grundsätzlich wird dabei gelten  $f_0 = k \cdot f_{master}$ , mit  $k = 1, 2, 3, \dots$ . Es sollte jedoch nicht notwendig sein, daß dieses Mastertaktsignal eine noch höhere Frequenz als  $f_0$  besitzt. Dabei muß auch die Übertragungsdämpfung auf dem Mastertaktzuführungskabel beachtet werden. Diese erreicht bei 60 GHz und einem Standard-Koaxialkabel bei 100 m Leitungslänge Werte von über 60 dB, siehe hierzu z.B. [180], so daß besonders hochwertige Koaxialleitungen notwendig sind, um diesen Wert hinreichend zu reduzieren. Alternativ könnte die Mastertaktversorgung auch mit einer optischen Verbindung über einen Lichtwellenleiter erfolgen, wobei jedoch die unverändert hohe Taktrate zu einem hohen Aufwand bei der Umwandlung der optischen in die elektrischen Signale und umgekehrt führt.

Das Mastertaktsignal wird dann aufbereitet, wenn notwendig wird eine Frequenzvervielfachung durchgeführt, um die Sendefrequenz  $f_0$  als sinusförmiges Signal zu erhalten,

welches bei einer Sendefrequenz von 61.25 GHz als Sendetaktsignal verwendet werden kann. Dabei ist u.U. noch eine Gleichrichtung oder zumindest eine Pegelverschiebung vorzunehmen. Es ergibt sich eine maximale Signalanstiegszeit von ca. 8 psek, welche bei der geforderten Genauigkeit der Positionsbestimmung von ca.  $\pm 1$  cm noch ausreichend klein ist. Aus dem Sendetaktsignal wird dann die PRN-Zufallsfolge erzeugt. Sollte hierfür ein rückgekoppeltes Schieberegister verwendet werden, ist eine entsprechende Frequenzteilung zur Erzeugung der Modulationstaktfrequenz  $f_p$  notwendig. Dabei müssen die Flanken dieses Modulationstaktsignals direkt von dem ursprünglichen Sendetaktsignal geliefert werden, um zusätzliche zeitliche Fehler zu vermeiden.

Um sicherzustellen, daß die einzelnen Sender nur abschnittsweise senden, muß jeder Sender mit einer Sendernummer  $i$  versehen werden, wobei insgesamt  $N_s$  Sender berücksichtigt werden müssen. Vor dem Starten einer neuen PRN-Folge - mit der Länge  $L$  - und insbesondere nach dem Einschalten - vor dem Senden der ersten PRN-Folge - muß eine Wartezeit von mindestens  $t_{w1} = L * (i - 1) / f_p$  eingehalten werden, nach dem Senden einer PRN-Folge ist sicherzustellen, daß eine weitere Wartezeit von mindestens  $t_{w2} = L * (N_s - i) / f_p$  eingehalten wird, zwischen 2 gesendeten Folgen des Senders  $i$  liegt dann immer eine Gesamtwarezeit von mindestens  $t_w = L * (N_s - 1) / f_p$ . Diese Wartezeiten müssen u.U. auch noch länger gewählt werden, insbesondere wenn beim Empfänger und Sender unterschiedliche Laufzeiten für die einzelnen Kanäle auftreten, siehe hierzu Abschnitt 5.9.2. Es sind somit 2 zusätzliche Zähler notwendig, welche für die Ansteuerung der PRN-Codeerzeugung benötigt werden.

Das PRN-Codesignal wird dann für die 2-Phasenumtastung des Trägersignals, d.h. die Phasenmodulation, verwendet. Geeignet sind hierfür insbesondere hybridgekoppelte PIN-Dioden-Phasenschieberschaltungen [141], [244] oder auch eine Leitungslängenmodulation, wiederum angesteuert mit PIN-Dioden. Ein abschließender Sendeverstärker mit Bandpaßfilterung übergibt das Signal dann an die Sendeantenne. Alle Komponenten müssen zumindest zwischen 2 Referenzmessungen die Signale mit Laufzeitschwankungen von maximal einigen psek verarbeiten. Dies gilt insbesondere für die Erzeugung der PRN-Code-Signale und für die Anforderungen an die entsprechenden Schieberegister.

#### 5.9.4 Digitale Realisierung des Senders

Da die Erzeugung eines phasenmodulierten Sendesignals mit der notwendigen Präzision, mit einer analogen Schaltung, recht schwierig ist, könnte man alternativ eine rein digitale Lösung in Betracht ziehen. Dies ist im einfachsten Fall ein 1-Bit-Schieberegister, in welchem die zu sendende Pulsfolge, mit einem Eintrag für jede Sendetaktperiode, abgespeichert ist. Am Ausgang wird dann mit einer Frequenzverdopplerschaltung das phasen-

modulierte Sendesignal erzeugt. Man benötigt allerdings ein recht langes Schieberegister, welches dann auch mit der Sendefrequenz von 61.25 GHz getaktet werden muß. Bei einer Sendefrequenz von 61.25 GHz, einer Modulationstaktfrequenz von 356.1 MHz und einer Folgenlänge von 127 wird dann eine Schieberegisterlänge von 21844 benötigt. Man kann die Schieberegisterlänge und auch die benötigte Schieberegistertaktfrequenz durch einen höheren Faktor bei der Frequenzvervielfachung zwar reduzieren, allerdings bleiben dabei die Anforderungen an die zeitliche Auflösung des Schieberegisters weiter bestehen. In Abschnitt 5.9.6 sind Angaben darüber gemacht, welche technischen Möglichkeiten für Digitalschaltungen in diesem Frequenzbereich bestehen.

### 5.9.5 Analoge Realisierung des Korrelationsempfängers

Es ist nach dem Vorverstärker und der Zwischenfrequenzumsetzung sowohl eine analoge als auch eine digitale Realisierung denkbar, um das Korrelationsmaximum zu bestimmen. Die digitale Lösung bietet mehr Möglichkeiten bei der Signalauswertung, ist aber aufgrund der sehr hohen Abtastrate von 30 GHz oder mehr - wenn überhaupt - zur Zeit nur mit extrem hohem Aufwand zu realisieren. Aber auch die Lösung mit einem analogen Korrelator und einer entsprechenden analogen Auswertung stellt extreme Anforderungen an die Bandbreite und insbesondere an die Präzision der verwendeten Komponenten.

Beim analogen Empfänger kann der Korrelator entweder mit einem Oberflächenwellenbauteil oder einem Mikrostreifenleitungsfiler realisiert werden. Anschließend wird das Korrelationssignal um eine feste Schaltschwelle nach unten verschoben. Dann wird mit einem Spitzenwertdetektor das jeweilige Signalmaximum bestimmt und zwischengespeichert, dieses Ausgangssignal wird dann auf ein Dämpfungsglied sowie parallel auf ein Verzögerungsglied mit der Verzögerungszeit  $t_V$  geführt, so daß mit einem nachgeschalteten Komparator dann der Zeitpunkt des Korrelationsmaximums, verzögert um  $t_V$ , erkannt werden kann. Die Schaltschwelle  $U_S$  unterdrückt mögliche Störsignale, sowie insbesondere die Nebenmaxima bei der Korrelationsfunktion. Durch den Wechselspannungskomparator wird der Dynamikbereich am Korrelatoreingang minimiert. Da bei einer analogen Signalauswertung mit einer festen Schaltschwelle gearbeitet werden muß, ist ein möglichst kleiner Dynamikbereich notwendig, um eine zuverlässige Auswertung zu erhalten. Die Durchlaufzeiten durch alle Komponenten müssen dabei - zumindest zwischen 2 Referenzmessungen - auf wenige psek konstant sein. Die Abbildung auf der folgenden Seite zeigt die Blockschaltung und die wichtigsten Signale beim Korrelationsempfänger. Der Korrelationsempfänger ist dabei für jeden Sender zu realisieren, bei 4 Sendern ergeben sich somit auch 4 Empfangskanäle, welche parallel betrieben werden.

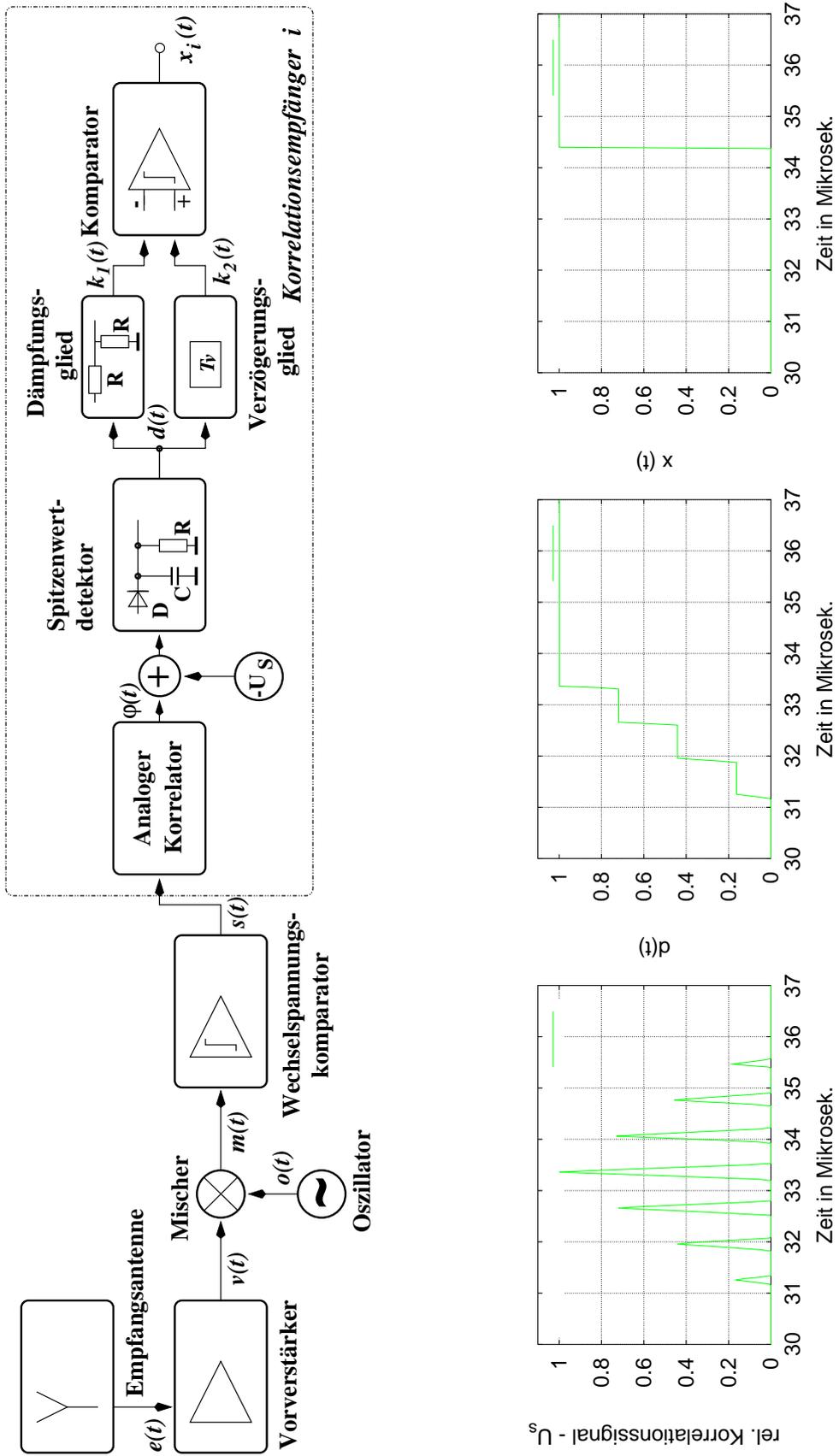


Abb. 5.13: Analoges Empfängerkonzept

Nachfolgend werden die notwendigen Eigenschaften und die Realisierungsmöglichkeiten für alle verwendeten Baugruppen erläutert.

#### 5.9.5.1 Vorverstärker, Mischer und Wechselspannungskomparator

Eine Übersteuerung des Empfangssignals sollte beim Vorverstärker vermieden werden. Somit ist zunächst nur die minimale Übertragungsdämpfung von ca. 60 dB - gemäß Tab. 5.6 - auszugleichen. Es verbleibt am Ausgang des Vorverstärkers somit noch ein Dynamikbereich von ca. 40 dB, wenn die minimale Entfernung zwischen Sender und Empfänger bei 1 m und die maximale Entfernung bei 100 m liegt.

Geeignete Mischerschaltungen finden sich in [138], [141], und [326], wobei in [326] bereits ein Schaltungskonzept für den 60 GHz-Frequenzbereich angegeben ist.

Beim Wechselspannungskomparator soll der vorhandene Dynamikbereich - welcher durch die unterschiedlichen Entfernungen zwischen Sender und Empfänger hervorgerufen wird - ausgeglichen werden, so daß am Ausgang ein Signal ohne nennenswerte Pegelunterschiede zur Verfügung steht. Die Signalbandbreite am Ausgang dieses Bausteins muß nicht größer sein als die Übertragungsbandbreite. Dieser Baustein ist als Wechselspannungsverstärker zu konzipieren, wobei der Verstärkungsfaktor so groß gewählt werden muß, daß das Eingangssignal mit dem kleinsten Pegel mindestens die Übersteuerungsgrenze erreicht. Da bisher von einem Dynamikbereich von 40 dB ausgegangen wurde und zusätzlich noch die Dämpfung des vorgeschalteten Mixers auszugleichen ist, ergibt sich ein notwendiger Verstärkungsfaktor von ca. 50 dB.

#### 5.9.5.2 Analoger Korrelator

Von allen Baugruppe ist hier der höchste Entwicklungsaufwand notwendig, weil ein grundlegend neuer Korrelatorbaustein zu entwerfen wäre. Insbesondere ist eine detaillierte Voruntersuchung der Korrelatoreigenschaften notwendig, um festzustellen ob die notwendige Präzision bei der Bestimmung der Korrelationsspitze erreicht werden kann. Dabei muß sichergestellt sein, daß die notwendige Ortsauflösung von einem Zentimeter gleich 33.4 psek erreicht wird und in der Umgebung des Korrelationsmaximums keine nennenswerten Fehler auftreten. Realistische Realisierungsmöglichkeiten bietet dabei entweder ein passiver Korrelator im Mikrostreifenleitertechnik oder ein SAW -Convolver als Oberflächenwellenbauelement. Beim SAW -Convolver muß das für den Kanal spezifische Referenzsignal - in Form einer mit der Zwischenfrequenz modulierten PRN-Referenzfolge - extern generiert und dem Korrelatorbaustein zugeführt werden. Ein passiver Korrelator in Mikrostreifenleitertechnik liefert demgegenüber, ohne weitere externe Beschaltung, das Korrelatorausgangssignal und könnte somit eine besonders praktikable Lösung für die Durchführung

der Korrelation darstellen. Details bzgl. der Realisierung unterschiedlicher Korrelatorbausteine ergeben sich aus Anhang G.

### 5.9.5.3 Spitzenwertdetektor

Wie aus Abschnitt 5.8.2.1 hervorgeht, ist hier eine Genauigkeit von etwa 3 % bei der Spitzenwerterkennung - bzgl. einer Korrelatorbandbreite von 30 % der Zwischenfrequenz - notwendig. Die schaltungstechnische Realisierung der Spitzenwerterkennung wird dadurch sehr schwierig. Die einfachste Lösung mit einer Diode, einem Integrationskondensator und einem Entladungswiderstand ist praktisch kaum zu realisieren, weil ein für diesen Frequenzbereich viel zu großes Verhältnis aus Lade- und Entladungswiderstand notwendig ist. Bei einer Ladezeitkonstanten von z.B. 5 psek - welche schon als ein maximaler Wert anzusehen ist - wird bei einer Zwischenfrequenz von 1.4244 GHz eine Entladezeitkonstante von ca. 23 nsek benötigt, wenn sich die Kondensatorspannung innerhalb der Zwischenfrequenzperiode nur um 3 % entladen darf. Daraus ergibt sich ein unrealistisches Widerstandsverhältnis von ca. 4600 zwischen Entlade- und Ladewiderstand. Als Alternative bleibt die Realisierung mit einem aktiven Spitzenwertdetektor, wie im Prinzip unter [317] dargestellt. Eine Grundidee besteht z.B. darin, dabei ein Abtast-Halte-Glied zu verwenden und den Speicherkondensator möglichst niederohmig anzusteuern. Dabei sind dann aber Verstärker, Komparatoren und niederohmige Schalter im GHz-Bereich notwendig. Die technische Realisierung wird somit auch hier nur mit einem sehr großen Entwicklungsaufwand möglich sein.

### 5.9.5.4 Dämpfungs- und Verzögerungsglied sowie Komparator

Das Verzögerungsglied sollte eine Verzögerung von etwas mehr als einer Zwischenfrequenzperiode besitzen, d.h. bei einer Zwischenfrequenz von 1.4244 GHz werden mehr als 700 psek Verzögerungszeit benötigt. Dabei muß diese Verzögerungszeit nicht exakt einem definierten Wert entsprechen, es ist ausreichend wenn hier keine Schwankungen auftreten. Die Verzögerungszeit ist Bestandteil der unbekanntenen Empfängerzeit  $t_{e_i}$ , welche bei der Positionsberechnung ohnehin zunächst mittels Referenzmessung bestimmt werden muß. Neben der möglichen Realisierung der Verzögerung mit diskreten Induktivitäten und Kapazitäten bietet sich insbesondere eine Mikrostripverzögerungsleitung an, welche bevorzugt als sog. *Slow-Wave*-Struktur, siehe z.B. [132], realisiert werden sollte. Durch die *Slow-Wave*-Struktur wird die Signallaufzeit stark erhöht, gegenüber einer herkömmlichen Mikrostreifenleitung ergibt sich hier eine Vergrößerung mindestens um den Faktor 5, siehe z.B. [132]. Man kann die notwendige Verzögerungszeit somit mit einer Leitungslänge von ca. 1 bis 3 cm, abhängig von dem benötigten Substrat, realisieren. Wichtig ist jedoch auch,

daß die Signalbandbreite der Verzögerungsleitung so groß gewählt wird, daß gegenüber dem parallel geschalteten Dämpfungsglied hier keine nennenswerten Signalverfälschungen auftreten.

Das benötigte Dämpfungsglied kann mit einem einfachen Widerstandsspannungsteiler realisiert werden, wobei das Dämpfungsglied das Signal insgesamt um ca. 2 % stärker dämpfen sollte als die Verzögerungsleitung.

Auch an den Komparator werden sehr hohe Anforderungen gestellt. Zum einen müssen Signalunterschiede von weniger als 2 % zuverlässig erkannt werden, zum anderen darf die Schalt- und Anstiegszeit der Ausgangssignale einige wenige ps nicht übersteigen.

### 5.9.6 Digitale Realisierung des Korrelationsempfängers

Aufgrund der sehr umfangreichen technischen Schwierigkeiten beim Entwurf eines analogen Korrelationsempfängers ist eine digitale Realisierung grundsätzlich von Vorteil. Vor der Abtastung und der Korrelation wird das Empfangssignal dann wieder mit einem Komparator - welcher wie unter Abschnitt 5.9.5.1 dargestellt realisiert wird - in ein 1-Bit quantisiertes Signal umgewandelt. Dabei sollte aber mit einer höheren Verstärkung als unter Abschnitt 5.9.5.1 gearbeitet werden, auch sollte die Signalbandbreite größer sein, mit dem Ziel Signale zu erhalten, die für alle relevanten Zeitpunkte - d.h. die Zeitpunkte der Abtastung - eindeutig dem Zustand 0 und 1 während der Abtastung zugeordnet werden können. Somit benötigt man bei diesem Komparator eine Bandbreite in der Größenordnung der Abtastfrequenz. Vor der Abtastung ist eine Signalgleichrichtung am Ausgang des Wechselspannungskomparators vorzunehmen. Die Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  sollte gemäß Abschnitt 5.8.2.2 hier auf  $6 \cdot f_p = 2.1366$  GHz festgelegt werden.

Um die notwendige Ortsauflösung von 1 cm zu realisieren, muß jedoch mit einer extrem hohen Abtastrate von 30 GHz nach dem Wechselspannungskomparator gearbeitet werden. Auch wenn digitale Schaltungen mit derart hohen Abtastraten zur Zeit nur mit einem äußerst hohen Aufwand zu realisieren sind, ist es zu erwarten, daß mittelfristig digitale Schaltungen auch für derart hohe Taktraten kostengünstig realisiert werden können. Die Grundlagen für digitale Korrelationsempfänger findet man z.B. in [12], [105]. Die schaltungstechnische Realisierung erfolgt hier bevorzugt nach dem Transversalfilterkonzept. Auf der nachfolgenden Seite ist das gesamte Schaltungskonzept dargestellt.

Beim Korrelator entsprechen die jeweiligen Verzögerungszeiten  $T$  jeweils einer Abtastperiode  $1/f_{Abtast}$ . Die Anzahl  $N$  der benötigten Verzögerungselemente ergibt sich durch  $L * f_{Abtast}/f_p$ . Bei einer Folgenlänge  $L = 127$ , einer Modulationstaktfrequenz  $f_p = 356.1$  MHz und einer Abtastfrequenz von  $f_{Abtast} = 30.0$  GHz ergibt sich eine Anzahl  $N$  von 10700.

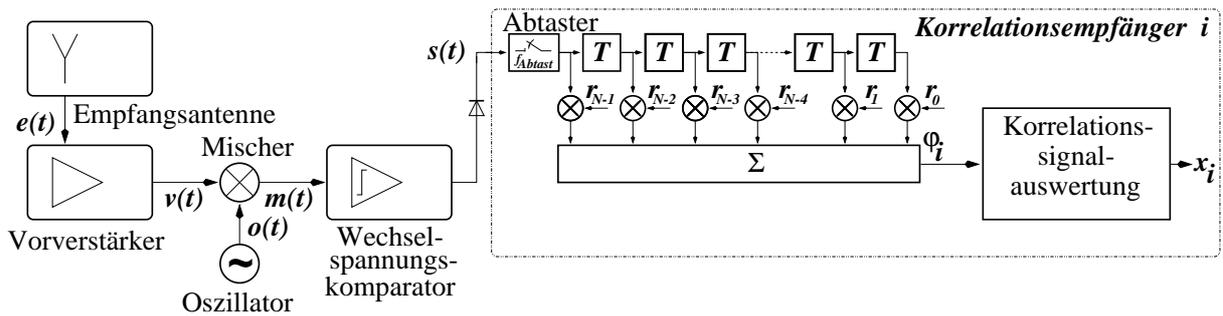


Abb. 5.14: Digitales Empfängerkonzept

Die Referenzfolge  $r(n)$  ist dabei immer über eine halbe Zwischenfrequenzperiode gleich 1 oder gleich 0. Diese Referenzfolge wird aus dem Senderzufallssignal durch eine gedachte Phasenmodulation mit der gewählten Zwischenfrequenz, einer anschließenden 1-Bit-Quantisierung sowie einer abschließenden Abtastung mit der hier gewählten Abtastfrequenz einmalig vor dem Korrelatorentwurf berechnet. Der Multiplizierer besteht dann - wenn  $r(n)$  gleich 1 ist - nur aus einer einfachen Leitungsverbindung, dort wo  $r(n)$  den Wert 0 annimmt ist die Leitungsverbindung dann einfach unterbrochen, siehe hierzu auch Anhang F.3.1.1.

Beim Summierer ist eine Auflösung von mindestens 11 Bit notwendig, siehe Abschnitt 5.8.2.2. Ab diesem Punkt ist dann die gesamte nachfolgende Signalauswertung auch mit dieser Breite durchzuführen. Die Auswertung des Korrelationssignals erfolgt in digitaler Form auf die gleiche Weise wie beim analogen Empfänger, so daß auf eine weitergehende Beschreibung hierfür verzichtet werden kann. Eine definierte Durchlaufzeit wird bei dieser Auswertung dadurch sichergestellt, daß hier eine mit der Abtastfrequenz getaktete Schaltungsrealisierung vorgenommen wird. Die Schaltschwelle - die vom Dynamikbereich der Korrelationsspitze festgelegt wird - könnte auch weiterhin einem festen Wert entsprechen.

Bei der technologischen Umsetzung wird es vorteilhaft sein, wenn die gesamte digitale Korrelator- und Auswerteschaltung möglichst auf einem einzigen integrierten Baustein realisiert wird, um möglichst kurze Verbindungsleitungen zu erreichen. Mit HEMTs (= High-Electron-Mobility-Transistor) erreicht man heute in InAlAs/InGaAs- oder InP-Technologie die höchsten Taktraten von bis zu 100 GHz, siehe [84], [359].

Als alternative Realisierungsmöglichkeit bietet es sich an, das Empfangssignal - nach der Abtastung - in einem 1-Bit-breiten Schieberegister mit der Länge  $(N_s + 1) \cdot t_s \cdot f_{Abtast}$  abzulegen und die Signalauswertung dann offline durchzuführen, wobei bei 4 Sendern aber 53500 Verzögerungselemente benötigt werden. Die Korrelation könnte dann auch tabellarisch - über einen ausreichend großen Speicher - hinreichend schnell ausgeführt werden.

## 5.10 Erweiterung auf eine 3-dimensionale Positionsbestimmung und zusätzliche Trägerphasenmessung

Wenn z.B. die aktuelle Position eines Robotergreifarmes bestimmt werden soll, kann - analog wie beim GPS-Verfahren - eine 3-dimensionale Positionsbestimmung durchgeführt werden. Bezogen auf die konkrete Anwendung eines Robotergreifarmes wird es oft ausreichend sein, wenn nur ein kleinerer Raumbereich - von z.B. 10 m x 10 m x 10 m - betrachtet werden muß, dabei jedoch die Genauigkeit im Bereich von einem Millimeter liegen sollte. Nachfolgend soll kurz dargelegt werden, welche Möglichkeiten für eine derartige Positionsbestimmung bestehen. Dabei wird wiederum von einer Bewegungsgeschwindigkeit des Robotergreifarmes von maximal einigen m/sek ausgegangen.

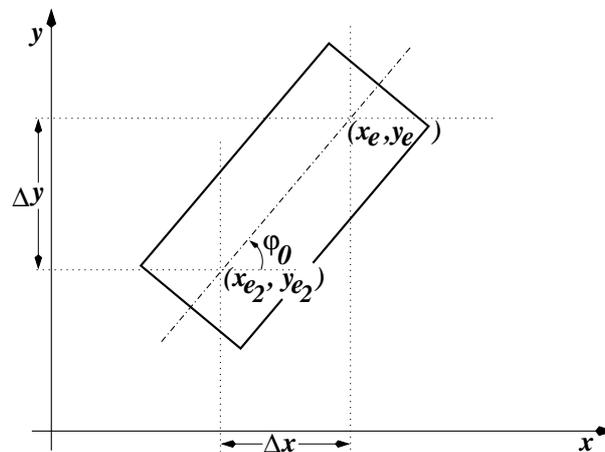
Eine unmittelbare Möglichkeit die Genauigkeit zu erhöhen, besteht zunächst darin, die Modulationsfrequenz  $f_p$  und die Übertragungsbandbreite sowie - bei einer digitalen Korrelatorrealisierung - auch die Abtastfrequenz entsprechend zu erhöhen. Die technischen Anforderungen werden dann aber so extrem hoch, daß sich hierbei in absehbarer Zukunft kaum eine Realisierungsmöglichkeit ergibt.

Realistischer ist demgegenüber die Möglichkeit eine deutlich höhere Ortsauflösung durch eine zusätzliche Trägerphasenmessung zu erreichen, wobei bei einer Trägerfrequenz von 61.25 GHz der Aufwand hierfür jedoch auch recht hoch ist. Da die Trägerphasenmessung aber nur im Bereich einer Wellenlänge - von ca. 4.9 mm bei 61.25 GHz - eindeutig ist, muß zunächst innerhalb des Intervalls einer Wellenlänge von 4.9 mm das Korrelationsmaximum ohne Trägerphasenmessung bestimmt werden. Dies könnte - bei ausreichend geringen Störungen durch Mehrwegeempfang - noch durch eine zusätzliche Interpolation in der Umgebung der gesuchten Korrelationshauptspitze erreicht werden.

Um mit den gemessenen Pseudolaufzeiten eine 3-dimensionale Positionsbestimmung durchführen zu können, wird zwar eine deutlich größere Auswertzeit notwendig sein, welche bei einer Bewegungsgeschwindigkeit des Robotergreifarmes von einigen m/sek aber auch bei heutigen Prozessorleistungen zu keinen weiteren Meßabweichungen führt.

## 5.11 Grundkonzept für eine zusätzliche Richtungsbestimmung eines Fahrzeugs

Hier ergeben sich 2 Möglichkeiten. Entweder die Richtungsbestimmung mit einem geomagnetischen Sensor - welcher z.B. in [34] ausführlich beschrieben worden ist - oder der Einsatz eines zweiten Empfängers. Dabei soll hier nur auf diesen zweiten Lösungsansatz eingegangen werden. Die Antenne des ersten Empfängers wird dabei, entlang einer Fahrzeugachse, genau dort plaziert, wo die Fahrzeugposition bestimmt werden soll. Die Antenne des zweiten Fahrzeugs befindet sich dann auf dieser Fahrzeugachse möglichst weit von der ersten Antenne entfernt:



**Abb. 5.15:** Bestimmung der Fahrzeugrichtung mit 2 Empfängern

Die gesuchte Fahrzeugposition befindet sich somit an der Stelle  $(x_e, y_e)$ , die Position der zweiten Antenne befindet sich an der Position  $(x_{e2}, y_{e2})$ . Gemäß obiger Skizze ist dann auch  $\Delta x = x_e - x_{e2}$  und  $\Delta y = y_e - y_{e2}$  definiert, so daß

$$\tan \varphi_0 = \frac{\Delta y}{\Delta x} \quad (5.32)$$

für die Fahrzeugrichtung  $\varphi_0$  gilt. Die Mehrdeutigkeit der Tangensfunktion kann bei der Winkelfunktion einfach dadurch umgangen werden, daß anhand der Vorzeichen von  $\Delta y$  und von  $\Delta x$  festgestellt wird, in welchem Quadranten sich der gesuchte Winkel befindet.

Die verbleibende Abweichung bei der Winkelberechnung soll an einem Beispiel kurz erläutert werden. Angenommen sei eine Entfernung zwischen beiden Antennen von  $\sqrt{2}$  m, sowie eine maximale Meßabweichung bei der Positionsbestimmung von  $\pm 0.5$  cm. Es ergibt sich dann eine maximale Meßabweichung bei der Winkelbestimmung von ca.  $\Delta\varphi_0 = 0.29^\circ$ , bei einem Winkel von  $\varphi_0 = 45^\circ$ . Diese Meßabweichung reduziert sich, bei Winkeln von  $0^\circ$  und von  $90^\circ$ , bis auf ca.  $0.2^\circ$ . Wenn der Abstand zwischen beiden

Antennen verändert wird, ergibt sich eine weitgehend lineare Änderung beim Winkelfehler.

## 5.12 Vergleich zwischen der Positionsbestimmung mit einem optischen Gitternetz und mit aktiven Mikrowellensendern

Bereits im ersten Abschnitt 5.1 dieses Kapitels sind die Vor- und Nachteile des Mikrowellenverfahrens dargestellt worden. Es sollen deshalb hier nur abschließend die Vor- und Nachteile beider Verfahren in einem kurzen Vergleich erläutert werden:

- Das Mikrowellenverfahren bietet den Vorteil, daß i.a. überall - im gesamten Raum - eine direkte Positionsbestimmung möglich ist, ohne daß dabei auf die Positionsbestimmung mittels Radsensoren zurückgegriffen werden muß. Das Mikrowellenverfahren bietet somit eine viel höhere Wahrscheinlichkeit, daß eine hochgenaue Positionsbestimmung im gesamten Raum gewährleistet ist. Auch sind die maximal zu erwartenden Meßabweichungen beim Mikrowellenverfahren deutlich geringer als beim Gitternetzverfahren. Es soll hier nochmals darauf hingewiesen werden, daß durch den Einsatz von geeigneten Kalman-Filtern eine weitere und deutliche Reduzierung der Meßabweichungen möglich ist, siehe [42], [54], [158], [200]. Dies gilt auch für das Mikrowellenverfahren, wo aufeinanderfolgende Positionsberechnungen geeignet miteinander verknüpft werden können.
- Das optische Gitternetzverfahren hat den Nachteil, daß der Bahnverlauf nicht völlig frei gewählt werden kann. Es muß nach einer bestimmten Wegstrecke sichergestellt sein, daß durch das Überfahren, zumindest einer weiteren Gitternetzlinie, eine erneute Positionsberechnung erfolgen kann.
- Das Gitternetzverfahren hat demgegenüber den wesentlichen Vorteil, daß es mit einem vergleichsweise geringen Entwicklungsaufwand unmittelbar eingesetzt werden kann.
- Bei größeren Räumen - von z.B. 100 auf 100 m - benötigt das Gitternetzverfahren zahlreiche Landmarken, in Form von Lasern, i.a. jeweils im Abstand von einigen Metern. Demgegenüber bietet das Mikrowellenverfahren den Vorteil, daß bei dieser Raumgröße noch ein einzelner Satz - von z.B. 4 Mikrowellenlandmarken - grundsätzlich ausreichend ist, wodurch der Installationsaufwand vergleichsweise niedrig bleibt.

# Anhang



# Anhang A

## Technische Realisierungsmöglichkeiten bei einer Positionsbestimmung mit Gitternetzlinien

### A.1 Auswahl und Ansteuerung der Laser für die Gitternetzlinien

Für die Erzeugung der Gitternetzlinien kommen Laserlichtquellen in Frage, welche heute auch kostengünstig als Halbleiterlaser zur Verfügung stehen. Alternativ könnte man zwar entsprechende Gitternetzlinien auch direkt auf dem Boden anbringen, mit Hilfe von Klebestreifen oder gezeichneten Strichen. Zunächst ergibt sich dabei aber die Problematik, die Striche mit der entsprechenden Genauigkeit auf dem Boden anzubringen, hier wären Hilfsmittel wie präzise Schablonen oder Laserlichtquellen notwendig. Weiterhin wäre dann aber auch die Problematik der möglichen Verschmutzung oder des Abriebs dieser Linien gegeben, auch müßte sichergestellt sein, daß sich an anderen Stellen des Bodenbelags nicht Strukturen befinden, welche mit den aufgezeichneten Gitternetzlinien verwechselt werden können, weshalb diese Realisierungsvariante hier nicht weiter behandelt wird und auch nicht empfohlen wird.

Zunächst ist bei den einzusetzenden Laserlichtquellen festzulegen, welche Laserklasse - unter Berücksichtigung etwaiger Personengefährdungen - zulässig ist. Wenn sich auch Personen in dem Raumbereich aufhalten können, wo sich die Gitternetzlinien befinden oder die Lichtstrahlen noch direkt wahrgenommen werden können, wird man i.a. nur max. mit der Laserklasse 2 arbeiten können, wobei eine höhere Laserklasse auch einer größeren

Personengefährdung entspricht. Die Laserklasse 2 bedeutet dabei, daß das menschliche Auge durch einen Reflex bei Sichtkontakt mit dem Laser das Augenlid schließt, bevor durch den Laser das Auge geschädigt werden kann. Dadurch können derartige Räume auch ohne Schutzbrille betreten werden, wenn entsprechende Warnhinweise angebracht sind. Dennoch sollte auch dann ein permanenter Sichtkontakt mit dem Laser ausgeschlossen sein. Insbesondere darf man auch bei der Laserklasse 2 nur mit sichtbarem Licht arbeiten, damit das menschliche Auge den Laserstrahl erkennen kann. Grundsätzlich ist dabei der Einsatz der Gitternetzstrahlen auf der Höhe der Antriebsachse von Vorteil, um zusätzliche Fehler durch Bodenunebenheiten zu vermeiden. Derartig tiefliegende Gitternetzstrahlen sind dann natürlich auch für den Personenschutz vorteilhaft, weil man davon ausgehen kann, daß zumindest bei einer stehenden oder sitzenden Person kein direkter Augenkontakt mit dem Laserstrahl möglich sein wird.

Wenn man beim Fahrzeug eine Vorkenntnis der Fahrzeugposition voraussetzt, kann auf eine zusätzliche Codierung der Gitternetzlinien verzichtet werden. Diese Vorkenntnis über die Fahrzeugposition wird man in der Praxis dann voraussetzen können, wenn man davon ausgeht, daß das Fahrzeug immer an etwa der gleichen Position startet und dabei auch der Fahrzeugstartwinkel immer, mit einer kleinen Abweichung, der gleiche ist. Dies wird dann der Fall sein, wenn das Fahrzeug eine definierte Parkposition besitzt, wo z.B. die Antriebsakkus aufgeladen werden. Es ist dann noch zu überprüfen, welche Fremdlichteinflüsse auftreten werden, i.a. wird man aber davon ausgehen können, daß Fremdlichtstörungen am Empfangsdetektor deshalb nicht zu Beeinträchtigungen führen werden, weil die Lichtintensität der Laserstrahlen auch nach einigen Metern noch erheblich größer ist, als mögliche Fremdlichtstörungen. Ansonsten kann man natürlich auf der Sendeseite auch mit einer entsprechend konstanten Modulation der Laserlichtquellen arbeiten, z.B. mit einer Modulationsfrequenz von 100 KHz, um Fremdlichtstörungen auszuschließen. Es ist dabei aber zu beachten, daß hierdurch deutlich erhöhte Kosten auf der Sende- und Empfangsseite auftreten.

Sollte eine Codierung der Gitternetzlinien notwendig sein, kommt hierfür sowohl eine pulsformige Modulation als auch eine Modulation mit unterschiedlichen festen Frequenzen - bis zu einigen 100 KHz - in Frage. Bei der Pulsmodulation muß jedoch sichergestellt sein, daß sich die Gitternetzlinie - auch für einen ausreichend langen Zeitraum - im Erfassungsbereich des Detektors aufhält. Hierzu müssen die maximale Fahrzeuggeschwindigkeit  $v_{max}$  und die minimale Breite  $b_{min}$  des Laserstrahls - in Fahrzeuggleichrichtung - bekannt sein, wobei davon ausgegangen wird, daß der Empfangsbereich des Detektors erheblich schmaler ist als die Breite des Laserstrahls. Die maximal zulässige Pulswiederholdauer  $t_p$  liegt dann bei:

$$t_p = 0.5 \cdot \frac{b_{min}}{v_{max}} \quad (\text{A.1})$$

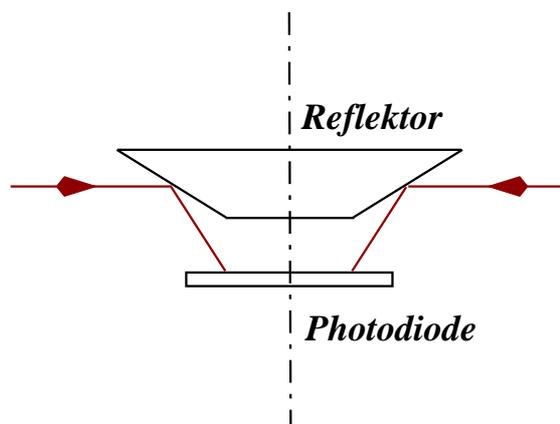
z.B. gilt für  $v_{max} = 5$  m/sek und  $b_{min} = 1$  mm ein max. Wert für die gesamte Pulswiederholddauer von hier  $100 \mu\text{sek}$ , was durchaus zu realisieren ist. Der Faktor 0.5 in obiger Gleichung ergibt sich dadurch, daß im ungünstigsten Fall bis zu knapp 2 Pulsfolgen eingelesen werden müssen, wenn der Empfänger den Beginn der ersten Pulsfolge gerade zeitlich verpaßt hat. Notwendig ist bei der Puls Codierung natürlich eine eindeutige Start- und Endekennung. Ansonsten kann man für die Codierung der Gitternetzlinien eine einfache Binärcodierung verwenden, wobei die Codes - welche man für die Start- und Endekennung benötigt - dabei dann nicht verwendet werden dürfen. Mit zusätzlich eingefügten Pausenzeiten kann dann auch zu jedem Zeitpunkt eine eindeutige Erkennung sichergestellt werden.

Heute verfügbare Laserdiodenmodule bieten unterschiedliche Strahlprofile, siehe z.B. [187]. Sinnvoll ist dabei entweder ein elliptisches Strahlprofil - mit einer Austrittsform von z.B. 4 auf 1.5 mm - oder eine linienförmige Austrittsform mit einer senkrecht einzustellenden Austrittsline. Jedoch wird auch bei einem linienförmigen Strahlprofil - gemäß [187] - noch mit einer Strahlbreite von mindestens 1 mm zu rechnen sein, wobei diese Strahlbreite dann jedoch weitgehend unabhängig von der Entfernung ist. Wichtig ist dabei, daß die Lasermodule entsprechend justiert oder die Lichtstrahlen zumindest entsprechend ausgemessen werden müssen. Dabei wird eine Genauigkeit von besser als einem mm notwendig sein, welche sich auf den gesamten relevanten Strahlverlauf bezieht. Bei der Verwendung eines Moduls mit einer linienförmigen Austrittsöffnung wird eine zuverlässige Erkennung der Gitternetzlinien auch bei Bodenunebenheiten sichergestellt, allerdings muß in diesem Fall sichergestellt sein, daß die Linie tatsächlich im rechten Winkel zum Boden abgestrahlt wird. Dies bedeutet insbesondere, daß - bei einer insgesamt geneigten Bodenfläche - die Linie nicht mehr exakt lotrecht verlaufen sollte. Grundsätzlich ist bei Bodenunebenheiten, welche insgesamt oberhalb von einigen wenigen mm liegen, der Einsatz eines Laser mit einem linienförmigen Abstrahlprofil zu empfehlen.

## A.2 Auswahl und Anordnung der Empfangsdetektoren

Bei der Auswahl der Empfangsdetektoren ist zunächst darauf zu achten, daß das spektrale Empfindlichkeitsmaximum dort liegt, wo auch die Wellenlänge der gesendeten Signale liegt. Eine möglichst geringe spektrale Empfindlichkeit in allen anderen Wellenlängenbereichen ist für die Vermeidung von Fremdlichtstörungen dabei von Vorteil, u.U. kann

dabei auch noch ein entsprechendes Filter vor dem Detektor eingesetzt werden. Als eigentliche Empfangsdetektoren kommen dann entsprechende Photodioden mit direkt nachgeschalteten Verstärkern in Frage. Wesentlich ist jedoch, daß die Empfangsdetektoren einen Erfassungsbereich von insgesamt  $360^\circ$  aufweisen müssen. Da dies mit einem einzelnen Empfangsdetektor nicht direkt zu erreichen ist, ist ein spitz verlaufender Kegel als Reflektor denkbar, so daß die Lichtstrahlen in einem Punkt - oberhalb oder unterhalb des Reflektors - gebündelt werden.



**Abb. A.1:** Prinzip eines Reflektors für den Empfangsdetektor

Eine Bauhöhe des Reflektors von nicht mehr als etwa 1 mm sollte bei einem linienförmigen Lichtstrahl nicht überschritten werden. Die genaue Konstruktion des Reflektors ist natürlich abhängig von der Größe der verwendeten Photodiode, welche sich direkt ober- oder unterhalb des Reflektors befindet. Dabei ist eine Photodiode mit einer Empfangsfläche von ca.  $1 \text{ mm}^2$  ausreichend.

Sobald nennenswerte Bodenunebenheiten auftreten, müssen die Reflektoren der Empfangsdetektoren etwa auf der Höhe der Antriebsachse angebracht werden, um zusätzliche Fehler - durch das dann vorhandene Verkippen der Fahrzeuglängsachse - zu vermeiden. Wenn die jeweilige Gitternetzlinie mit einer Abweichung von max.  $500 \mu\text{m}$  erkannt werden soll, ergibt sich aus folgender Tabelle der maximal zulässige Verkipfungswinkel der Fahrzeuglängsachse in Abhängigkeit vom vertikalen Abstand zwischen der Antriebsachse und der Position des Empfangsdetektors. Eine größere Abweichung als  $500 \mu\text{m}$  sollte dabei auch nicht zugelassen werden, wenn man nicht einen nennenswerten zusätzlichen Fehler bei der Positionsbestimmung akzeptieren will. Die folgende Tabelle zeigt unmittelbar, daß bereits kleinere Bodenunebenheiten zu inakzeptablen Fehlern führen, wenn der vertikale Abstand zwischen Antriebsachse und Empfangsdetektor über einigen cm liegt, weshalb eine Anordnung zumindest des Reflektors etwa auf der Höhe des Antriebsrades i.a. notwendig ist.

vertikaler Abstand zwischen Achse und Detektor in cm	1	2	5	10	20	50	100
zulässiger Kippwinkel in Grad	2.87	1.43	0.57	0.286	0.143	0.057	0.0286

**Tab. A.1:** Zulässiger Kippwinkel in Abhängigkeit vom Abstand Detektor-Antriebsachse

Darüber hinaus muß natürlich vorab auch geprüft werden, ob bei einer Anordnung der Empfangsdetektoren, etwa auf der Höhe der Fahrzeugachse, nicht durch Gegenstände in Bodennähe oder durch andere Fahrzeuge eine Abschattung der Gitternetzlinien auftreten kann. Eine mögliche Abschattung durch die Räder des eigenen Fahrzeugs kann dann natürlich auch auftreten. Um derartige mögliche Abschattungen zu umgehen, kann es sinnvoll sein, mehrere Empfangsdetektoren in einem hinreichenden Abstand hintereinander anzuordnen, hiermit sollte sich zumindest eine Abschattung durch die Räder des eigenen Fahrzeugs vermeiden lassen. Diese Abschattungsproblematik wird aber dann nicht auftreten, wenn die Gitternetzlinien nur in einem abgetrennten Raumbereich angeordnet sind und das Fahrzeug diesen abgetrennten Bereich nur in einer bestimmten Richtung durchfährt.

Wenn die Signale der einzelnen Empfangsdetektoren nicht codiert sind, kann man diese Signale nach einer Vorverstärkung und einer möglichen Schwellwertbildung direkt einer Signalerfassungskarte des Auswerterechners am Fahrzeug zuführen. Bei einer maximalen Fahrzeuggeschwindigkeit von 5 m/sek und einer angestrebten Wegauflösung von 100  $\mu\text{m}$  muß jeder Empfangsdetektor mindestens alle 20  $\mu\text{sek}$  abgefragt werden, dies entspricht bei 2 parallel auszuwertenden Empfangsdetektoren einer Auswerte- und Abtastfrequenz von 100 KHz, was mit heutigen Prozessoren auch dann noch in Echtzeit realisierbar ist, wenn parallel dazu die Drehimpulsgeber für die Wegstrecke und den Lenkwinkel auszuwerten sind.



# Anhang B

## Reflexion von zirkular polarisierten Wellen

Folgende Skizze zeigt den prinzipiellen Verlauf bei der Reflexion einer zirkular polarisierten Welle: <sup>1</sup>

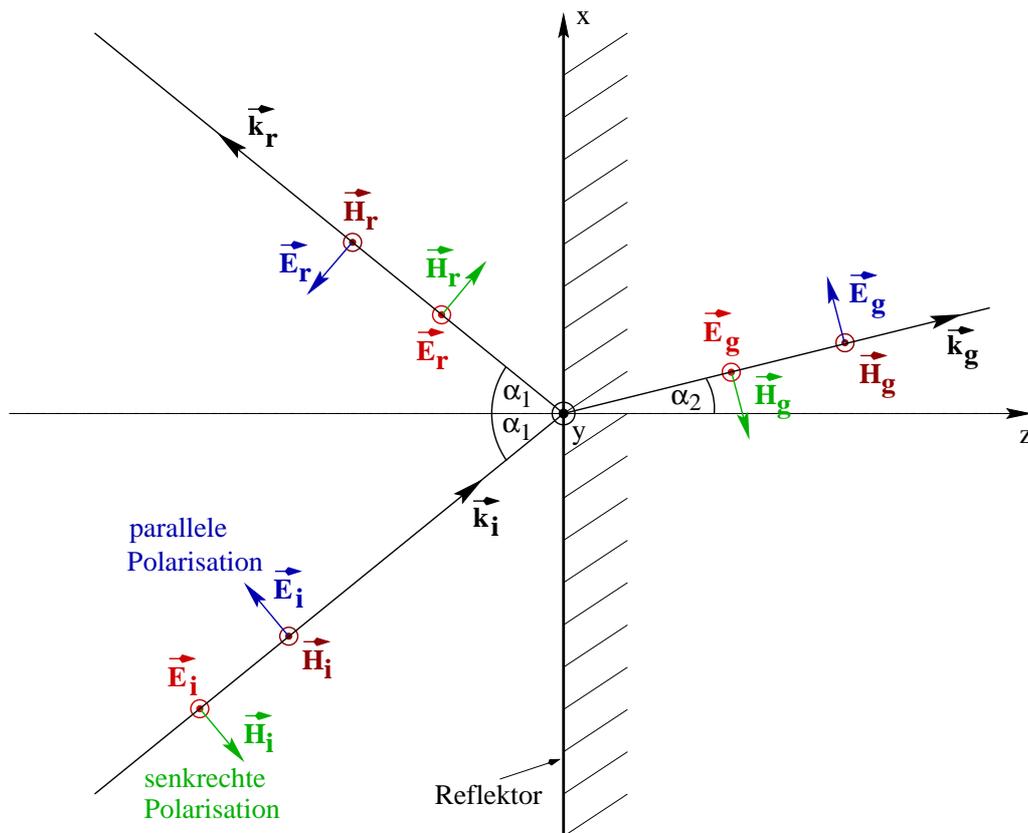


Abb. B.1: Reflexion einer zirkularen Welle

<sup>1</sup>Die Grundlagen für die Ausführungen dieses Kapitels findet man z.B. in [369], [181].

Eine zirkular polarisierte Welle ergibt sich dabei immer aus der Addition einer Welle mit senkrechter und einer Welle mit paralleler Polarisation, mit einer Phasenverschiebung von  $\pm\pi/2$  zwischen beiden Anteilen. Obige Skizze zeigt eine Momentaufnahme, wobei längs der Ausbreitungsrichtung - im Abstand einer viertel Wellenlänge - nur der Anteil der senkrechten und der parallelen Polarisation sichtbar ist. Wenn die Reflexion einer zirkular polarisierten Welle dargestellt werden soll, betrachtet man somit getrennt die Reflexion einer Welle (1) mit senkrechter Polarisation und einer Welle (2) mit paralleler Polarisation. Somit gilt für das E-Feld der einfallenden Welle:

$$\vec{E}_i = E_i^{(1)} + E_i^{(2)} \quad (\text{B.1})$$

$$\vec{E}_i = E_{i_0} \vec{e}_y e^{j(\omega t - \vec{k}_i \vec{r})} + E_{i_0} (\cos \alpha_1 \vec{e}_x - \sin \alpha_1 \vec{e}_z) e^{j(\omega t - \vec{k}_i \vec{r})} e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (\text{B.2})$$

Dabei wird durch den Wellenzahlvektor  $\vec{k}_i$  die Ausbreitungsrichtung mit dem Betrag  $|\vec{k}_i| = 2\pi/\lambda$  definiert. Durch  $\vec{r}$  wird der Ortsvektor definiert,  $\alpha_1$  beschreibt gemäß obiger Skizze den Einfallswinkel der Welle.

Kennzeichen für eine zirkular polarisierte Welle ist dabei, daß die Amplituden  $E_{i_0}$  beider Anteile, für senkrechte und parallele Polarisation, gleich groß sind. Sollten die beiden Amplituden unterschiedlich groß sein, spricht man von einer *elliptischen* Polarisation. Für das E-Feld der reflektierten Welle gilt dementsprechend:

$$\vec{E}_r = E_r^{(1)} + E_r^{(2)} \quad (\text{B.3})$$

$$\vec{E}_r = E_{r_1} \vec{e}_y e^{j(\omega t - \vec{k}_i \vec{r})} + E_{r_2} (-\cos \alpha_1 \vec{e}_x - \sin \alpha_1 \vec{e}_z) e^{j(\omega t - \vec{k}_i \vec{r})} e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (\text{B.4})$$

Dabei wird für die senkrechte Polarisation ein Reflexionsfaktor  $R_1$  und für die parallele Polarisation ein zweiter und i.a. unterschiedlicher Reflexionsfaktor  $R_2$  definiert:

$$E_{r_1} = R_1 \cdot E_{i_0} \quad (\text{B.5})$$

$$E_{r_2} = R_2 \cdot E_{i_0} \quad (\text{B.6})$$

Als wichtiges Zwischenergebnis bleibt hier festzuhalten, daß durch die unterschiedlichen Reflexionsfaktoren die reflektierte Welle i.a. eine elliptische Polarisation aufweist, auch wenn die einfallende Welle zirkular polarisiert gewesen ist.

## B.1 Dielektrischer Reflektor

Hier müssen die Tangentialkomponenten des elektrischen Feldes  $\vec{E}$  und des magnetischen Feldes  $\vec{H}$  an der Grenzfläche stetig sein.

### B.1.1 Senkrechte Polarisation

Für die senkrechte Polarisation gilt dann somit:

$$E_{i_0} + E_{r_1} = E_{g_1} \quad (\text{B.7})$$

$$H_{i_0} \cdot \cos \alpha_1 - H_{r_1} \cdot \cos \alpha_1 = H_{g_1} \cdot \cos \alpha_2 \quad (\text{B.8})$$

Die magnetische Feldstärke ist über den Wellenwiderstand  $Z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$  mit der elektrischen Feldstärke gemäß  $H_0 = \frac{E_0}{Z}$  verknüpft, so daß für obige Gleichung folgt:

$$(E_{i_0} - E_{r_1}) \cdot \frac{\cos \alpha_1}{Z_1} = E_{g_1} \cdot \frac{\cos \alpha_2}{Z_2} \quad (\text{B.9})$$

wobei  $Z_1$  den Wellenwiderstand im Medium 1, d.h. in Luft und  $Z_2$  den Wellenwiderstand im Medium 2 also im Reflektor angibt. Durch Einsetzen von Gleichung (B.7) in obige Gleichung (B.9) ergibt sich mit Gleichung (B.5) dann:

$$R_1 = \frac{Z_2 \cos \alpha_1 - Z_1 \cos \alpha_2}{Z_2 \cos \alpha_1 + Z_1 \cos \alpha_2} \quad (\text{B.10})$$

Weiterhin müssen auch die senkrechten Komponenten der magnetischen Flußdichte  $\vec{B}$  stetig sein, somit gilt wenn die magnetische Feldstärke in die elektrische Feldstärke umgerechnet wird:

$$\mu_0 \cdot \frac{E_{i_0} + E_{r_1}}{Z_1} \cdot \sin \alpha_1 = \mu_0 \cdot \frac{E_{g_1}}{Z_2} \cdot \sin \alpha_2 \quad (\text{B.11})$$

Durch Einsetzen von Gleichung (B.7) in obige Gleichung (B.11) ergibt sich dann unter Berücksichtigung, daß die Permeabilität  $\mu = \mu_1 = \mu_2 = \mu_0$  in allen Medien gleich ist:

$$\sqrt{\varepsilon_1} \cdot \sin \alpha_1 = \sqrt{\varepsilon_2} \cdot \sin \alpha_2 \quad (\text{B.12})$$

Mit  $\varepsilon_1 = \varepsilon_0$  und  $\varepsilon_2 = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0$  folgt weiterhin:

$$\frac{\sin \alpha_1}{\sin \alpha_2} = \frac{Z_1}{Z_2} = \sqrt{\varepsilon_r} \quad (\text{B.13})$$

Somit folgt aus Gleichung (B.10):

$$R_1 = \frac{\cos \alpha_1 - \sqrt{\varepsilon_r} \cdot \cos \alpha_2}{\cos \alpha_1 + \sqrt{\varepsilon_r} \cdot \cos \alpha_2} \quad (\text{B.14})$$

Mit  $\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$  und mit Gleichung (B.12) folgt abschließend:

$$R_1 = \frac{\cos \alpha_1 - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha_1}}{\cos \alpha_1 + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha_1}} \quad (\text{B.15})$$

Als wichtiges Ergebnis ergibt sich hier, daß  $R_1$  für alle Einfallswinkel  $\alpha_1$  und jeden Wert der Dielektrizitätskonstante  $\varepsilon_r$  des Reflektors negativ ist.

### B.1.2 Parallele Polarisation

Die Stetigkeit der Tangentialkomponenten ergibt mit Berücksichtigung der Wellenwiderstände:

$$\frac{E_{i_0} + E_{r_2}}{Z_1} = \frac{E_{g_2}}{Z_2} \quad (\text{B.16})$$

und:

$$E_{i_0} \cdot \cos \alpha_1 - E_{r_2} \cdot \cos \alpha_1 = E_{g_2} \cdot \cos \alpha_2 \quad (\text{B.17})$$

Durch das Einsetzen der vorletzten obigen Gleichung in die obige letzte Gleichung folgt dann unter Berücksichtigung der Gleichung B.6:

$$R_2 = \frac{\left( \cos \alpha_1 - \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \cos \alpha_2 \right)}{\left( \cos \alpha_1 + \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \cos \alpha_2 \right)} \quad (\text{B.18})$$

Mit  $\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$  und mit der auch hier geltenden Gleichung B.12 folgt abschließend:

$$R_2 = \frac{\varepsilon_r \cdot \cos \alpha_1 - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha_1}}{\varepsilon_r \cdot \cos \alpha_1 + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha_1}} \quad (\text{B.19})$$

Beim sogenannten *Brewster*-Einfallswinkel  $\alpha_B$  wird der Reflexionsfaktor  $R_2$  gleich Null, dieser Winkel ergibt sich dabei durch:

$$\sin \alpha_B = \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r + 1}} \quad (\text{B.20})$$

Dieser Winkel ist dabei immer größer als  $45^\circ$ . Unterhalb dieses *Brewster*-Winkels wird der Reflexionsfaktor immer positiv sein, d.h. die Drehrichtung einer zirkular polarisierten Welle wird umgekehrt, oberhalb dieses Winkels wird der Reflexionsfaktor negativ und die Drehrichtung der Welle bleibt unverändert erhalten. Dabei wird immer eine zirkular polarisierte Welle in eine elliptisch polarisierte Welle verändert, wenn der Einfallswinkel exakt dem *Brewster*-Winkel entspricht, ergibt sich sogar eine linear polarisierte reflektierte Welle.

## B.2 Leitender Reflektor ( Annahme idealer Leiter )

Die Grenzbedingungen ergeben hier, daß an der Reflektoroberfläche die tangentialen Komponenten der elektrischen Feldstärke in der Summe Null sein müssen und die tangentialen Komponenten der magnetischen Feldstärke in der Summe doppelt so groß sein müssen wie bei der einfallenden Welle. Weiterhin kann mit hinreichender Näherung davon ausgegangen werden, daß sich im Reflektor keine Welle ausbreitet, die entsprechenden Feldkomponenten also gleich Null sind.

### B.2.1 Senkrechte Polarisation

Es gilt:

$$E_{i_0} + E_{r_1} = 0 \quad (\text{B.21})$$

und somit  $R_1 = -1$ , unabhängig vom Einfallswinkel.

### B.2.2 Parallele Polarisation

Aus:

$$H_{i_0} + H_{r_2} = 2 \cdot H_{i_0} \quad (\text{B.22})$$

folgt unter Berücksichtigung des für die einfallenden und die reflektierten Welle gleichen Wellenwiderstandes:

$$E_{i_0} = E_{r_2} \quad (\text{B.23})$$

und somit  $R_2 = 1$ , unabhängig vom Einfallswinkel. Im Ergebnis ergibt sich eine permanente ideale Umdrehung der Drehrichtung einer einfallenden zirkular polarisierten Welle.

## B.3 Signalverlauf der reflektierten Welle nach der Empfangsantenne

Bei der Empfangsantenne - in Form einer entsprechend angesteuerten Patchantenne - kann davon ausgegangen werden, daß die senkrecht und die horizontal polarisierten Anteile der Welle getrennt empfangen werden und die Phasenverschiebung von  $\pm \frac{\pi}{2}$  zwischen beiden Komponenten - beim Empfang der richtigen Drehrichtung - auch automatisch ausgeglichen wird. Es ergibt sich somit folgende Ersatzschaltung für die Empfangsantenne ( ohne Berücksichtigung des Antennenrauschens ):

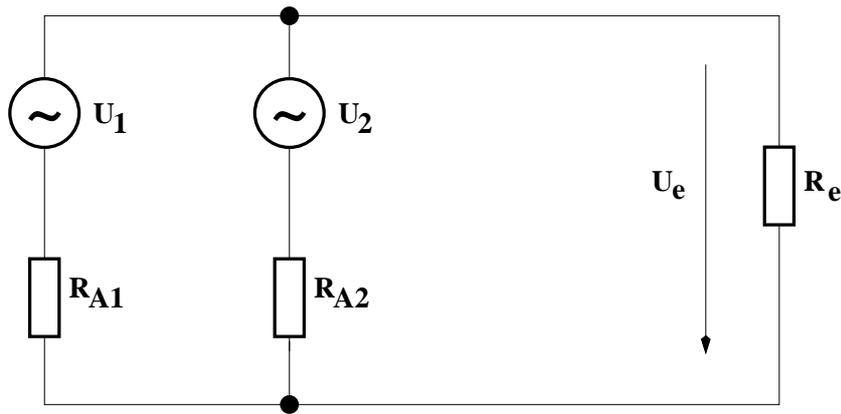


Abb. B.2: Ersatzschaltung für die Empfangsantenne

$U_1$  gibt die Amplitude der empfangenen Spannung für den Anteil der senkrechter Polarisation an,  $U_2$  entspricht dementsprechend dem Spannungsanteil für die parallele Polarisation. Für den Fall der sinnvollen Impedanzanpassung - entsprechend einer maximalen Leistungsübertragung - gilt unmittelbar  $R_{A1} = R_{A2} = 2 R_e$ . Beide Spannungen können aus dem Reflexionsfaktor und dem E-Feld abgeleitet werden:

$$U_1 = k_1 \cdot E_{r1} = k_1 \cdot R_1 \cdot E_{i0} \quad (\text{B.24})$$

sowie:

$$U_2 = k_2 \cdot E_{r2} = k_2 \cdot R_2 \cdot E_{i0} \quad (\text{B.25})$$

### B.3.1 Verlauf bei einer Empfangsantenne mit idealer Richtcharakteristik

Unter einer Empfangsantenne mit idealer Richtcharakteristik soll hier eine Empfangsantenne verstanden werden, bei welcher die Empfindlichkeit sowohl unabhängig von Einfallswinkel der Antenne als auch unabhängig von der Polarisationsrichtung ist. Die Unabhängigkeit der Empfindlichkeit von der Polarisationsrichtung ist gleichbedeutend damit, daß in den Gleichungen (B.24) und (B.25) die Faktoren  $k_1$  und  $k_2$  identisch sind. Die Unabhängigkeit der Empfindlichkeit vom Einfallswinkel bedeutet somit, daß die Faktoren  $k_1$  und  $k_2$  auch konstant sind.

Bei einem dielektrischen Reflektor kann nun - in Abhängigkeit vom Einfallswinkel beim Reflektor und der Dielektrizitätskonstanten  $\varepsilon_r$  des Reflektors - eine relative Empfangsspannung  $R_e(\alpha_1) = \frac{U_e}{U_{e,max}}$  definiert werden, welche die effektive Reflektivität für eine zirkular polarisierte Welle angibt.

Für den Fall der Impedanzanpassung gilt für die resultierende Spannung der Empfangsantenne:

$$U_e = \frac{U_1}{4} + \frac{U_2}{4} \tag{B.26}$$

Für die effektive Reflektivität folgt dann allgemein - in Abhängigkeit der Reflektivität - für die senkrechte und die parallele Polarisation:

$$R_e(\alpha_1) = \frac{R_1(\alpha_1) + R_2(\alpha_1)}{(R_1 + R_2)_{max}} \tag{B.27}$$

Somit folgt mit den Gleichungen (B.15) und (B.19):

$$R_e(\alpha_1) = 0.5 \cdot \left( \frac{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha_1} - \cos \alpha_1 \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha_1 - \varepsilon_r \cdot \cos \alpha_1}}{\cos \alpha_1 + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha_1} \varepsilon_r \cdot \cos \alpha_1 + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \alpha_1}} \right) \tag{B.28}$$

Folgende Skizze zeigt den Verlauf dieser effektiv wirksamen Reflektivität, in Abhängigkeit vom Einfallswinkel  $\alpha_1$ , für eine relative Dielektrizitätskonstante  $\varepsilon_r$  von 2 und 10:

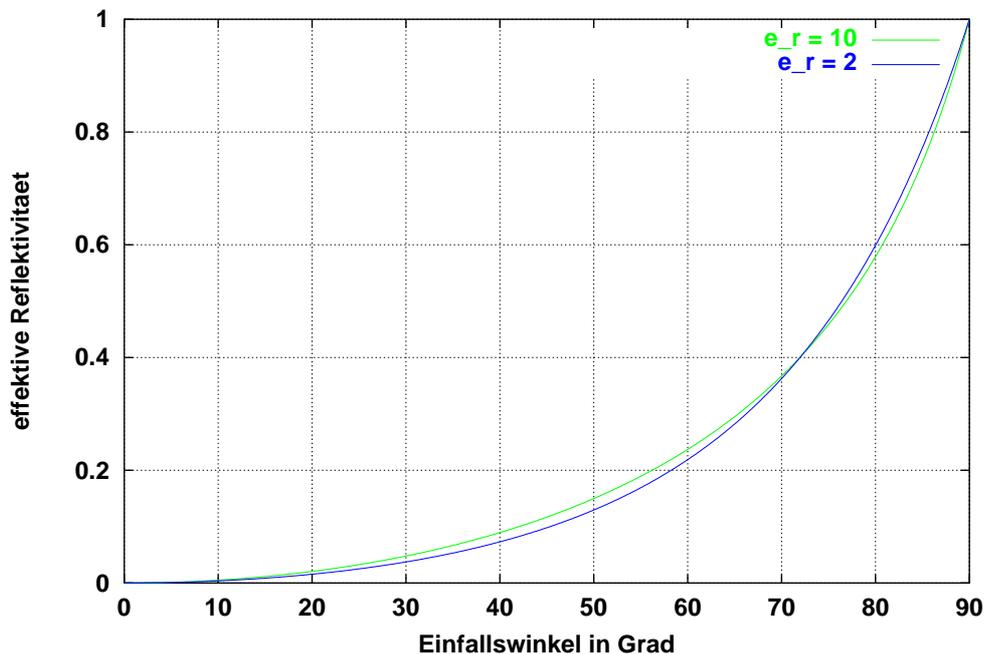


Abb. B.3: Effektive Reflektivität bei zirkularer Polarisation

Wichtig ist dabei insbesondere, daß der Verlauf weitgehend unabhängig ist vom Wert der Dielektrizitätskonstanten und die Reflektivität erst bei Einfallswinkeln oberhalb von 60° größere Werte annimmt und von Bedeutung ist.

Bei einem metallischen Reflektor wird eine ideale Empfangsantenne, bei einem einfach reflektierten Empfangssignal, eine Empfangsspannung von Null liefern, d.h. daß auch die effektive Reflektivität Null ist.

Folgende Tabelle stellt zusammenfassend die effektive Reflektivität <sup>2</sup> unterschiedlicher realer Reflektoren von einer zirkular polarisierten Welle, bei idealer Antennenrichtcharakteristik dar:

Einfallswinkel	Material		
	Metallwand	mehrschichtige Wand, [206] <sup>3</sup>	einschichtiger dielektrischer Reflektor
20 °	0	0	0.017
40 °	0	0.09	0.08
60 °	0	0.26	0.22
70 °	0	0.46	0.37
80 °	0	0.75	0.6

**Tab. B.1:** Reflexionseigenschaften bei zirkularer Polarisation

Das Reflexionsverhalten ist - bei einem einschichtigen dielektrischen Reflektor - für alle relevanten Materialien näherungsweise identisch und von der Dielektrizitätskonstanten unabhängig. Für mehrschichtige Materialien ist der Verlauf, über den Einfallswinkel, im Mittel ähnlich dem Verlauf bei einem einschichtigen Reflektor, es ergeben sich bei einzelnen Winkeln aber größere Abweichungen, insbesondere ergeben sich hier einzelne zusätzliche lokale Minimas.

### B.3.2 Verlauf bei einer Empfangsantenne mit realer Richtcharakteristik

Bei einer Patchantenne - mit realer Richtcharakteristik - wird bereits von der Sendeantenne eine vom Einfallswinkel abhängige Intensität abgestrahlt, da die Richtcharakteristik für die horizontale und die vertikale Komponente etwas unterschiedlich sind, wird außerhalb von der Hauptabstrahlrichtung i.a. bereits eine elliptisch polarisierte Welle abgestrahlt. Bei der Empfangsantenne gilt bei der Richtcharakteristik ein reziprokes Verhalten. Im Ergebnis wird die effektive Reflektivität fast nie völlig Null werden. Nachfolgende Skizze zeigt die typische Abstrahlcharakteristik für die beiden Polarisationskomponenten des

<sup>2</sup>Die effektive Reflektivität gibt dabei die relative Empfangsspannung am Antennenausgang an, bezogen auf die max. Empfangsspannung bei idealer Reflexion, ohne Drehung der Polarisationsrichtung.

<sup>3</sup>Die Wand besteht dabei aus einer 12 mm Gipskartonplatte, 10 mm Luft und einer dickeren Schicht Portlandzement.

E-Feldes einer zirkular polarisierten Welle, wenn die Abstrahlung in Richtung einer der beiden Symmetrieachsen einer quadratischen Patchantenne erfolgt [257], S. 120 <sup>4</sup>:

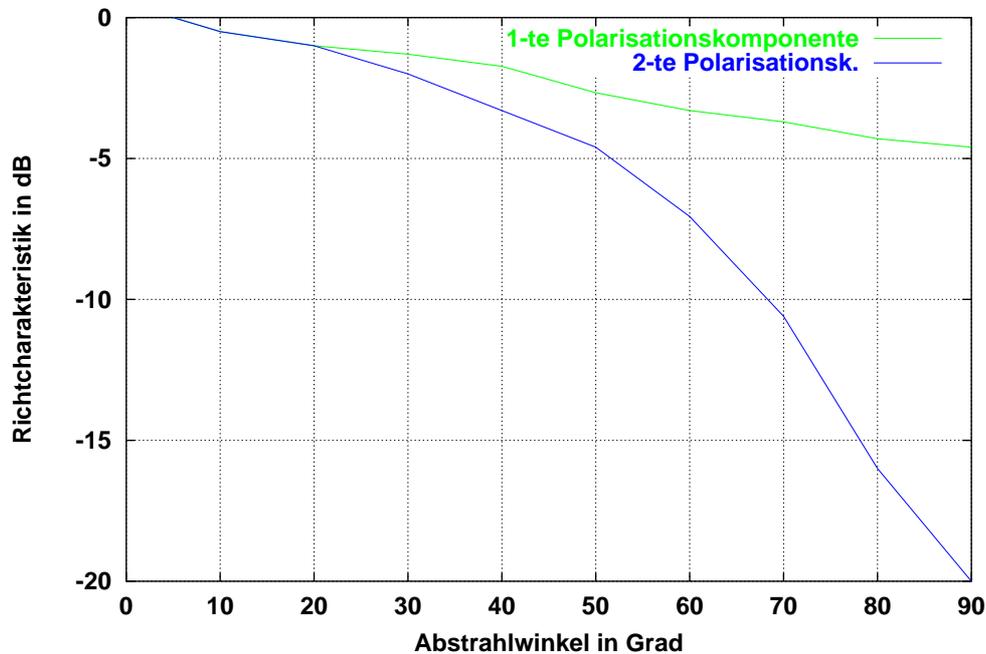
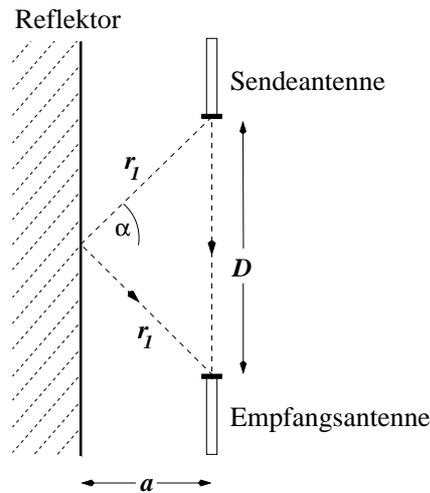


Abb. B.4: Richtcharakteristik einer Patchantenne

Obiger Verlauf stellt aber nur eine Abschätzung dar, bei den größeren Abstrahlwinkeln sind - bei einer neu zu entwerfenden Patchantenne - auf jeden Fall Abweichungen von einigen dB zu erwarten. Insbesondere gilt obiger Verlauf nur solange die Abstrahlung entlang einer der beiden Symmetrieachsen erfolgt. Betrachtet man statt dessen die Abstrahlung entlang der diagonalen Achse einer Patchantenne, wird sich bei dieser Antennenform, für eine zirkular polarisierte Welle, eine näherungsweise identische Verlaufsform für beide Polarisationskomponenten ergeben. Völlig identisch wird die Richtcharakteristik für beide Polarisationskomponenten aber nie sein, weil sich bereits durch die Ansteuerung immer gewisse Unterschiede bei beiden Polarisationskomponenten ergeben, welche nach [257] aber unter 1 dB gehalten werden können.

Um nun eine quantitative Aussage, bzgl. des relativen Verlaufs der Empfangsspannung, machen zu können, soll folgendes einfaches Beispiel betrachtet werden:

<sup>4</sup>Es erfolgt hier keine Zuordnung bzgl. der vertikalen und der horizontalen Polarisationsrichtung, die 1-te Polarisationskomponente kann entweder der vertikalen oder der horizontalen Polarisationsrichtung entsprechen, abhängig davon welche der beiden Symmetrieachsen verwendet wird.



**Abb. B.5:** Reflexion bei gleicher Entfernung von Sende- und Empfangsantenne

Aufgrund der gleichen Entfernung von Sende- und Empfangsantenne sind auch die Abstrahlwinkel beider Antennen identisch und der Abstrahlwinkel ergibt sich aus dem Einfallswinkel beim Reflektor. Für die weitere Betrachtung wird darüber hinaus davon ausgegangen, daß die Symmetrieachsen beider Antennen parallel zu der Normalenachse des Reflektors verlaufen. Es ergibt sich dann der nachfolgend skizzierte Verlauf für die relative Empfangsspannung, bei einem dielektrischen und einem metallischen Reflektor, wobei die zusätzliche Dämpfung des reflektierten Signals - aufgrund der längeren Übertragungsstrecke - unberücksichtigt geblieben ist. Bezogen ist dieser Verlauf auf das direkt empfangene Signal, entsprechend einem Empfangswert 1 für dieses Signal.

In der Berechnung wurde dabei, gemäß den Gleichungen (B.15) und (B.19), beim dielektrischen Reflektor, eine getrennte Betrachtung für die senkrechte und die parallele Polarisationsrichtung vorgenommen und beide Reflexionsfaktoren wurden dann mit dem Quadrat der zugehörigen Antennenrichtcharakteristik multipliziert. Dabei entspricht - in dem hier skizzierten Fall - die senkrechte Polarisationskomponente der zweiten Polarisationskomponente von obiger Abb. B.4. Beide so erhaltenen Ergebnisse wurden dann addiert und durch -2 dividiert. Dabei wurde für die Bestimmung der Gleichungen (B.15) und (B.19) mit einer Dielektrizitätskomponente von 6.0 gearbeitet, wie oben bereits gezeigt, ist das Ergebnis aber auch für alle anderen realen dielektrischen Reflektoren gültig.

Da bei einem metallischen Reflektor für die senkrechte Polarisation ein Reflexionsfaktor  $R_1 = -1$  und für die parallele Polarisation ein Reflexionsfaktor  $R_2 = +1$ , unabhängig vom Einfallswinkel gilt, ergibt sich hier der Verlauf der relativen Empfängereingangsspannung aus der halben Differenz der quadrierten Antennenrichtcharakteristiken der senkrechten und der parallelen Polarisationskomponente.

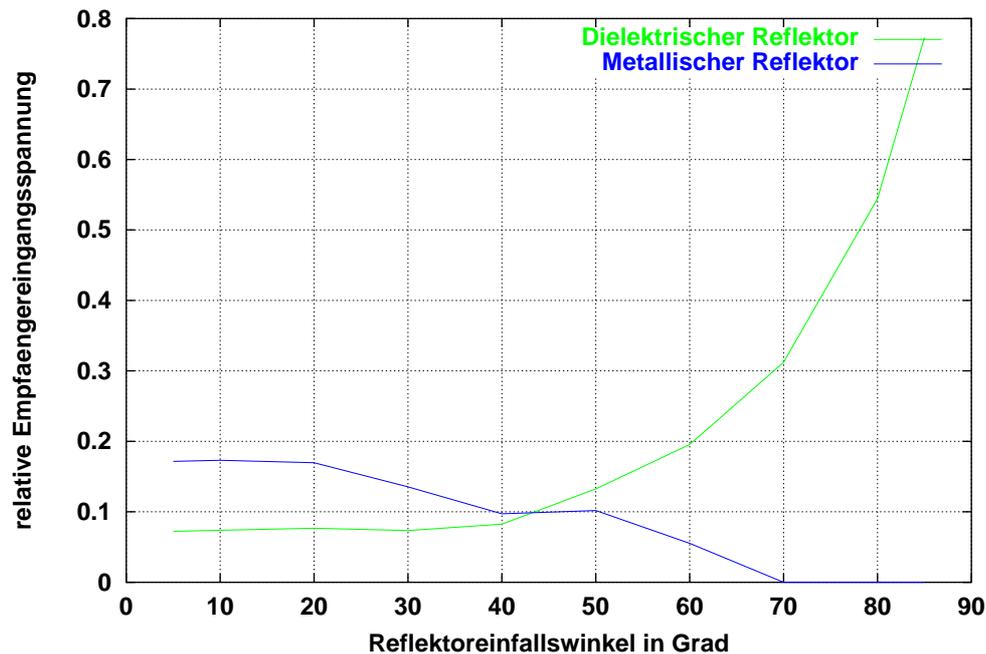


Abb. B.6: Verlauf der relativen Empfangsspannung beim reflektierten Signal

Bei einem einzelnen metallischen Reflektor ist die Intensität des reflektierten Signals so klein, daß diese vollständig ignoriert werden kann. Bei einem dielektrischen Reflektor wird das reflektierte Signal erst dann beim Empfänger zu berücksichtigen sein, wenn der Reflektoreinfallswinkel größer als  $60^\circ$  ist, was sich jeweils aus den Simulationsrechnungen des Empfängers aus Abschnitt 5.8 ergibt. Wenn die Symmetrieachsen der beiden Antennen gegenüber der Normalenachse etwas gedreht sind, wird sich ein etwas anderes Verhalten als in obiger Skizze ergeben, der grundsätzliche Verlauf bleibt jedoch erhalten. Auch bei mehrschichtigen Reflektoren ergibt sich ein ähnlicher, zumindest nicht bedeutsam schlechterer, Verlauf als in obiger Skizze dargestellt. In diesem Fall ist es jedoch nicht ausgeschlossen, daß durch die Mehrfachreflexion im resultierenden Verlauf der Empfangsspannung für einige Winkel zusätzliche Nullstellen auftreten.

Wenn statt dessen die Reflexionsfläche gekippt ist, wird die spiegelnde Reflexion nicht mehr in der Mitte zwischen beide Reflektoren erfolgen, bei unverändert gleichen Abständen zwischen dem Reflektor und den Antennen wird der Reflektoreinfallswinkel dann jedoch verkleinert werden, so daß das Reflexionsverhalten durch eine verkleinerte relative Empfängereingangsspannung des reflektierten Signals immer verbessert wird. Gleiches gilt auch wenn die Abstände zwischen Reflektor und Sende- sowie Empfangsantenne unterschiedlich groß sind. Somit entspricht die hier, in Abb. B.5, dargestellte Variante dem ungünstigsten Fall.

Es wird sich dabei natürlich ein etwas anderes Verhalten bei einer gedrehten Antenne

oder bei einem unterschiedlichen Abstand beider Antennen ergeben. Es werden aber keine grundlegenden Unterschiede auftreten, dies gilt auch bei mehrschichtigen Reflektoren. Im Ergebnis sollten Sende- und Empfangsantenne vom nächsten dielektrischen Reflektor mindestens etwa 30 - 40 cm entfernt sein und der Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne sollte so klein wie möglich sein.

## B.4 Einfluß der Oberflächenrauheit auf das Reflexionsverhalten

Nur bei einer ideal glatten Oberfläche wird sich eine ideale spiegelnde Reflexion ergeben. Jede reale Oberfläche besitzt jedoch eine gewisse Rauheit, so daß in diesem Abschnitt festgelegt werden soll, unter welchen Voraussetzungen hier noch von einer spiegelnden und nicht von einer diffusen Reflexion ausgegangen werden kann. Dabei erhält nur bei einer, zumindest näherungsweise, spiegelnden Reflexion die Empfangsantenne noch einen Signalpegel mit ausreichender Intensität. Reflektoren welche - aufgrund ihrer Oberflächenrauheit - nur ein völlig diffus gestreutes Reflexionssignal liefern, können für diese Anwendung, aufgrund der dann sehr niedrigen Intensität der Empfangssignale, ignoriert werden.

Gemäß [17] kann mittels des *Rayleigh*-Kriteriums qualitativ festgelegt werden, ob eine Oberfläche als spiegelnd glatt oder als rauh zu bezeichnen ist. Dabei geht man von folgender Modellbildung einer Oberfläche aus [17]:

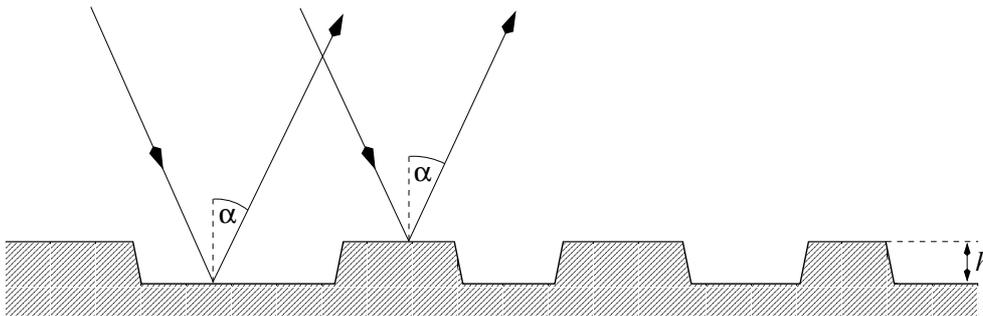


Abb. B.7: Modellierung einer rauhen Oberfläche

Wenn die im oberen und die im unteren Bereich der Oberfläche reflektierte Welle eine Phasenverschiebung von unter  $90^\circ$  für eine glatte Oberfläche aufweisen sollen, ergibt sich für das *Rayleigh*-Kriterium folgende Gleichung:

$$h \leq \frac{\lambda_0}{8 \cos \alpha} \quad (\text{B.29})$$

Bei 61.25 GHz ergibt sich somit für die Rauheit  $h$  ein maximal zulässiger Wert von ca. 0.6 mm. Der Faktor 8 in obiger Gleichung wird gemäß [17] von anderen Autoren auch durch 16 oder 32 ersetzt. Festzuhalten bleibt jedoch, daß die Unebenheit einer Oberflächenstruktur in der Praxis nur selten oberhalb von Werten von 100  $\mu\text{m}$  liegen wird. Somit werden Oberflächen - bei den hier einzusetzenden Frequenzen - fast immer ein Verhalten aufweisen, welches mit guter Näherung einer spiegelnden Fläche entspricht.



# Anhang C

## Berechnung des Dopplereffektes bei einem bewegten Fahrzeug

Der Dopplereffekt läßt sich bei elektromagnetischen Wellen durch folgende einfache Näherungsformel mit sehr guter Genauigkeit beschreiben, wenn die Relativgeschwindigkeit  $v$  zwischen Sender und Empfänger - im Vergleich zur Lichtgeschwindigkeit  $c$  - sehr klein ist [75]:

$$f'_0 = f_0 \cdot \left(1 \pm \frac{v}{c}\right) \quad (\text{C.1})$$

Dabei gibt  $f'_0$  die veränderte Frequenz am Empfänger und  $f_0$  die ursprüngliche Sendefrequenz an. Das Pluszeichen gilt, wenn sich Sender und Empfänger aufeinander zu bewegen, das Minuszeichen gilt entsprechend dann, wenn sich Sender und Empfänger voneinander wegbewegen. Es wird dabei davon ausgegangen, daß entweder die Bewegungsrichtung zwischen Sender und Empfänger der Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle entspricht oder das die Geschwindigkeit  $v$  nur der Geschwindigkeitskomponente in dieser Richtung entspricht. Es wird dabei auch vom *longitudinalen Dopplereffekt* gesprochen.

Es ist nun zu prüfen, ob eine Frequenzänderung so groß ist, daß dies Auswirkungen bei der Korrelation auf der Empfängerseite hat. Es ist somit die zeitliche Verlängerung oder zeitliche Verkürzung der empfangenen PRN-Folge zu betrachten. Um die Korrelationspitze noch ohne Fehler zu detektieren, sollte diese Veränderung nur bei einem möglichst kleinen Bruchteil der Periodendauer des Modulationstaktes liegen. Bezeichnet man mit  $T_L$  die Zeitdauer der gesendeten PRN-Folge und mit  $T'_L$  die Zeitdauer der empfangenen PRN-Folge, so ergibt sich durch Ableitung aus obiger Gleichung folgender Zusammenhang für die zeitliche Veränderung der PRN-Folge, wenn  $v \ll c$  gilt:

$$(T'_L - T_L) = \mp T_L \frac{v}{c} \quad (\text{C.2})$$

Dabei gilt für die Zeitdauer  $T_L = L/f_p$ , wobei  $f_p$  wiederum die Modulationstaktfrequenz

## 152Anhang C : Berechnung des Dopplereffektes bei einem bewegten Fahrzeug

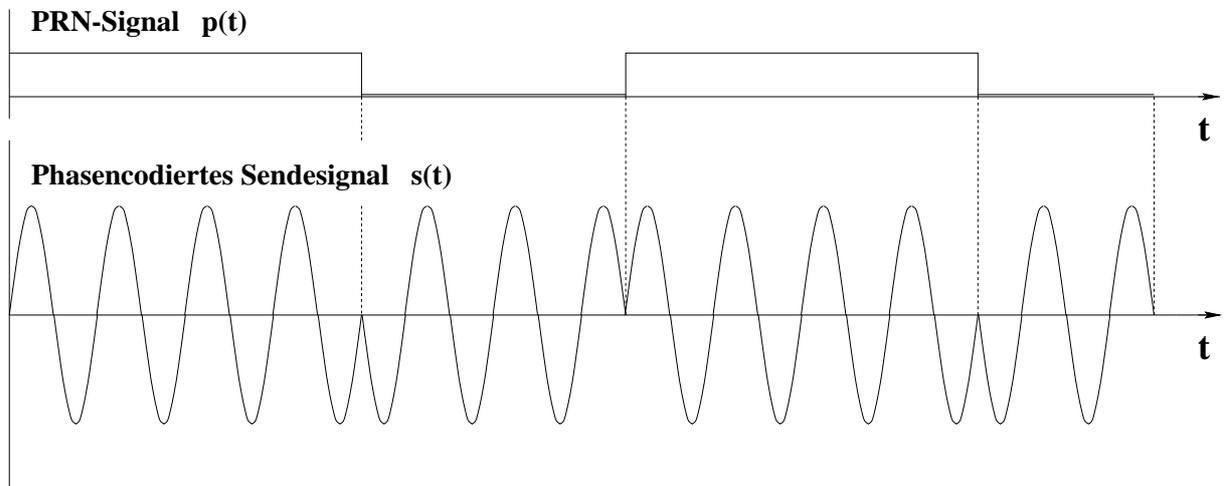
angibt. Wichtig ist in obiger Gleichung die Vertauschung der Vorzeichen, d.h. das Minuszeichen gilt, wenn sich Sender und Empfänger aufeinander zu bewegen.

Bei einer Geschwindigkeit  $v$  von 5 m/sek, einer Modulationstaktfrequenz  $f_p$  von 500 MHz und einer Folgenlänge  $L$  von 127 ergibt sich eine zeitliche Veränderung ( $T_L' - T_L$ ) von nur  $4.2 \cdot 10^{-15}$  sek. Der Dopplereffekt kann - für die in dieser Arbeit angedachten Anwendungsfälle - also vollständig ignoriert werden.

# Anhang D

## Spektrum eines mit einer PRN-Folge phasenmodulierten Trägersignals

Für die Modulation eines Sendesignals, welches - z.B. mit einer PRN-Folge - durch Phasenumtastung moduliert wurde, ist auch der Begriff *Zweiphasenumtastung* oder *2-PSK* allgemein verbreitet. Folgende Abbildung zeigt zunächst das Prinzip der Phasenmodulation mit dem Pseudo-Zufallssignal  $p(t)$  und dem modulierten Sendesignal  $s(t)$ :



**Abb. D.1:** Prinzip der Zweiphasenumtastung

Das Pseudo-Zufallssignal  $p(t)$  kann dabei nur die 2 diskreten Werte 0 und +1 annehmen. Das Frequenzspektrum des Sendesignals läßt sich am einfachsten ableiten, wenn das Sendesignal  $s(t)$  aus der Addition von 2 um  $180^\circ$  phasenverschobenen Signalen dargestellt wird:

$$s(t) = p(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) + (1 - p(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \pi) \quad (\text{D.1})$$

Durch Umformung in komplexe Größen erhält man:

$$s(t) = 0.5 \cdot p(t) \cdot (e^{j2\pi f_0 t} + e^{-j2\pi f_0 t}) - 0.5 \cdot (1 - p(t)) \cdot (e^{j2\pi f_0 t} + e^{-j2\pi f_0 t}) \quad (\text{D.2})$$

$$s(t) = (p(t) - 0.5) \cdot (e^{j2\pi f_0 t} + e^{-j2\pi f_0 t}) \quad (\text{D.3})$$

Für die weiteren Betrachtungen ist es sinnvoll ein neues gleichwertfreies Modulationssignal  $\tilde{p}(t)$  einzuführen, welches 2 diskrete Werte +0.5 und -0.5 annehmen kann:

$$\tilde{p}(t) = p(t) - 0.5 \quad (\text{D.4})$$

Durch Transformation in den Frequenzbereich ergibt sich das komplexe Spektrum  $S(f)$  unter Anwendung des Verschiebungstheorems:

$$S(f) = \tilde{P}(f - f_0) + \tilde{P}(f + f_0) \quad (\text{D.5})$$

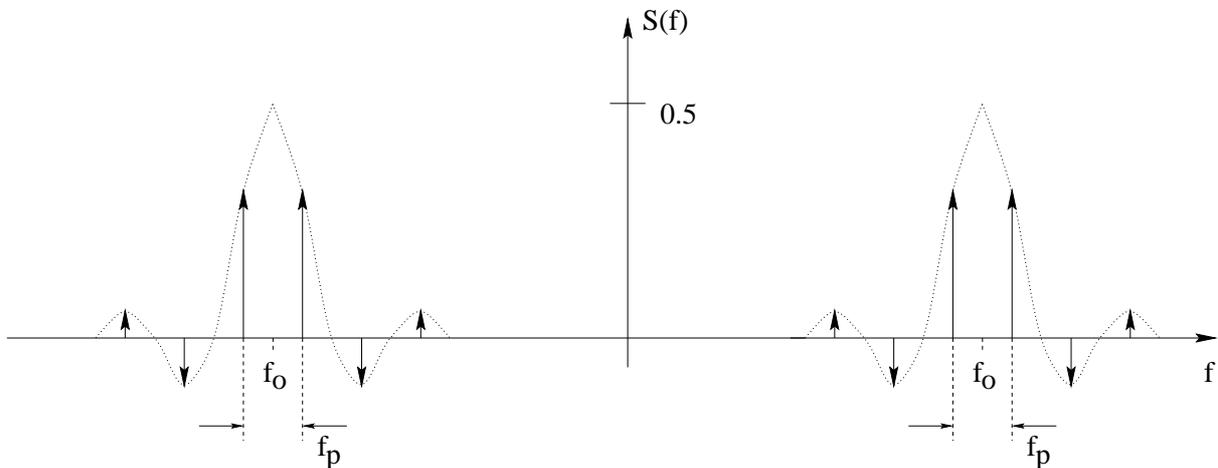
Dabei gibt  $\tilde{P}(f)$  das komplexe Spektrum der PRN-Folge  $\tilde{p}(t)$  an. Die spektrale Verteilung der PRN-Folge bestimmt die Bandbreite des Sendesignals, wobei es unmittelbar klar ist, daß sich bei der Modulation mit einem Rechtecksignal eine prinzipiell unendliche Signalbandbreite des Sendesignals ergibt. Dabei darf aber eine Bandbegrenzung des Sendesignals vorgenommen werden, wenn der überwiegende Anteil der Signalenergie noch übertragen wird. Es wird sich dann nur eine geringfügige Verfälschung des Sendesignals ergeben.

Damit bezüglich der Signalbandbreite eine quantitative Aussage gemacht werden kann, wird die PRN-Folge  $\tilde{p}(t)$  durch ein periodisches Rechtecksignal  $p^*(t)$  mit einem Puls-Pausen-Verhältnis von 1 : 1 ersetzt, welches die Werte +0.5 und -0.5 annehmen kann. Dabei entspricht die Frequenz dieses Rechtecksignals der maximalen Pulsfolgefrequenz der PRN-Folge, dadurch ist sichergestellt, daß die Bandbreite des Rechtecksignals der maximalen Bandbreite der PRN-Folge entspricht. Die Modulationsfrequenz  $f_p$  entspricht per Definition dabei aber der doppelten Frequenz dieses Rechtecksignals, d.h. der Modulationstakt entspricht der Frequenz jeder Zustandsänderung des Sendesignals. Diese Definition ist bei einer Phasenmodulation allgemein üblich und wird auch beim GPS-Verfahren so verwendet.

Die spektrale Verteilung dieses Rechtecksignals  $p^*(t)$  ergibt sich dann aus einer Fourierreihenentwicklung, z.B. [55]:

$$P^*(f) = 0.5 \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left( \text{sinc} \left( 0.5 \cdot m \right) \cdot \delta \left( f - \frac{m f_p}{2} \right) \right) - 0.5 \cdot \delta(f) \quad (\text{D.6})$$

Folgende Skizze zeigt den prinzipiellen Verlauf des Spektrums des phasenmodulierten Sendesignals:



**Abb. D.2:** Spektrums eines phasenmodulierten Sendesignals

Der skizzierte Zusammenhang ergibt sich auch aus folgender Gleichung:

$$\begin{aligned}
 S^*(f) = & 0.5 \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left( \text{sinc}(0.5 \cdot m) \cdot \delta \left( (f - f_0) - \frac{m f_p}{2} \right) \right) - 0.5 \cdot \delta(f - f_0) \\
 & + 0.5 \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left( \text{sinc}(0.5 \cdot m) \cdot \delta \left( (f + f_0) - \frac{m f_p}{2} \right) \right) - 0.5 \cdot \delta(f + f_0)
 \end{aligned}$$

Im Spektrum erkennt man, daß der Träger unterdrückt wurde. Um nun auf der Empfängerseite noch eine Phasenunterscheidung durchführen zu können, muß das Signal zumindest mit einer Bandbreite von  $f_p$  übertragen und empfangen werden. In der Praxis wird mit einer Bandbreite auf Sende- und Empfangsseite von mindestens  $1.4 \cdot f_p$  gearbeitet [174], [225]. Dabei wird das Sendesignal natürlich bereits erheblich gegenüber der oben dargestellten harten Phasenmodulation verfälscht.



# Anhang E

## Berechnungsgrundlagen des Rauschens von Verstärkern

Insbesondere das Rauschen von Vorverstärkern auf der Empfängerseite sollte möglichst gering sein. In diesem Kapitel sollen deshalb die entsprechenden Definitionen für das Rauschen von Verstärkern abgeleitet werden. Das Rauschen eines Verstärkers wird über die sog. Rauschzahl, die für eine entsprechende Frequenz gültig ist, charakterisiert. Das Verstärkerrauschen steigt dabei mit der Frequenz und mit der Temperatur an. Für den Vorverstärker können GaAs-MESFET-Transistoren oder HEMTs verwendet werden, wobei letztere i.a. noch kleinere Rauschzahlen aufweisen. Die Rauschzahl  $F_r$  beschreibt bei einem Vierpol, im logarithmischen Maßstab, das Verhältnis aus Rauschleistung  $N_2$  am Ausgang zu der thermischen Ersatzrauschleistung  $N_1$  eines angepaßten Generatorwiderstands am Eingang, umgerechnet auf einen Verstärkungsfaktor von 1, so daß sich folgende Gleichung ergibt [368]:

$$F_r = 10 \cdot \lg F = 10 \cdot \lg \frac{N_2}{G \cdot N_1} \quad [dB] \quad (E.1)$$

wobei  $F$  den sog. *Rauschfaktor* im absoluten Maßstab und  $G$  die Leistungsverstärkung des Vierpols angibt.

Für die Rauschleistung  $N_1$  des gedachten Generatorwiderstands - mit dem gleichen Wert wie der Betrag der Vierpoleingangsimpedanz - gilt dann, nach [368]:

$$N_1 = k T \Delta f \quad (E.2)$$

wobei  $k$  die Boltzmannkonstante,  $\Delta f$  den Frequenzbereich und  $T$  die Temperatur in Kelvin angibt.

Die nur durch den Vierpol bedingte Rauschleistung  $N_V$  am Ausgang wird somit durch:

$$N_V = (F - 1) G k T \Delta f \quad (\text{E.3})$$

beschrieben [368]. Anstelle der Rauschzahl kann die Rauscheigenschaft eines Vierpols auch durch seine effektive Rauschtemperatur  $T_e$  dargestellt werden. Sie wird durch die Temperatur definiert, auf der sich der Eingangsgeneratorwiderstand eines als rauschfrei gedachten Vierpols befinden müßte, damit sich an seinem Ausgang die identische Rauschleistung  $N_V$  - wie oben - ergibt. Daraus folgt unmittelbar  $T_e = (F - 1) \cdot T$ . Wenn der Vorverstärker sein Eingangssignal von einer Antenne, mit der Antennenrauschtemperatur  $T_A$ , erhält, ergibt sich folgende Gesamteingangsausleistung:

$$N = k (T_A + (F - 1) T) \Delta f \quad (\text{E.4})$$

Auf der Empfangsseite muß zum Rauschen des Vorverstärkers u.U. noch das Rauschen der nachgeschalteten Stufe, in diesem Fall also des Mischers für die Zwischenfrequenzumsetzung, anteilig hinzugerechnet werden. Der gesamte Rauschfaktor  $F_{ges}$  ergibt sich dann zu [368]:

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (\text{E.5})$$

wobei  $F_1$  den Rauschfaktor der ersten Stufe,  $F_2$  den Rauschfaktor der zweiten Stufe, und  $G_1$  den Verstärkungsfaktor der ersten Stufe angibt. Ab einer Verstärkung von ca. 20 dB der ersten Stufe kann der Rauschfaktor der zweiten Stufe aber vernachlässigt werden, auch wenn dieser deutlich größer ist.

# Anhang F

## Simulationsergebnisse von Korrelationsempfängern zur Positionsbestimmung mit Mikrowellen

Hier sollen die Korrelationsergebnisse detaillierter - als dies unter Abschnitt 5.8 möglich war - dargestellt werden. Die Korrelationen wurden wiederum nur im Zwischenfrequenzbereich durchgeführt, folgende Parameter waren bei allen Berechnungen unverändert gleich:

Sendefrequenz $f_0$	61.25 GHz
Modulationsfrequenz $f_p$	356.1 MHz
Folgenlänge L	127
Abtastfrequenz des Empfangssignals	35.61 GHz
Ausbreitungsgeschwindigkeit $c_{typ}$ gemäß Gl. (5.22)	299696522.9 m/sek
direkte Entfernung zwischen Sender und Empfänger	20 m

Von erläuterten Ausnahmen abgesehen, wurden die Simulationsberechnungen mit einem direkt empfangenen und einem zusätzlichen reflektierten Signal durchgeführt.

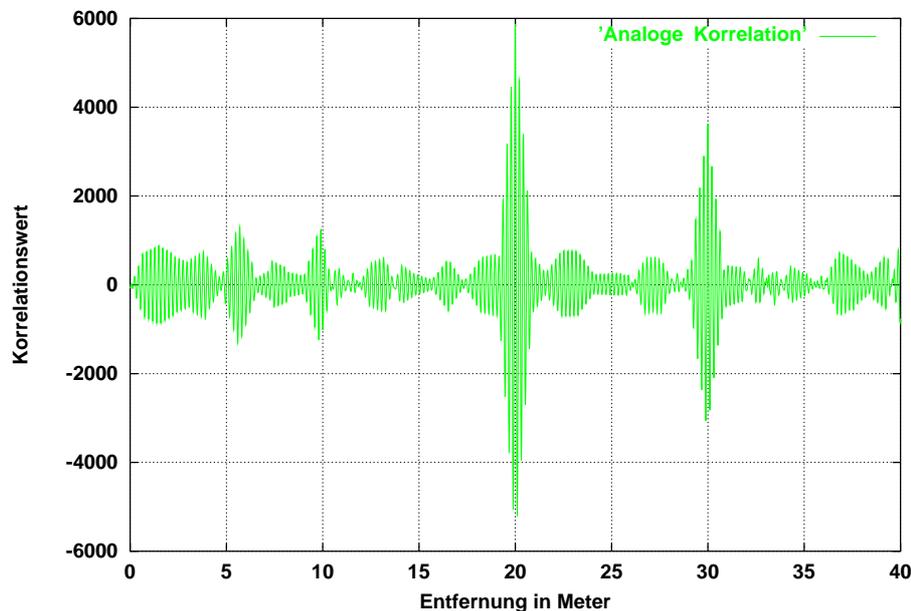
Beim reflektierten Signal wurde davon ausgegangen, daß es aufgrund der effektiven Reflektivität des Reflektors und der Antennenrichtcharakteristik zunächst auf einen Wert von 15 % bis 100 % im Vergleich zum direkten Signals gedämpft wurde, wobei dieser relative Dämpfungsfaktor  $k'_r$  in den nachfolgenden Abbildungen jeweils entsprechend angegeben wurde. Weiterhin wurde beim reflektierten Signal noch die zusätzliche, entfernungsabhängige relative Dämpfung - als Verhältnis der Streckendämpfungen des direkt empfangenen und des reflektierten Signal - berücksichtigt. Die Amplitude des direkt empfangenen Signals lag dabei immer bei 1, beim reflektierten Signal somit immer unter 1.

## F.1 Wertkontinuierliche Korrelation bei einer Zwischenfrequenz von $4 \cdot f_p = 1.4244$ GHz

Wenn hier ein analoger Korrelator eingesetzt wird, ist in vielen Fällen eine möglichst niedrige Zwischenfrequenz bei der technischen Realisierung von Vorteil. Für die Zwischenfrequenz wurde hier deshalb ein Frequenzwert gewählt, bei welchem die notwendige Ortsauflösung gerade noch erreicht wird. In diesem Abschnitt ist die Übertragungs- und die Korrelatorbandbreite nur durch die Abtastfrequenz auf 17.8 GHz begrenzt worden. In der Realität wird jedoch bereits die Übertragungsbandbreite auf die gesetzlich vorgeschriebenen Werte begrenzt sein. Nachfolgend wird somit zunächst von einer idealisierten Betrachtung ausgegangen.

### F.1.1 Wertkontinuierliche Korrelation ohne Rauschen

Der relative Dämpfungsfaktor  $k'_r$  des reflektierten Signals lag hier immer bei 1.0. Folgende Abbildung zeigt das Korrelationssignal, wenn das reflektierte Signal eine Entfernung von 30 m zurückgelegt hat:



**Abb. F.1:** Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 30 m Distanz ohne Rauschen

Die vergrößerten Darstellungen lassen die Zwischenfrequenz und die Umgebung der Korrelationsspitze gut erkennen:

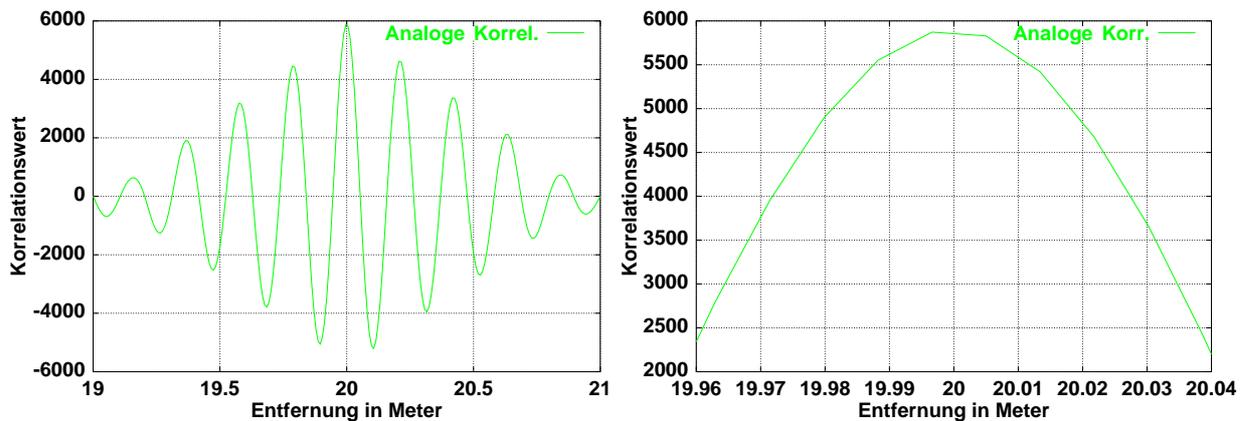


Abb. F.2: Vergrößerte Darstellung der analoge Korr. ohne Rauschen

Die beiden vergrößerten Darstellungen zeigen recht gut, daß nur durch die Verarbeitung der Korrelation im Zwischenfrequenzbereich die Steigung des Korrelationssignals ausreichend groß ist, um - insbesondere bei einer analogen Auswertung - die geforderte Auflösung von einem cm zu erreichen.

Wenn die Wegstreckendifferenz von direktem und reflektiertem Signal nur noch bei 0.8 m liegt und somit etwas kleiner ist, als die Codewellenlänge der PRN-Folge mit 0.8416 m, kann die Korrelationsspitze noch an der richtigen Stelle erkannt werden:

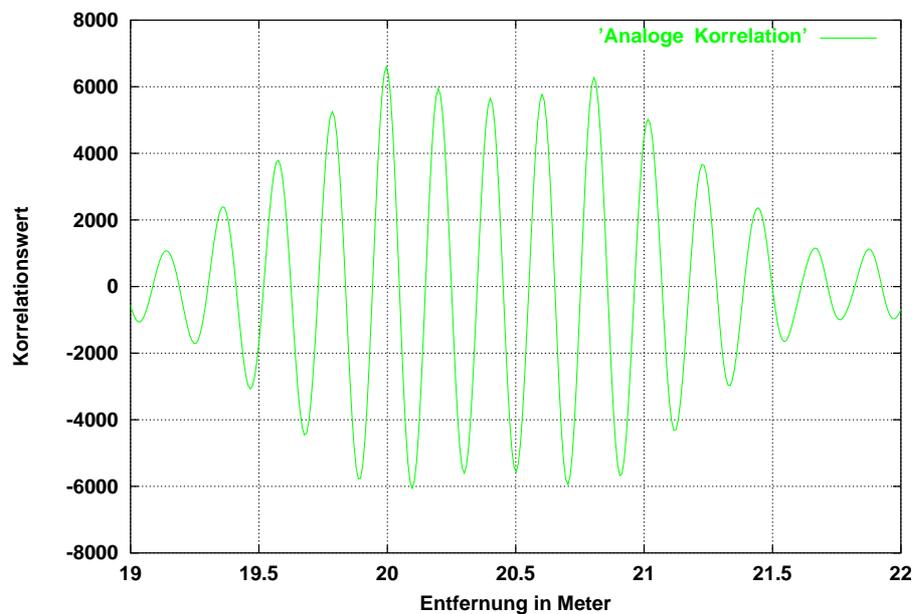
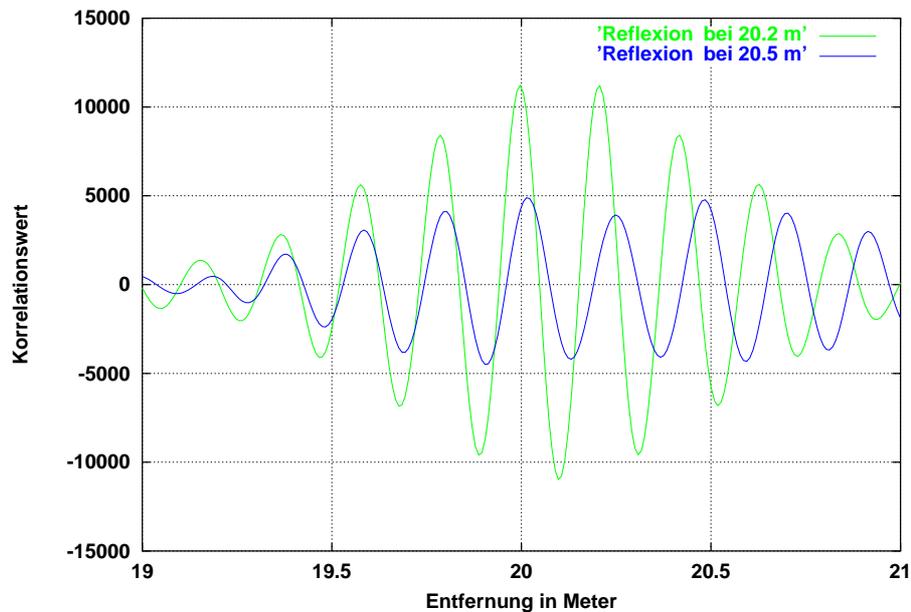


Abb. F.3: Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 20.8 m Distanz ohne Rauschen

Sobald die Wegstreckendifferenz von direktem und reflektiertem Signal jedoch deutlich

kleiner ist als die Bitlänge der PRN-Folge, wird eine richtige Erkennung der Korrelationspitze nicht mehr möglich sein, solange das reflektierte Signal etwa die gleiche Intensität aufweist, wie das direkt empfangene Signal. Folgende Skizze zeigt den Verlauf bei einer Gesamtentfernung des reflektierten Signals von 20.2 und von 20.5 m:



**Abb. F.4:** Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 20.2 m oder 20.5 m Distanz ohne Rauschen

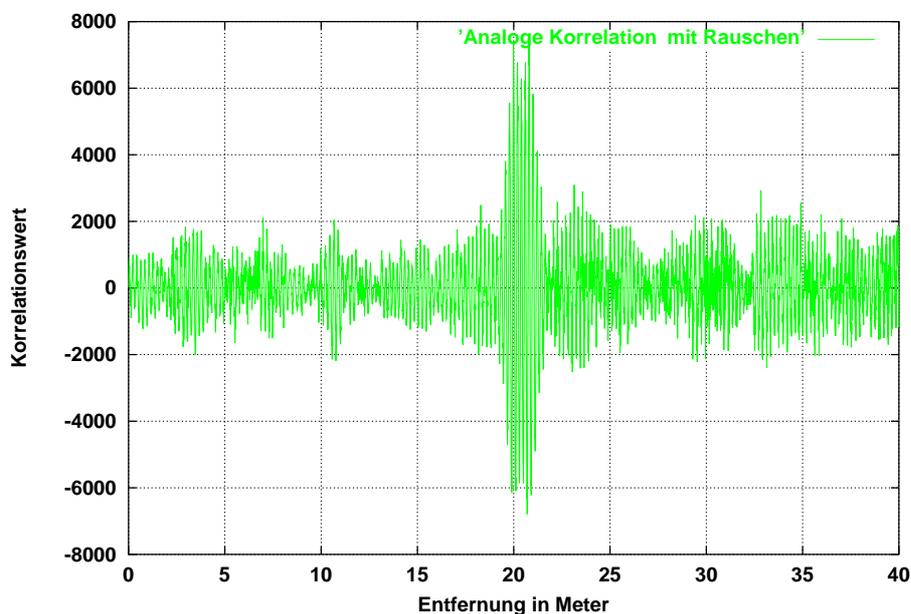
Wenn das reflektierte Signal 20.2 m zurücklegt, erhält man somit ein Maximum auch bei 20.2 m, bei der Entfernung von 20.5 m ist das Hauptmaximum um 2 cm versetzt. Die Ergebnisse sind dann also nicht mehr richtig.

### F.1.2 Wertkontinuierliche Korrelation mit zusätzlichem Empfängerrauschen

Beim Empfängerrauschen wurde der maximal mögliche Wert gewählt, bei welchem die notwendige Ortsauflösung und Genauigkeit von 1 cm noch erreicht wird. Der Signalrauschabstand liegt bei den nachfolgenden Betrachtungen bei -19 dB, wobei als Signal nur das direkt empfangene Signal angesehen wird. Das Rauschen hatte dabei allerdings auch eine Signalbandbreite von 17.8 GHz, entsprechend der halben Abtastfrequenz in der Simulation. Der relative Dämpfungsfaktor  $k_r'$  des reflektierten Signals lag hier wiederum immer bei 1.0 .

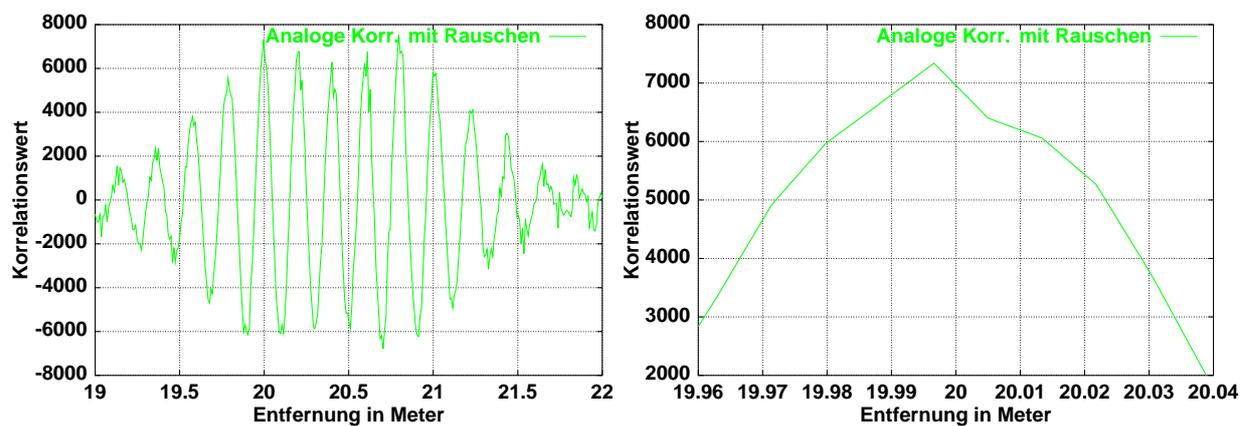
Wenn das reflektierte Signal eine Gesamtentfernung von 20.8 m zurücklegt, ergibt sich hier wieder die Grenze für die richtige Erkennung der Korrelationspitze, wobei man im

Korrelationssignal das Rauschen noch gut erkennen kann:



**Abb. F.5:** Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 20.8 m Distanz mit Rauschen

Die vergrößerten Darstellungen zeigen den Verlauf wieder im Detail:



**Abb. F.6:** Vergrößerte Darstellung der analoge Korr. mit Rauschen

Man kann das richtige Maximum also noch mit der geforderten Genauigkeit von einem cm erkennen. Bei der Auswertung muß jetzt aber das erste lokale Maximum bei 20.0 m als Ergebnis verwendet werden. Dabei muß auch eine sinnvolle Schaltschwelle definiert werden, ab der die Korrelationswerte für die Auswertung zugelassen werden, um die fehlerhafte Verwendung weiterer lokaler Maxima zu vermeiden.

## F.2 Korrelation nach 1-Bit-Quantisierung des Empfangssignals mit analogem Korrelator

Um den Dynamikbereich des Korrelatorausgangssignals zu beschränken ist es sinnvoll, vor der Korrelation das Empfangssignal über einen Komparator zu führen. Alle Empfangs- und Referenzsignale, welche größer gleich 1 sind, wurden somit mit +1 und alle negativen Signale mit -1 codiert. Im Gegensatz zu einer Codierung aller negativen Signale mit 0, ergeben sich jetzt auch wieder negative Korrelationswerte und der mittlere Korrelationswert bleibt bei Null, wodurch eine verbesserte Darstellung erreicht wird. Bei den nachfolgenden Simulationsrechnungen ist mit einer realistischen Übertragungsbandbreite von 500 MHz gearbeitet worden. Das zugehörige Bandfilter ist hier mit *Ue-Bandfilter* bezeichnet worden. Weiterhin wurde beim analogen Korrelatorbaustein eine Bandbreite von 30 % der Signalmittenfrequenz angenommen, dieser Wert entspricht der maximal erreichbaren Bandbreite, beim Einsatz von SAW-Convolvern, für die Realisierung eines analogen Korrelators. Der Signalverlauf entspricht somit wiederum der Abbildung 5.7 von Abschnitt 5.8.2.1, welche hier nochmals dargestellt wird:

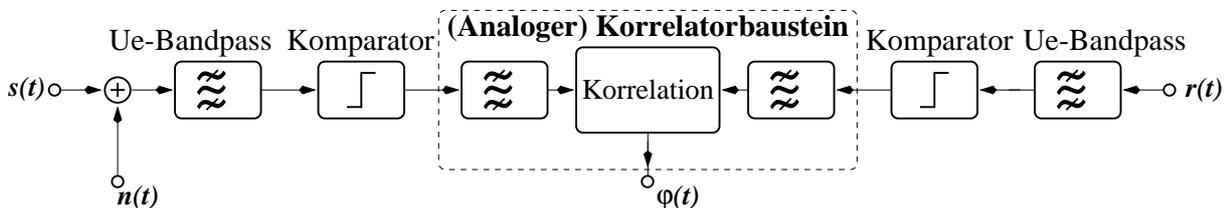


Abb. F.7: Realer Signalverlauf mit analogem Korrelator

### F.2.1 1-Bit-Korrelation mit doppelter Bandbegrenzung, bei Zwischenfrequenz von $10 \cdot f_p = 3.561 \text{ GHz}$ , mit Empfängerrauschen

Für das Rauschen wurde hier der maximal mögliche Wert gewählt, bei dem eine Erkennung der Korrelationsspitze noch möglich ist. Der Signalrauschabstand lag dann bei einem realen Wert von ca. 0 dB, berechnet nach dem Übertragungsbandpaß. Die Bandbreite des analogen Korrelators ergab sich zu 1.068 GHz, entsprechend den angegebenen 30 % der Signalmittenfrequenz. Es soll jetzt der Signalverlauf, bei der minimal zulässigen Gesamtwegstrecke von 21 m des reflektierten Signals, in 2 verschiedenen Vergrößerungsstufen, betrachtet werden, wo eine Erkennung der richtigen Korrelationsspitze gerade noch

möglich ist, wobei die relative Dämpfung  $k'_r$  des reflektierten Signals wieder gleich 1.0 war:

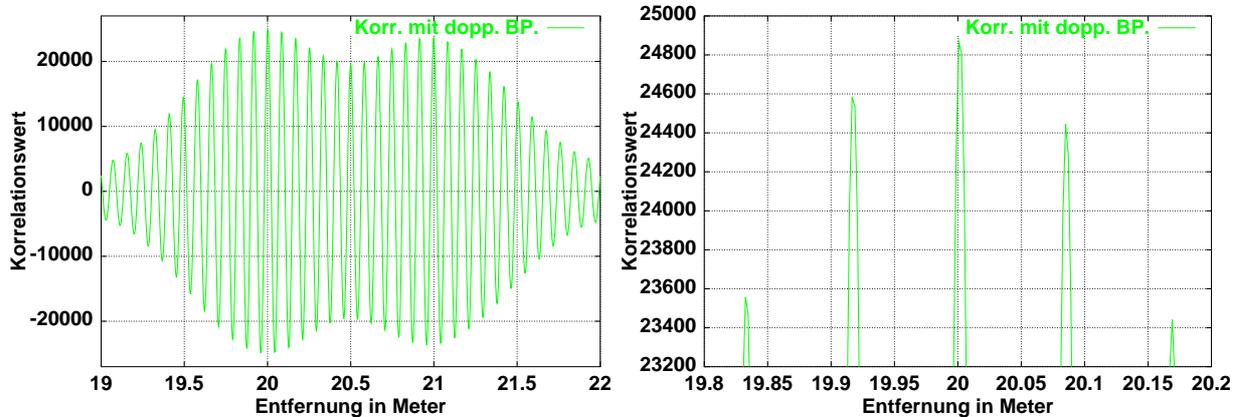


Abb. F.8: Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 21 m Distanz mit Rauschen und Bandpaß

Um die Korrelationsspitze von der eine Zwischenfrequenzperiode davorliegenden Spitze zu unterscheiden, ist jetzt aber eine sehr hohe Auswertegenauigkeit von ca. 1.2 % notwendig.

## F.2.2 1-Bit-Korrelation mit doppelter Bandbegrenzung ohne Rauschen, bei Zwischenfrequenz von $10 \cdot f_p$

Es soll hier kurz dargestellt werden, welche Veränderung sich beim Korrelationssignal ergibt, wenn das Rauschen  $n(t)$  gleich Null gesetzt wird. Hierzu wird der Fall der minimal zulässigen Gesamtentfernung des reflektierten Signals von 21.0 m in der Umgebung der Korrelationshauptspitze betrachtet, jeweils wieder bei  $k'_r$  gleich 1.0:

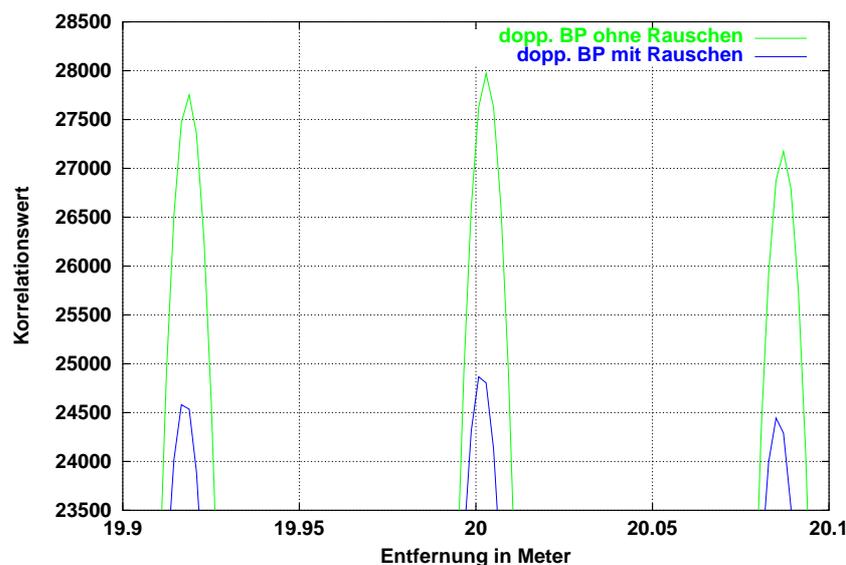


Abb. F.9: Vergleich der analogen Korrelation mit und ohne Rauschen

Durch den Wegfall des Rauschens ist der absolute Wert der Korrelationssignale etwas größer geworden, was durch die 1-Bit-Digitalisierung vor der Korrelation aber auch unmittelbar klar ist. Die Anforderungen an die Genauigkeit, bzgl. der richtigen Erkennung der Korrelationsspitze, haben sich aber in diesem Beispiel sogar noch etwas erhöht. Bei anderen Wegstrecken des reflektierten Signals ergeben sich zwar z.T. auch geringfügig niedrigere Genauigkeitsanforderungen bzgl. der Erkennung der Korrelationsspitze, im Mittel bleiben die Anforderungen jedoch etwa unverändert gleich groß.

### F.2.3 1-Bit-Korrelation mit doppelter Bandbegrenzung, bei Zwischenfrequenz von $4 \cdot f_p = 1.4244$ GHz, mit Empfängerrauschen

Aufgrund der - zumindest für eine analoge Auswertung - sehr hohen Anforderungen an die Genauigkeit für die Erkennung der richtigen Korrelationsspitze bei einer Zwischenfrequenz von  $10 \cdot f_p$ , soll hier das Verhalten bei einer reduzierten Zwischenfrequenz untersucht werden. Die relative Bandbreite des analogen Korrelators von 30 % ergibt hier einen absoluten Wert von nur noch 427 MHz. Diese reduzierte Bandbreite liegt dabei bereits etwas unterhalb des Wertes von  $1.4 \cdot f_p = 499.5$  MHz, welcher üblicherweise als Untergrenze verwendet wird, siehe Anhang D. Der Signalrauschabstand entsprach einem realen Wert von ca. 1.3 dB, berechnet nach der Bandpaßfilterung durch die Übertragungsstrecke. Dabei lag die relative Dämpfung  $k'_r$  des reflektierten Signals wiederum immer bei 1.0. Zunächst soll ein Vergleich mit dem Verlauf bei einer Zwischenfrequenz von 3.561 GHz, gemäß Abschnitt F.2.1, in der Umgebung der Korrelationshauptspitze angegeben werden, wobei das reflektierte Signal jeweils eine Gesamtwegstrecke von 30 m zurückgelegt hat:

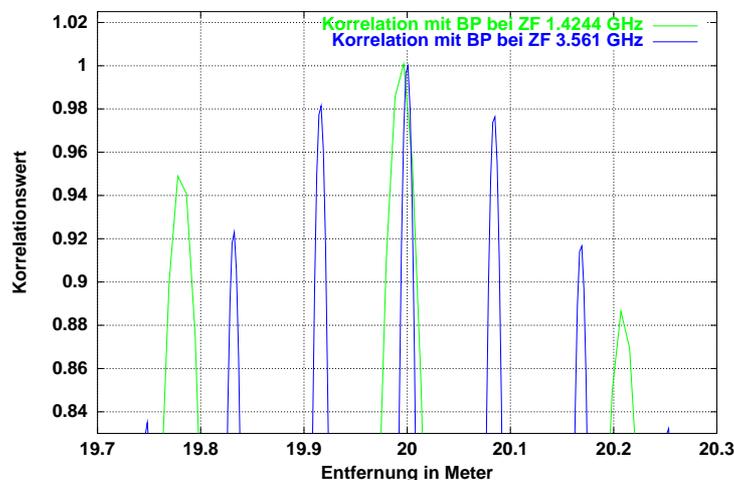
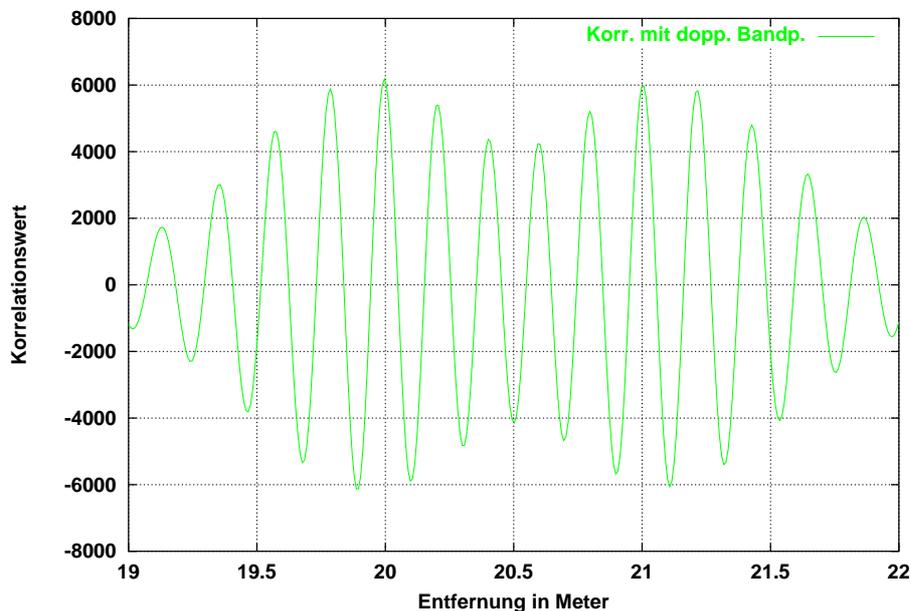


Abb. F.10: Vergleich der Korrelatorsignale bei 2 Zwischenfrequenzen mit Rauschen

Die Werte sind hier auf den Wert der Korrelationshauptspitze skaliert worden, so daß ein direkter Vergleich ermöglicht wird. Bei der reduzierten Zwischenfrequenz von 1.4244 GHz ist der Wert der Korrelationshauptspitze hier um gut 5 % höher als der um eine Zwischenfrequenzperiode davorliegende Spitzenwert, so daß eine analoge Spitzenwerterkennung jetzt etwas einfacher durchgeführt werden kann. Bei der höheren Zwischenfrequenz von 3.561 GHz ist statt dessen die Korrelationshauptspitze nur noch um ca. 1.9 % höher als der davorliegende Spitzenwert, so daß hier eine analoge Spitzenwertbestimmung erheblich schwieriger ist. Bei einer Zwischenfrequenz von 1.4244 GHz ist der Pegelunterschied zwischen der richtigen Korrelationsspitze und der eine Zwischenfrequenzperiode davorliegenden Spitze dabei etwa genauso groß, wie der Korrelationswert ca. 1 cm vor dem gesuchten Wert der Hauptspitze. Somit ist der hier gewählte Zwischenfrequenzwert von 1.4244 GHz für eine analoge Auswertung, wo nur eine limitierte Genauigkeit bei der Spitzenwerterkennung vorliegt, besonders gut geeignet.

Bis zu einer auf 21 m reduzierten Gesamtwegstrecke des reflektierten Signals läßt sich hier das Korrelationsmaximum noch zuverlässig an der richtige Stelle mit der geforderten Auflösung von 1 cm erkennen:



**Abb. F.11:** Anal. Korr. bei reflekt. Signal mit 21 m Dist. m. Rauschen u. Bandp. b.  $f_{ZF} = 1.4244$  GHz

Bei einer zurückgelegten Wegstrecke des reflektierten Signals von 20.8 m beginnt der kritische Bereich, wo eine Erkennung der Korrelationshauptspitze bereits schwierig wird. Bei einer Entfernung des reflektierten Signals von 20.7 m oder weniger wird eine Erkennung

der richtigen Korrelationsspitze dann nicht mehr möglich sein. Abschließend soll hier noch der vergrößerte Verlauf der Korrelationsspitzen, bei einer zurückgelegten Entfernung des reflektierten Signals von 30 m, 22 m, 21 m, 21 m und 20.8 m, dargestellt werden:

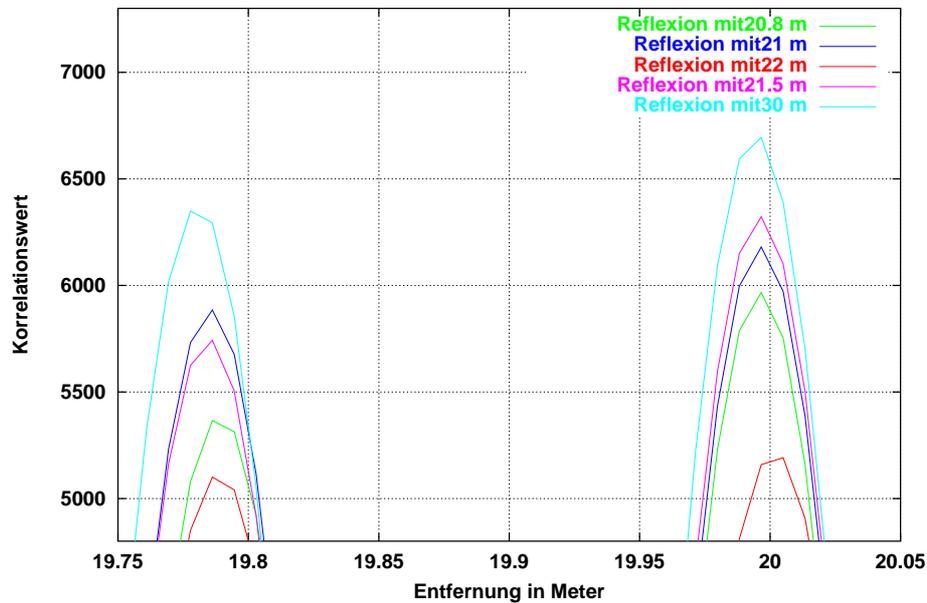


Abb. F.12: Korrelationsspitzen bei  $f_{ZF} = 1.4244$  GHz bei anal. Korr. mit Rauschen

Man kann aus obiger Abbildung ablesen, daß unabhängig von der zurückgelegten Wegstrecke des reflektierten Signals - mit der Ausnahme bei 22 m - das Hauptmaximum bei 20 m recht gut von dem eine Zwischenfrequenzperiode davorliegenden Maximum unterschieden werden kann.

### F.3 Korrelation nach 1-Bit-Quantisierung des Empfangssignals mit digitalem Korrelator

Da eine technische Realisierung mit einem digitalen Korrelator und einer digitalen Spitzenwerterkennung gegenüber einer analogen Lösung zu bevorzugen ist, wurden hier besonders umfangreiche Untersuchungen bzgl. des Mehrwegeempfangs durchgeführt. Dabei wurde die relative Dämpfung  $k_r'$  schrittweise von 0.2 auf 1.0 erhöht und es wurde - neben einem einzelnen reflektierten Signal - auch das Verhalten untersucht, wenn 3 reflektierte Signale, mit unterschiedlich zurückgelegten Wegstrecken, gleichzeitig empfangen werden. Um den Dynamikbereich zu beschränken wurde wieder mit einer 1-Bit-Quantisierung - wie im letzten Abschnitt beschrieben - gearbeitet. Der Signalverlauf entspricht somit der Darstellung aus Abschnitt 5.8.2.2:

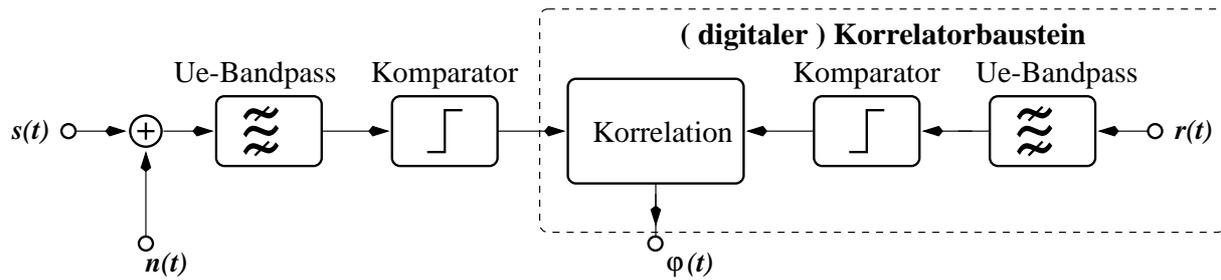


Abb. F.13: Digitale Korr. bei reflekt. Signal mit 21.0 m Distanz

Um die geforderte Genauigkeit von einem cm auch beim zusätzlichen Empfang von reflektierten Signalen möglichst zuverlässig zu erreichen, ist eine Zwischenfrequenz von  $6.0 \cdot f_p = 2.1366$  GHz zu empfehlen. Eine höhere Zwischenfrequenz von z.B.  $10.0 \cdot f_p$  wirkt sich beim Mehrwegeempfang ungünstig aus. Die Wahrscheinlichkeit, daß mindestens eine Zwischenfrequenzperiode vor oder hinter dem richtigen Maximum ein fehlerhaftes Maximum auftritt, wird durch eine noch höhere Zwischenfrequenz beim Mehrwegeempfang stark erhöht. Dies gilt auch dann noch, wenn die Differenz der zurückgelegten Wegstrecken des reflektierten Signals und des direkt empfangenen Signals deutlich größer ist als eine Codewellenlänge von ca. 0.842 m. Eine deutlich niedrigere Zwischenfrequenz als  $6.0 \cdot f_p = 2.1366$  GHz kann beim Mehrwegeempfang - aufgrund der dann geringeren Steigung in der Umgebung der Korrelationsspitze - zu einem Fehler von einigen cm führen.

### F.3.1 1-Bit-Korrelation mit digitalem Korrelator, bei Zwischenfrequenz von $6.0 \cdot f_p = 2.1366$ GHz, mit Empfänger-rauschen

Es wurde hier immer nur mit einem einzelnen reflektierten Signal gearbeitet. Mit einem Signalrauschabstand von ca. 1.4 dB und bei einer zurückgelegten Wegstrecke des reflektierten Signals von 20.9 m kann die relative Dämpfung  $k'_r$  einen maximal zulässigen Wert von 1.0 annehmen, wobei sich folgender Signalverlauf am Korrelatorausgang ergibt:

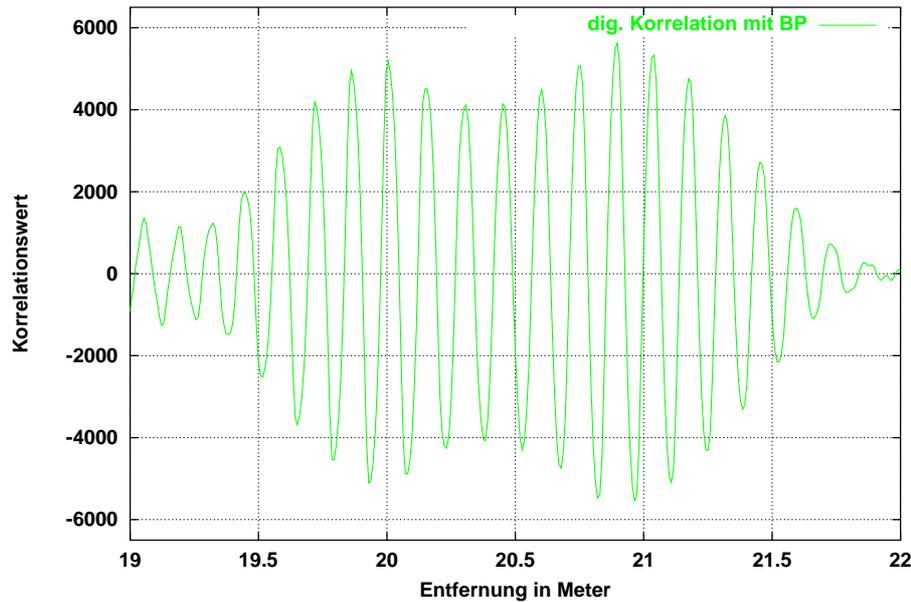


Abb. F.14: Digitaler Korrel. bei reflekt. Signal mit 20.9 m Distanz und  $k'_r = 1.0$

Bei einer zurückgelegten Wegstrecke des reflektierten Signals von nur 20.6 m und unverändertem Signalrauschabstand kann bei einer deutlich kleineren relativen Dämpfung  $k'_r$  von 0.3 des reflektierten Signals die Korrelationsspitze noch an der richtigen Stelle erkannt werden, wie nachfolgende Abbildung in 2 Vergrößerungsstufen zeigt:

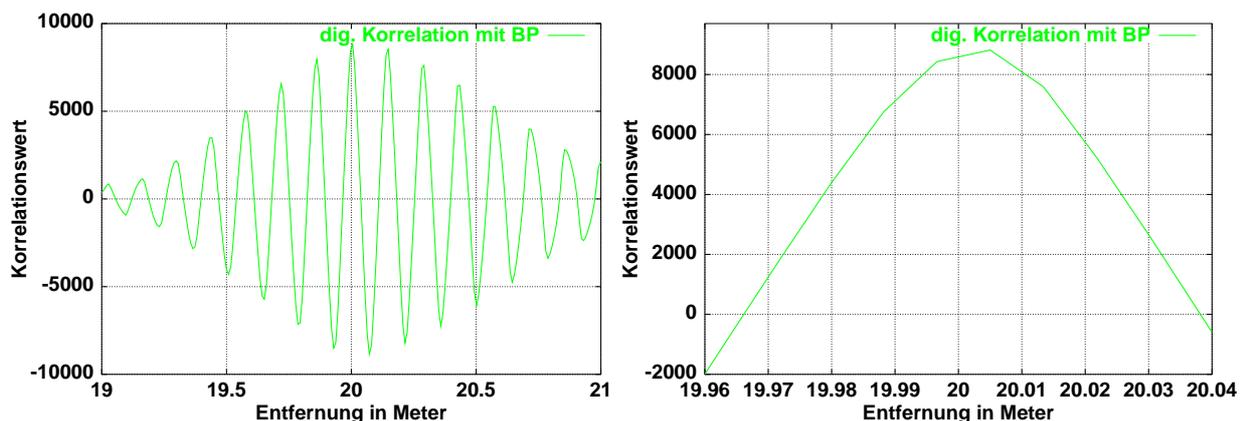


Abb. F.15: Digitaler Korrel. bei reflekt. Signal mit 20.6 m Distanz und  $k'_r = 0.3$

Wenn das Rauschen auf den vierfachen Wert erhöht wird - somit ein Signalrauschabstand von ca. -10.6 dB vorliegt - kann eine richtige Bestimmung der Pseudoentfernung nicht mehr sichergestellt werden. Nachfolgendes Beispiel zeigt den Verlauf des Korrelatorausgangssignals bei einer zurückgelegten Wegstrecke des reflektierten Signals von 21 m und bei einer relativen Dämpfung  $k'_r$  von 1.0 des reflektierten Signals:

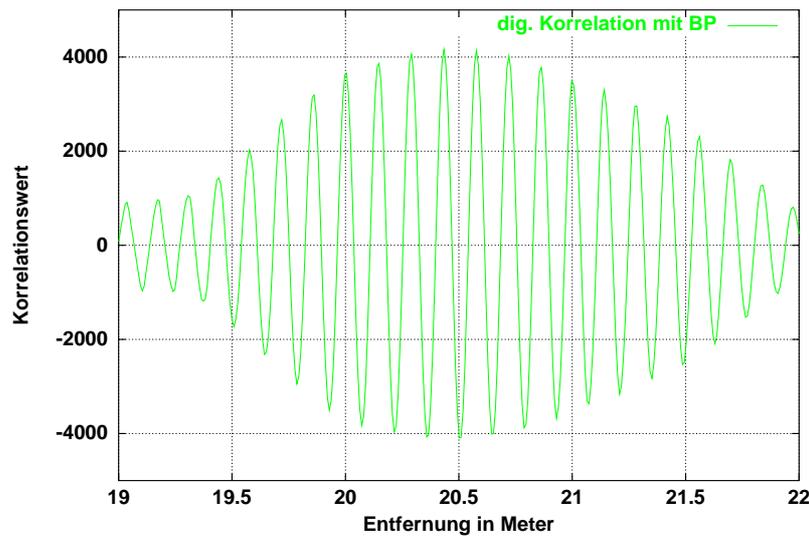


Abb. F.16: Digitaler Korrel. bei reflekt. Signal mit 21 m Distanz,  $k'_r = 1.0$  und SNR = -10.6 dB

### F.3.1.1 Verhalten bei 1-Bit-Quantisierung mit 0 und +1

Es wurde auch untersucht, wie sich das Korrelationsverhalten ändert, wenn der Komparator beim Empfangs- und beim Referenzsignal alle positiven Werte mit +1 und alle negativen Werte mit 0 codiert, wobei die Korrelationsfunktion dann wieder durch Multiplikation der Werte gebildet wird, d.h., wenn das Empfangs- und das Referenzsignal beide gleich 0 sind, ergibt sich auch 0 als Ergebnis, so daß sich das Korrelationsverhalten ändert. Wie auch Tab. F.1 zeigt, ergibt sich dennoch ein sehr ähnliches Verhalten, der Dämpfungsfaktor  $k'_r$  darf i.a. sogar geringfügig größer sein. Die Korrelationsspitze ist jetzt natürlich nur noch etwa halb so groß, auch liegt der Korrelationsmittelwert beim halben Wert der Korrelationsspitze. Grundsätzlich ergeben sich jedoch nahezu gleiche Signalverlaufsformen, wie bei der Codierung mit -1 und +1.

### F.3.2 1-Bit-Korrelation mit digitalem Korrelator, bei Zwischenfrequenz von $6.0 \cdot f_p = 2.1366$ GHz, ohne Rauschen

Wenn überhaupt kein Empfängerrauschen vorhanden sein sollte, ergeben sich gegenüber einem Signalrauschabstand von 1.4 dB im Mittel keine wesentlichen Abweichungen bei der Erkennung der richtigen Korrelationsspitze. Nachfolgende Abbildung zeigt den Verlauf des Korrelatorausgangssignals bei einer relativen Dämpfung  $k'_r$  von 0.8 und einer zurückgelegten Wegstrecke des reflektierten Signals von 20.9 m:

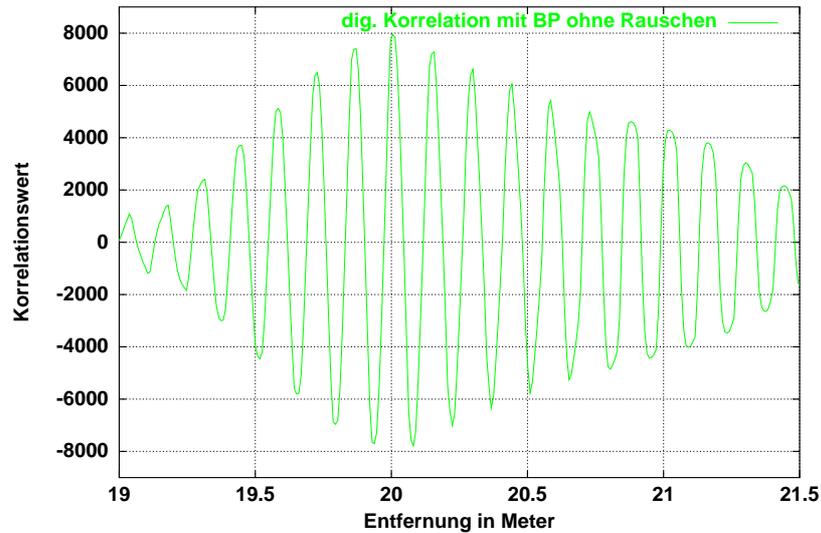


Abb. F.17: Digitaler Korrel. bei reflekt. Signal mit 20.9 m Distanz und  $k'_r = 0.8$  ohne Rauschen

### F.3.3 1-Bit-Korrelation mit digitalem Korrelator, bei Zwischenfrequenz von $6.0 \cdot f_p = 2.1366$ GHz, mit Empfänger- rauschen und mit 3 reflektierten Signalen

Hier wurde davon ausgegangen, daß neben dem ersten reflektierten Signal noch 2 weitere reflektierte Signale mit einer um 15 cm und 35 cm längeren Wegstrecke, als das erste reflektierte Signal, vorhanden sind. Bei einer zurückgelegten Wegstrecke von z.B. 20.8 m des ersten reflektierten Signals und bei einer hier dann maximal zulässigen relativen Dämpfung  $k'_r$  von 0.7 ergibt sich dann folgender Signalverlauf:

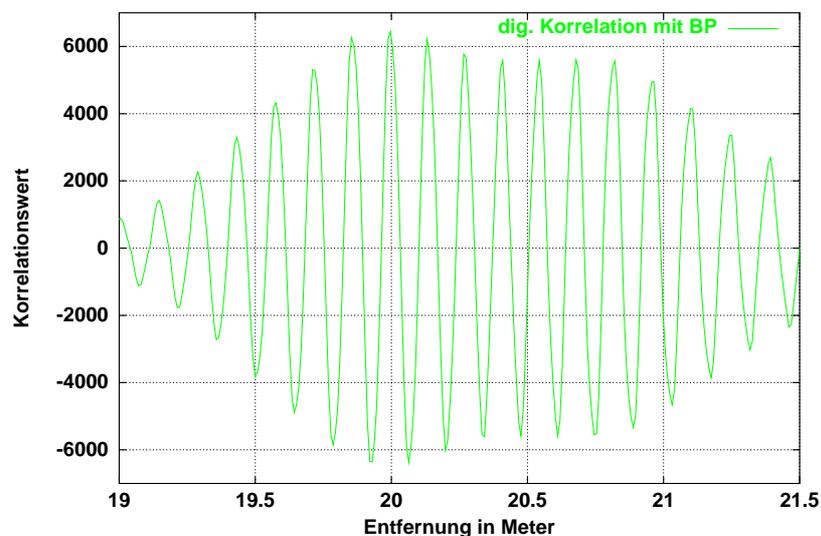


Abb. F.18: Dig. Korrel. bei reflekt. Signalen m. 20.8 m, 20.95 m u. 21.15 m Distanz u.  $k'_r = 0.7$

### F.3.4 Tabellarische Zusammenfassung der Korrelationsergebnisse für den digitalen Korrelator bei einer Zwischenfrequenz von $6.0 \cdot f_p = 2.1366$ GHz

Für die einzelnen Berechnungsprogramme und für die unterschiedlichen zurückgelegten Wegstrecken des reflektierten Signals soll hier die maximal zulässige relative Dämpfung  $k'_r$  des reflektierten Signals angegeben werden, bei welcher eine Erkennung des Korrelationshauptmaximums noch an der richtigen Stelle möglich ist. Nachfolgende Ergebnisse sind aus ca. 540 Simulationsrechnungen entstanden, so daß sich eine recht hohe Zuverlässigkeit der Resultate ergibt.

Entfernung des reflektierten Signals in Meter	max. zulässige Dämpfung $k'_r$ des reflekt. Signals					
	$f_{ZF} : 3.561$ GHz	$f_{ZF} : 2.1366$ GHz				
	SNR: 1.4 dB	SNR: 1.4 dB	SNR: 1.4 dB	SNR: -4.6 dB	SNR: $\infty$	SNR: 1.4 dB
			Codierung mit 0 und 1 <sup>1</sup>			3 Reflek- toren
20.2	0.4	0.2	0.3	0.3	0.2	0.25
20.4	0.3	0.4	0.4	< 0.25	0.4	0.25
20.6	< 0.25	0.3	0.5	0.5	0.4	0.6
20.7	< 0.25	0.2	0.25	0.25	0.15	0.15
20.8	< 0.25	0.8	0.8	0.8	0.5	0.7
20.9	-	1.0	1.0	1.0	0.8	1.0
21.0	0.25	0.5	0.6	0.25	1.0	0.4
21.2	-	1.0	1.0	1.0	0.7	1.0
21.5	0.7	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
22.0	0.5	1.0	1.0	0.4	1.0	1.0
30.0	> 0.8	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0

Tab. F.1: Max. zulässige relative Dämpfung  $k'_r$

Bis zu der angegebenen Dämpfung  $k'_r$  befindet sich die gesuchte Korrelationsspitze entweder bei dem unmittelbar vor 20.0 m liegenden Abtastwert bei 19.9961 m oder bei dem unmittelbar hinter 20.0 m liegenden Abtastwert bei 20.005 m. Exakt bei 20.0 m liegt dabei kein Abtastwert, so daß ein Maximum bei dem unmittelbar vor oder hinter 20.0 m liegenden Abtastwert die maximal mögliche Genauigkeit bei der Positionsbestimmung

<sup>1</sup>Empfangs- und Referenzsignal wurde hier mit +1 und 0 codiert

darstellt und somit dann von einer korrekten Bestimmung der Korrelationsspitze gesprochen werden kann.

Die höhere Zwischenfrequenz von  $f_{ZF} = 3.561$  GHz führt zu deutlich größeren Meßabweichungen beim Mehrwegeempfang. Auch dann wenn die zurückgelegte Wegstrecke des reflektierten Signals um deutlich mehr als eine Codewellenlänge größer ist, als die Wegstrecke des direkt empfangenen Signals, muß die Dämpfung  $k'_r$  deutlich kleiner als 1.0 sein. Im Gegensatz dazu wird bei einer reduzierten Zwischenfrequenz von  $f_{ZF} = 2.1366$  GHz mit hoher Wahrscheinlichkeit kein Fehler beim Mehrwegeempfang auftreten, wenn das reflektierte Signal eine Wegstrecke zurücklegt, welche um mehr als 1 m größer ist als die Wegstrecke des direkt empfangenen Signals. Dies gilt auch beim Empfang von mehreren reflektierten Signalen gleichzeitig. Eine absolute Garantie, daß dann keine Störung auftreten wird, kann zwar nicht gegeben werden, die Wahrscheinlichkeit für einen Fehler ist aufgrund der großen Anzahl der durchgeführten Berechnungen jedoch sehr gering. Voraussetzung ist dafür aber, daß der Signalrauschabstand SNR nicht deutlich schlechter ist als 1.4 dB, als sinnvoller Grenzwert kann 0 dB angegeben werden.

Auch wenn die zurückgelegte Wegstrecke des reflektierten Signals nur geringfügig größer ist, als die Wegstrecke des direkt empfangenen Signals, wird in vielen Fällen keine Störung auftreten, weil - gemäß Abb. B.6 - die Dämpfung  $k'_r$  in der Mehrzahl der Fälle unter einem Wert von 0.25 liegen wird. Wenn dennoch in diesen Fällen ein Fehler bei der Positionsbestimmung auftreten sollte, wird dieser Fehler bei der Länge von mindestens einer Zwischenfrequenzperiode von 15 cm liegen und i.a. mit den ohnehin notwendigen Radsensoren noch zu erkennen sein.

### F.3.5 Einfluß des Mehrwegeempfangs auf die Position der richtigen Korrelationshauptspitze

Hier soll noch detaillierter untersucht werden, in welchem Umfang die richtige Korrelationsspitze durch die Nebenmaxima eines reflektierten Signals verschoben werden könnte, wenn das reflektierte Signal etwas mehr als eine Codewellenlänge vom direkt empfangenen Signal entfernt ist. Die Zwischenfrequenz bleibt unverändert bei einem Wert von  $6 \cdot f_p = 2.1366$  GHz. Empfängt der Korrelator nur das direkt empfangene Signal - ohne Rauschen - ergibt sich am Korrelatorausgang folgender Signalverlauf in 2 Vergrößerungsstufen:

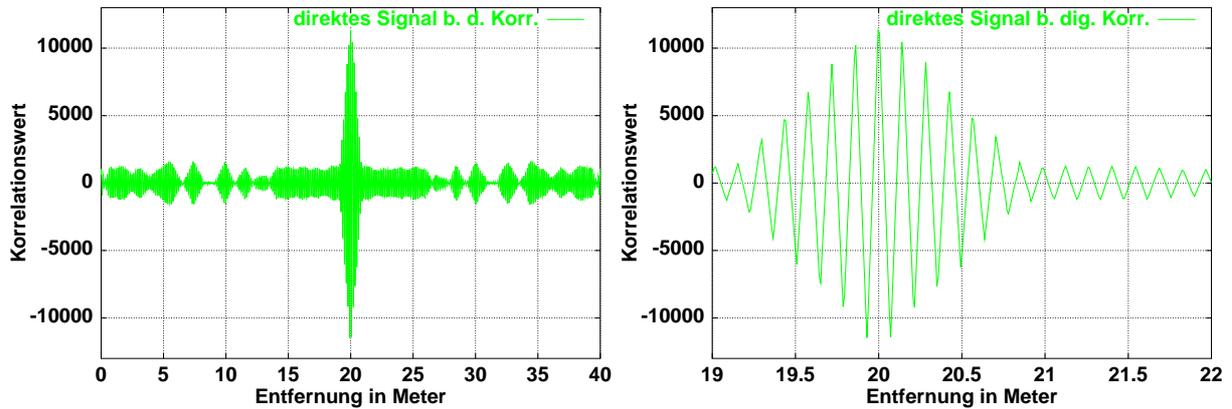


Abb. F.19: Korrelatorsignal bei Direktempfang und dig. Korrelator

Man erkennt sehr gut die Korrelationsnebenwerte, welche etwa 10 % des Wertes der Korrelationshauptspitze annehmen. Bei einem reflektierten Signal mit einer zurückgelegten Wegstrecke von 21 m - ohne ein direktempfangenes Signal - ergab sich folgender Verlauf in 2 Vergrößerungsstufen, wobei von einer relativen Dämpfung  $k_r'$  des reflektierten Signals von 1.0 ausgegangen wurde:

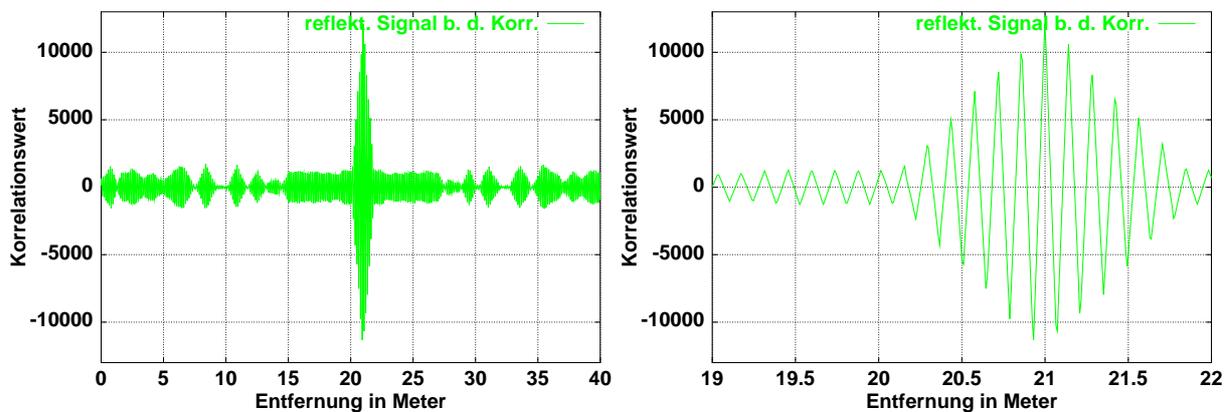
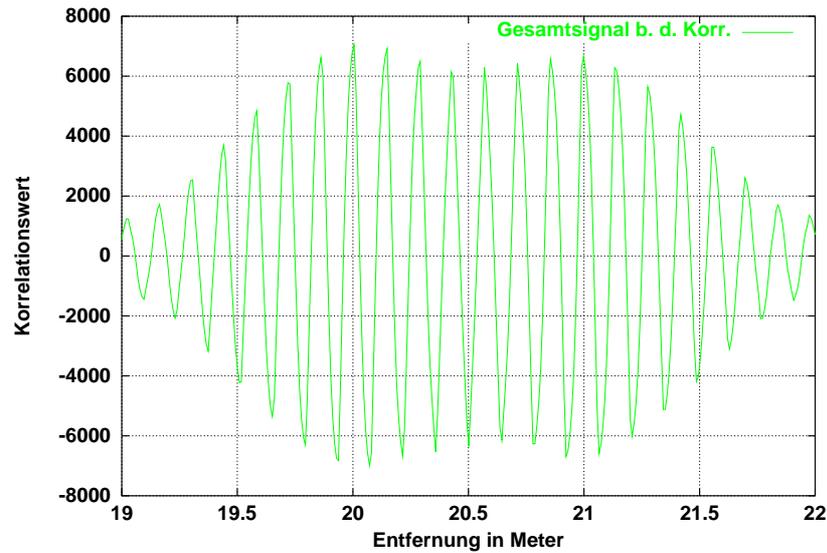


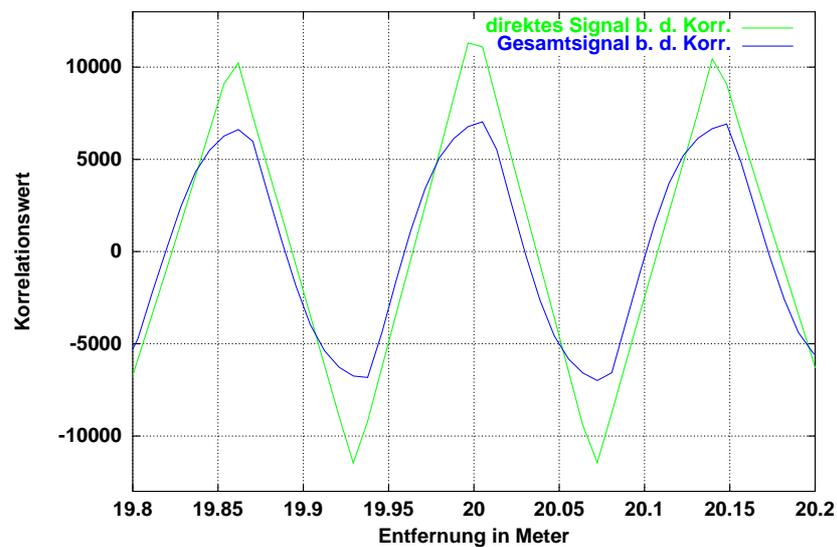
Abb. F.20: Korrelatorsignal bei reflektiertem Signal und dig. Korrelator

Durch die 1-Bit-Digitalisierung des Empfangssignals ist das resultierende Korrelatorsignal - wenn das direktempfangene und das reflektierte Signal gemeinsam empfangen werden - nicht die Summe aus beiden Signalen. Dennoch lassen obige Abbildungen den Schluß zu, daß der mögliche Einfluß des reflektierten Signals, bzgl. der Erkennung des direktempfangenen Signals, nur sehr gering ist, weil die Korrelationswerte des reflektierten Signals bei 20 m bereits sehr klein sind. Es ergibt sich folgender Verlauf des Korrelatorausgangssignals beim empfangenen Gesamtsignal:



**Abb. F.21:** Korrelatorgesamtssignal bei reflektierten Signal mit 21 m Distanz und dig. Korrelator

Interessant ist nun der direkte Vergleich der Korrelatorausgangssignale vom direkt empfangenen Signal und vom Gesamtsignal in der Umgebung der Korrelationshauptspitze:



**Abb. F.22:** Korrelatorausgangssignale von direktem Signal und von Gesamtsignal

Der unmittelbare Vergleich zeigt, daß aufgrund der 1-Bit-Quantisierung der Korrelationshauptwert beim Gesamtsignal um etwa -4.2 dB gegenüber dem direkt empfangenen Signal kleiner ist. In beiden Fällen befindet sich das Korrelationsmaximum bei dem Abtastzeitpunkt unmittelbar vor oder hinter der gesuchten Entfernung von 20.0 m und wird somit in beiden Fällen innerhalb der zwangsläufigen Toleranz von 2 Abtastzeitpunkten fehlerfrei bestimmt.

Beim Gesamtsignal ist die Korrelationshauptspitze allerdings nur um ca. 6 % größer als die eine Zwischenfrequenzperiode davorliegende Spitze und um nur ca. 1.7 % größer als die eine Zwischenfrequenzperiode dahinterliegende Spitze. Andere hier nicht dargestellte Berechnungsbeispiele zeigen, daß für die richtige Erkennung der Korrelationshauptspitze eine Auflösung bei der Auswertung der Korrelationswerte von mindestens 11 Bit zu empfehlen ist. Dabei ist eine Auflösung oberhalb von 14 Bit aber nicht mehr sinnvoll, da die Korrelationswerte immer unter einem Maximum von 12000 liegen, wobei die diskreten Korrelationswerte jeweils ein Element der natürlichen Zahlen sind.



# Anhang G

## Realisierungsmöglichkeiten für analoge Hochgeschwindigkeitskorrelatoren

Hier sollen Realisierungsmöglichkeiten für einen analogen Korrelator detailliert vorgestellt werden, welcher dann für den analogen Korrelationsempfänger, gemäß Abschnitt 5.9.5, eingesetzt werden kann.

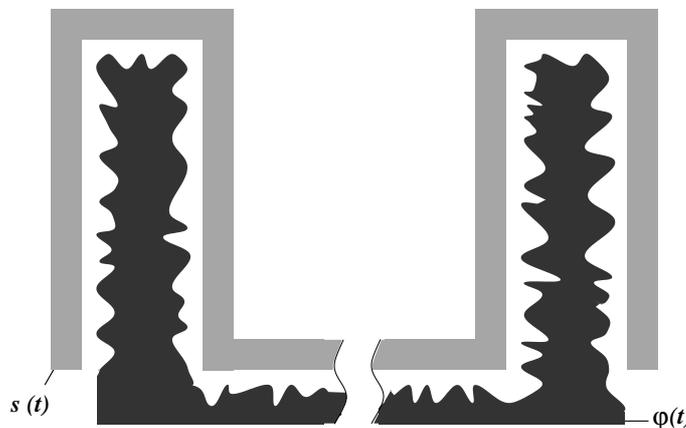
### G.1 Realisierung des analogen Korrelators mittels eines signalangepaßten Filters in Mikrostreifen- leitertechnik

Bei der prinzipiellen Möglichkeit die Korrelation über angezapfte Verzögerungsleitungen als Transversalfilter mittels Streifenleitungstechnik zu realisieren - siehe hierzu [131], [132], [178], [202], [218], [308], [347] - ergeben sich sehr große technische Probleme die notwendige Genauigkeit und Zeitauflösung zu realisieren. Das Verhältnis aus der Zeitdauer einer Pulsfolge, mit z.B. 127 Elementen, einer Modulationstaktfrequenz  $f_p$  von z.B. 356.1 MHz und einer gewünschten Zeitauflösung von z.B. 10 psek liegt bei ca. 35700. Bei einer angezapften Verzögerungsleitung müßten dann entsprechend viele Abgriffpunkte realisiert werden, bei gekoppelten Mikrostreifenleitungen müßte die Zahl der Koppelpunkte entsprechend hoch sein. Der Einsatz von aktiven Komponenten ist aufgrund der damit verbundenen, nicht exakt definierten, Verzögerungszeiten ohnehin nicht möglich. Es müßte somit ausschließlich mit passiven Komponenten gearbeitet werden, wobei dann auch entsprechende Leitungsverluste auftreten. Die ohmschen Leitungsverluste könnten dabei vermieden werden, wenn

ein supraleitender Korrelatorbaustein realisiert wird. Auch bei Hochtemperatursupraleitern wird dabei aber noch ein hoher zusätzlicher Aufwand notwendig sein, siehe [202], [203]. Dennoch verbleiben auch dann noch gewisse dielektrische Verluste bestehen.

Unter [132] ist ein Transversalfilter beschrieben, welches mit einer sog. *Slow-Wave*-Struktur arbeitet, mit welcher die Wellenausbreitungsgeschwindigkeit auf ca. 10 % der Lichtgeschwindigkeit reduziert wird. Mit Leitungskopplern, siehe [83], werden dann die Anzapfungen des Transversalfilters realisiert. Als Korrelatorbaustein für die hier gedachte Anwendung sind jedoch die unter [132] angegebenen *Slow-Wave*-Strukturen ungeeignet. Die erreichbaren Bandbreiten liegen nur bei einigen wenigen Prozent, so daß eine viel zu hohe Zwischenfrequenz notwendig wäre, auch läßt sich nur ein Abgriffpunkt pro Zwischenfrequenzperiode realisieren und es sind auch Laufzeitunterschiede oberhalb von einer nsek aufgrund von Fertigungstoleranzen zu erwarten, wodurch die geforderte zeitliche Auflösung und Genauigkeit nicht erreicht wird.

Als mögliche Alternative bietet sich eine Struktur an, bei welcher eine kontinuierliche Kopplung längs der Speiseleitung vorgenommen wird. Die über die Länge unterschiedlichen Kopplungskoeffizienten werden dann grundsätzlich dadurch realisiert, daß der Abstand zwischen Speiseleitung und Auskoppelleitung entsprechend variiert wird, wie dies die nachfolgende Skizze in der Draufsicht zeigt:



**Abb. G.1:** Korrelatorbaustein in passiver Mikrostreifentechnik

Speiseleitung und Auskoppelleitung können dabei sowohl auf derselben als auch auf unterschiedlichen Metallisierungsebenen angeordnet werden, wobei im letzten Fall die Auskoppelleitung sich dann auch teilweise unterhalb der ersten Einkoppelleitung befinden kann. Die notwendige Massefläche ist in obiger Skizze dabei nicht mit eingezeichnet worden. Neben der Signallaufzeit der Speiseleitung ist beim Entwurf natürlich auch die Laufzeit der Signale bei der Koppelleitung zu berücksichtigen, so wie oben skizziert ist

diese Laufzeit aber deutlich, auf einen maximalen Wert - bestimmt durch Länge und Breite - des Gesamtbausteins, reduziert. Alternativ dazu kann die Koppelleitung aber auch analog zur Speiseleitung - mit der gleichen effektiven Länge - realisiert werden.

Es ergeben sich sehr komplexe Kopplungsverhältnisse, so daß eine aufwendige Vollwellensimulation notwendig wird, um das reale Kopplungsverhalten zu bestimmen, siehe hierzu [146]. Aufgrund der hohen Komplexität werden selbst bei den heute verfügbaren Rechnerleistungen noch sehr hohe Berechnungszeiten auftreten. Es ist dabei die schrittweise Erstellung von entsprechenden Designrichtlinien vorzunehmen, um die gewünschte Korrelationsfunktion zu realisieren. Um den Aufwand hier zu begrenzen, sollte man versuchen, dabei zunächst nur Teilstrukturen zu entwerfen. Ein besonderes Problem sind dabei die Eckbereiche. Eine mäanderförmige Struktur ist aber auf jeden Fall notwendig, um die Gesamtstruktur überhaupt noch auf einer begrenzten Fläche unterbringen zu können. Da eine *Slow-Wave*-Struktur mit einer hinreichend exakten Gruppenlaufzeit nicht bekannt ist, muß man eine sehr große Gesamtleitungslänge in einer Größenordnung von 50 m akzeptieren. Notwendig ist dann der Einsatz von Supraleitern, die Verwendung eines Substratmaterials mit einem geringen dielektrischen Verlustfaktor und eine geringe Zwischenfrequenz, um die dielektrischen Verluste insgesamt zu begrenzen. Wenn man z.B. davon ausgeht, daß man pro Koppelstruktur mit einer Gesamtbreite von  $20\ \mu\text{m}$  auskommt, erhält man bei einer quadratischen Struktur dann eine noch akzeptable Kantenlänge von 3 cm. Bei einer maximalen Frequenz von 2 GHz und dem Einsatz eines Substrats mit geringen dielektrischen Verlusten, wie z.B. 99,5% -  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , mit einem Verlustfaktor von nur  $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$ , werden sich - nach [141], S. 146 - dielektrische Verluste von bis zu ca. 6 dB nach 50 m ergeben, wobei diese Verluste frequenzabhängig sind, d.h. bei einer Frequenz von 1.5 GHz sind diese bereits um ca. 1.5 dB geringer. Der absolute Dämpfungswert, der durch die dielektrischen Verluste verursacht wird, sollte somit noch hinnehmbar sein, die Dämpfung ist beim Entwurf aber entsprechend mit zu berücksichtigen, dies gilt auch für ihre Frequenzabhängigkeit.

Festzuhalten bleibt, daß für jeden Sender ein eigener Korrelatorbaustein entworfen und hergestellt werden muß. Auch muß der Baustein - auf die für einen Supraleiter notwendige Temperatur - entsprechend gekühlt werden, da die ohmschen Verluste eine Korrelation über die gesamte Leitungslänge ansonsten unmöglich machen würden. Im Ergebnis ergibt sich hier wohl eine Perspektive einen Korrelatorbaustein entsprechend zu realisieren. Der Kostenaufwand ist aber pro Baustein - durch die notwendige Kühlung und durch die hohen Entwurfsaufwendungen - auf jeden Fall sehr hoch.

## G.2 Realisierung des analogen Korrelators in SAW-Technik

In [90], [91], [279], [292], [344] und [348] sind die Eigenschaften und der Entwurf von SAW-Komponenten - auch für Anwendungen zur Signalkorrelation - ausführlich beschrieben worden. Es soll hier, neben einer zusammenfassenden Darstellung der Funktionsweise, insbesondere auf die für die konkrete Anwendung relevanten Eigenschaften dieser SAW-Bauteile eingegangen werden.

### G.2.1 Interdigitalwandler

Das wesentliche Element von jedem SAW-Bauelement ist zunächst der Interdigitalwandler, mit welchem die Erzeugung - aber auch die Erfassung - von Oberflächenwellen ermöglicht wird. Der 1965 erfundene Interdigitalwandler besteht immer aus 2 ineinandergreifenden kammartigen Metallelektroden, welche auf dem piezoelektrischen Material angebracht sind. Beim Anlegen einer Spannung zwischen beiden Elektroden entsteht senkrecht zu den Fingern eine entsprechende Feldverteilung und aufgrund des piezoelektrischen Effekts auch eine entsprechende Spannungsverteilung. Beim Anlegen einer Wechselspannung entstehen so 2 akustische Oberflächenwellen, welche sich senkrecht zu den Fingern ausbreiten [292]. Durch Dämpfungsglieder an den beiden Substratenden wird eine unerwünschte Reflexion der Oberflächenwellen verhindert, die sich in Richtung der Substratenden ausbreiten. Wenn unter dem Interdigitalwandler eine Oberflächenwelle hindurchläuft, entsteht - aufgrund des inversen piezoelektrischen Effekts - eine entsprechende Wechselspannung zwischen seinen Anschlüssen. Jeder Interdigitalwandler zeichnet sich durch ein Bandpaßverhalten aus, was für die hier gedachte Anwendung im Zwischenfrequenzbereich jedoch dann optimal ist, wenn eine ausreichende Bandbreite gewährleistet ist.

### G.2.2 Mögliche Substratmaterialien

Das Substrat muß - zumindest bei einer Verwendung als Convolverbaustein - eine ausreichende Nichtlinearität aufweisen. Diese Grundvoraussetzung wird neben Lithiumniobat ( $LiNbO_3$ ) auch von diversen Halbleitermaterialien erfüllt. Mit Halbleiterschichten auf einem entsprechenden Substrat erreicht man dabei typischerweise eine bessere Effizienz.

Nachfolgend werden - in Tabelle G.1 - die wichtigsten Eigenschaften der heute primär verwendeten Substratmaterialien für SAW-Bauelemente dargestellt [180],[344]. Dabei ist jedoch nur Lithiumniobat auch für Convolveranwendungen geeignet, weil nur dabei eine

ausreichende Nichtlinearität sichergestellt ist. Es werden immer piezoelektrische Materialien in bestimmten, exakt definierten Kristallrichtungen verwendet. Bedeutsame Substratmaterialien sind insbesondere Quarz ( $SiO_2$ ), Lithiumniobat ( $LiNbO_3$ ) sowie Lithiumtantalat ( $LiTaO_3$ ), wobei bei den weitverbreiteten Anwendungen für breitbandige Filter im Mobilfunk und Fernsehbereich wiederum bevorzugt Lithiumniobat eingesetzt wird.

Substratmaterialeigenschaften					
Material	Wellentyp.	Kopplungsfaktor $k^2$	Ausbreitungsgeschw. $v_a$ [m/s]	Temperaturkoeffiz. [ppm/K]	max. rel. Bandbr. [%]
<i>Quarz :</i>					
ST,X	SAW	0.0016	3158	0.03*	4.8
37°rot - Y,X	SAW	0.0012	3158		4.2
37°rot - Y,-90X	STW	0.0010	5094		3.8
<i>LiNbO<sub>3</sub> :</i>					
Y,Z	SAW	0.045	3488	-94	25.4
128°rot - Y,X	SAW	0.055	3980	-75	28.1
<i>LiTaO<sub>3</sub> :</i>					
X 112°rot - Y	SAW	0.0075	3300	-18	10.4
36°rot - YX	LSAW	0.07	4216	-36	31.7

**Tab. G.1:** Substratmaterialien für SAW-Komponenten

\* : Quarz verfügt über einen parabolischen Temperaturkoeffizienten, 2-ter Ordnung in [ppm/K<sup>2</sup>]

SAW steht dabei für den Rayleighwellentyp, STW für Surface Transverse Wave und LSAW für Oberflächenleckwellen. Die Wellentypen bei SAW-Bauteilen sind z.B. in [292], [344] ausführlich beschrieben.

### G.2.3 Korrelation mit signalangepaßtem Filter in SAW-Technik

Die grundsätzliche Möglichkeit die Korrelation über ein signalangepaßtes Filter - welches mit angezapften Verzögerungsleitungen für Oberflächenwellen realisiert wird - durchzuführen, ist mit der notwendigen Präzision kaum zu verwirklichen. Die Referenzfolge müßte mit extrem präzisen Referenzstrukturen realisiert werden, bei einer zeitlichen Auflösung von z.B. 10 psek müßte die Strukturgenauigkeit deutlich besser als 50 nm sein, was technisch kaum machbar ist. Üblich sind bei SAW-Bauteilen heute minimale Strukturbreiten von ca. 0.3  $\mu\text{m}$ . Darüber hinaus ist die Temperaturabhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit ein besonders schwerwiegendes Problem. Wenn man übliche Substratma-

terialien mit ihrer hohen Temperaturabhängigkeit einsetzt, müßte man die Temperatur auf dem Substrat extrem konstanthalten, mit zulässigen Abweichungen unter  $0.05^\circ C$ .

### G.2.4 Realisierung des analogen Korrelators mittels eines SAW-Convolvers

Ein SAW-Convolver-Bauelement ist, im Gegensatz zu einem speziellen signalangepaßten SAW-Filter, recht universell anwendbar, kann aufgrund seiner vergleichsweise geringen Komplexität mit vertretbaren Entwicklungskosten entworfen werden und ermöglicht durch die zeitkontinuierliche Korrelation zumindest grundsätzlich die notwendige hohe Zeitauflösung. Folgende Abbildung zeigt ein mögliches Schaltungskonzept für die Ansteuerung des SAW-Convolvers:

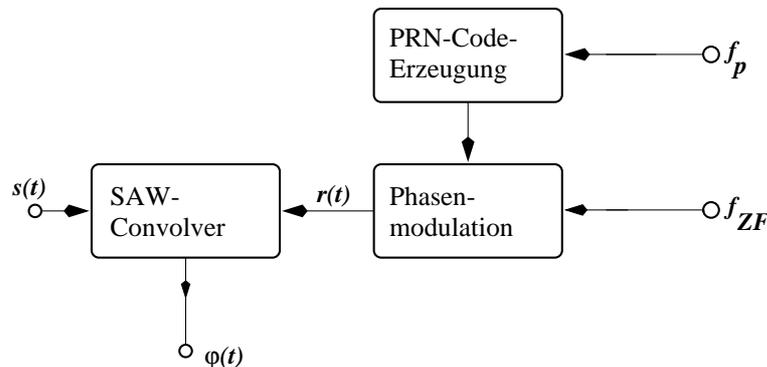


Abb. G.2: Ansteuerung des analogen Korrelators mit SAW-Convolver

Die Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  ist ein ganzzahliges Vielfaches, von z.B. 4, der Modulationstaktfrequenz  $f_p$ . Beide Frequenzen werden aus einem gemeinsamen, deutlich höherfrequenten Taktsignal abgeleitet und müssen mit einer zeitlichen Präzision von ca. 10 psek oder besser definiert werden, wenn die geforderte Auflösung von einem cm bei der Bestimmung der Korrelationsspitze real erreicht werden soll. Dadurch ergibt sich ein sehr hoher Entwurfs- und Realisierungsaufwand bei der Erzeugung beider Frequenzen. Der PRN-Code muß in einer gespiegelten Form - siehe Gleichung G.8 - zur Verfügung gestellt werden, so daß der Einsatz von rückgekoppelten Schieberegistern hier nicht mehr direkt möglich ist. Es ist deshalb sinnvoll, wenn diese Pulsfolge direkt in einem Schieberegister der Länge  $L$  - von z.B. 127 - fest initialisiert und dann entsprechend ausgelesen wird. Die Bandbreite des phasenmodulierten Signals  $r(t)$  muß ausreichend hoch sein, sie muß aber nicht größer sein als die Bandbreite des angesteuerten SAW-Convolvers, welche nicht über ca. 30 % der Mittenfrequenz liegt. Festzuhalten bleibt, daß bei der PRN-Codeerzeugung und der Phasenmodulation nur geringste zeitliche Schwankungen von wenigen psek auftre-

ten dürfen, die Durchlaufzeiten bei der PRN-Codeerzeugung und der Phasenmodulation müssen darüber hinaus so aufeinander abgestimmt werden, daß die Phasenmodulation auf wenige ps genau bei den Nulldurchgängen der Zwischenfrequenz erfolgt.

Beim nachfolgend vereinfacht dargestellten Aufbau eines SAW-Convolver werden auf der polierten Oberfläche eines piezoelektrischen Kristalls 2 Interdigitalwandler angebracht. Damit werden die beiden Eingangssignale  $s(t)$  und  $r(t)$  in akustische Oberflächenwellen umgewandelt [349], welche dann auf einer gemeinsamen Spur einander entgegenlaufen. Im Überlappungsbereich beider Wellen, wird aufgrund der Nichtlinearität des piezoelektrischen Effekts im Substrat, eine dem Produkt der Wellenamplituden proportionale Polarisationskomponente erzeugt [349]. Voraussetzung für die Wirksamkeit der Nichtlinearität und damit der Produktbildung sind ausreichend hohe akustische Signalamplituden, welche durch entsprechende Strahlkompressoren auf dem Bauelement erreicht werden [180]. Die mittlere, langgestreckte Signalelektrode integriert längs der Wellenausbreitungsrichtung die entstandenen Polarisationsladungen. Es ergibt sich somit ein Ausgangssignal welches, aufgrund der fortlaufenden, relativen Verschiebung prinzipiell der Faltung beider Eingangssignale entspricht [349].

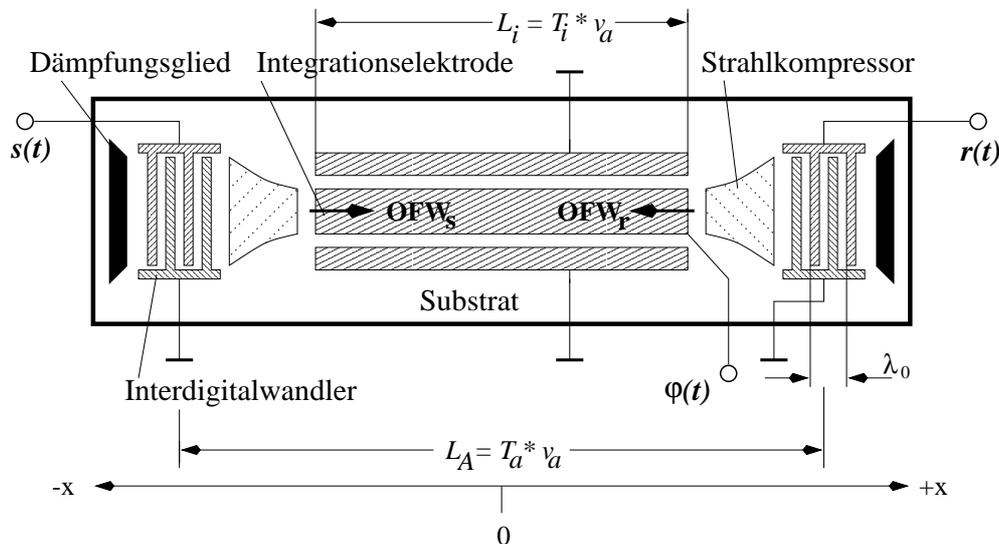


Abb. G.3: Prinzipieller Aufbau eines SAW-Convolverbausteins

Festzuhalten bleibt jedoch das SAW-Convolverbausteine heute (noch) nicht kommerziell verfügbar sind [267], [349].

#### G.2.4.1 Detaillierte signaltheoretische Beschreibung des Convolver

Gemäß [349] wird das Ausgangssignal  $\varphi(t)$  eines Convolver im Zeitbereich durch das eigentliche Faltungsprodukt  $\varphi_{sr}(t)$  und diverse Störsignale beschrieben. Es gilt für  $\varphi_{sr}(t)$ :

$$\varphi_{sr}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e_u(\tau, v) \cdot s(t - v - \tau) \cdot r(t - v + \tau) \cdot dv d\tau \quad (\text{G.1})$$

mit

- $e_u(\tau, v)$  Uniformitätsfunktion des SAW-Convolvers,
- $s(t)$  Eingangssignal,
- $r(t)$  Referenzsignal.

Die Uniformitätsfunktion ergibt sich durch die Umrechnung der ortsabhängigen Impulsantwort der Integrationselektrode. Die Ortsbegrenzung wird dadurch erreicht, daß diese Impulsantwort dort gleich Null ist, wo die Integrationselektrode nicht mehr vorhanden ist. Hierdurch ergibt sich dann auch die zeitliche Begrenzung der obigen Integration. Die Uniformitätsfunktion wird durch eine Dämpfungsfunktion  $e_D(\tau)$ , welche die ortsabhängige Dämpfung beschreibt und durch eine Dispersionsfunktion  $T_D(\tau)$ , mit welcher die unterschiedlichen Signallaufzeiten ausgedrückt werden, dargestellt [349]:

$$e_u(\tau, v) = \delta\left(v - \frac{T_a}{2} - T_D(\tau)\right) \cdot e_D(\tau) \quad (\text{G.2})$$

Dabei gibt  $T_a = L_A/v_a$  die Signallaufzeit über die gesamte Weglänge von Wandlermitte zu Wandlermitte an. Die Dämpfungsfunktion sollte im Idealfall für den Integrationsbereich konstant sein, die Dispersionsfunktion sollte in diesem Bereich gleich Null sein. Tatsächlich ergeben sich bei dem in [349] dargestellten SAW-Wandler Schwankungen um bis zu 3 dB bei der Dämpfungsfunktion, sowie bei der Dispersionsfunktion zeitliche Fehler im psek-Bereich.

Das durch die beiden obigen Gleichungen dargestellte Ausgangssignal kann auf eine Beschreibungsform umgerechnet werden, welche der üblichen mathematischen Faltungsoperation entspricht, wenn die Dispersionsfunktion  $T_D(\tau) = 0$  gesetzt wird. Mit  $\varepsilon = \tau + t$  gilt dann:

$$\varphi_{sr}\left(t + \frac{T_a}{2}\right) = \int_{t - \frac{T_i}{2}}^{t + \frac{T_i}{2}} e_D(\varepsilon - t) \cdot s(2t - \varepsilon) \cdot r(\varepsilon) d\varepsilon \quad (\text{G.3})$$

Obige Gleichung gilt, wenn die Dämpfungsfunktion außerhalb der Grenzen von  $(-T_i/2, T_i/2)$  identisch Null ist, wobei  $T_i = L_i/v_a$  zunächst als die Laufzeit über der Integrationselektrode definiert worden ist. Wenn man nun  $T_i$  geringfügig größer wählt, wird diese Bedingung garantiert eingehalten.

Wenn nun auch die Dämpfungsfunktion  $e_D(t)$  innerhalb obiger Grenzen als konstant angesehen wird, läßt sich die idealisierte Beschreibung der Faltungsfunktion des Convolvers darstellen:

$$\varphi_{sr}(t + \frac{T_a}{2}) = C \cdot \int_{t - \frac{T_i}{2}}^{t + \frac{T_i}{2}} \cdot s(2t - \varepsilon) \cdot r(\varepsilon) d\varepsilon \quad (\text{G.4})$$

wobei die Konstante  $C$  die Faltungseffizienz angibt, welche immer deutlich kleiner 1 ist. Am Ausgang erhält man ein um  $T_a/2$  verzögertes Signal, wobei das Faltungsprodukt der Eingangssignale um den Zeitfaktor 2 komprimiert worden ist.

Wenn nun sichergestellt ist, daß sich zu jedem Beobachtungszeitpunkt  $t' = t + \frac{T_a}{2}$  das Eingangssignal sowie das Referenzsignal, mit allen Signalanteilen, welche ungleich Null sind, vollständig unter dem Wandler befinden, können in obiger Gleichung die Integrationsgrenzen entfallen und durch  $\pm \infty$  ersetzt werden. Da die Integration aber nur dort erfolgen muß, wo insbesondere  $r(\varepsilon) \neq 0$  ist, kann man bei Erfüllung dieser Integrationsbedingung folgenden Zusammenhang angeben:

$$\varphi_{sr}(t + \frac{T_a}{2}) = C \cdot \int_0^{\frac{L}{f_p}} \cdot s(2t - \varepsilon) \cdot r(\varepsilon) d\varepsilon \quad (\text{G.5})$$

Das Eingangssignal mit der Pulsdauer  $T_L = L/f_p$  wiederholt sich mit der Periodendauer  $T_W = 1/f_W$ , siehe hierzu auch Abb. 5.11. Wenn nun das Referenzfolgensignal für alle Empfangskanäle gleichzeitig zum Zeitpunkt  $t' = 0$  und für die aktuelle Messung einmalig - wiederum mit der Pulsdauer  $T_L$  - gestartet wird, ist folgende minimale Integrationsdauer  $T_{i_{min}}$  notwendig, damit die Erfassung der gesamten gesendeten und sich periodisch wiederholenden Pulsfolgen für alle Kanäle - auch im ungünstigsten Fall - garantiert wird:

$$T_{i_{min}} = T_W + 0.5 \cdot T_L \quad (\text{G.6})$$

Die Integrationselektrode muß dann mindestens eine Länge  $L_{i_{min}} = v_a \cdot T_{i_{min}}$  aufweisen, d.h. es gilt:

$$L_{i_{min}} = v_a \cdot (T_W + 0.5 \cdot T_L) \quad (\text{G.7})$$

wobei die Korrelationswerte nach dem Start der Referenzfolge erst nach einer Wartezeit von  $t'_{min} = T_{ai} + T_L$  ausgewertet werden, sobald sich das Referenzsignal vollständig unter der Integrationselektrode befindet. Die Messung endet dann, sobald der Anfang des Referenzsignals das Ende der Integrationselektrode erreicht hat, d.h. zum Zeitpunkt  $t'_{max} = T_{ai} + T_i$ . Unter Einhaltung dieser minimalen und maximalen Beobachtungszeitpunkte  $t'_{min}$  und  $t'_{max}$  wird dann auch die obige Integrationsbedingung, für die sich alle Signale unter der Integrationselektrode befinden müssen, erfüllt. Die Laufzeit  $T_{ai} = 0.5 \cdot (T_a - T_i)$  gibt dabei die Signallaufzeit zwischen dem Interdigitalwandler und dem Beginn der Integrationselektrode an.

Wenn man Gleichung (G.5) in eine zeitdiskrete Signalbeschreibung umformen möchte, gelangt man durch Abtastung aller Zeitwerte mit der Abtastperiodendauer  $T_{Abtast}$  gemäß:

$$\begin{aligned} t &= m \cdot T_{Abtast} \quad , \quad \varepsilon &= n \cdot T_{Abtast} \\ T_L &= N \cdot T_{Abtast} \quad , \quad T_a/2 &= a \cdot T_{Abtast} \end{aligned}$$

unter Vernachlässigung der Abtastzeit  $T_{Abtast}$  zu:

$$\varphi_{sr}(m+a) = K \cdot \sum_{n=0}^{N-1} s(2 \cdot m - n) \cdot r(n) \quad (\text{G.8})$$

Die gewünschte Korrelationsberechnung wird erreicht, indem  $r(n)$  durch  $r'(-n)$  ersetzt wird, d.h. die gesendete Pulsfolge auf der Empfängerseite zeitlich gespiegelt zur Verfügung gestellt wird. Für die zu bevorzugende Sendefrequenz von 61.25 GHz gibt nachfolgende Tabelle die wesentlichen Größen für die Dimensionierung eines SAW-Convolverbausteins an, wobei von Lithiumniobat als Substratmaterial im 128°rot - Y,X - Schnitt ausgegangen wird:

Modulationsfrequenz $f_p$		356.1 MHz
Folgenlänge L		127
Ausbreitungsgeschwindigkeit $v_a$		3980 m/s
max. Sende- u. Empfangs- distanz $D_{max}$	min. Integrationszeit $T_{imin}$	min. Elektrodenlänge $L_{imin}$
10 m	1.74 $\mu\text{sek}$	6.92 mm
20 m	1.87 $\mu\text{sek}$	7.45 mm
50 m	2.27 $\mu\text{sek}$	9.04 mm
100 m	2.94 $\mu\text{sek}$	11.70 mm

**Tab. G.2:** SAW-Convolverentwurfsdaten

Ob eine zuverlässige Erkennung des Korrelationsmaximums bei einem realen SAW-Convolver noch möglich ist, kann nur durch Simulationsrechnungen anhand von Gleichung (G.1) ermittelt werden, wenn die reale Dämpfungsfunktion und die reale Dispersionsfunktion bekannt sind. Die zusätzlich additiv auftretenden Störsignale müssen in ihrer Summe deutlich unterhalb des minimalen Korrelationsmaximums liegen. Sie verursachen unter dieser Voraussetzung aber auch keinerlei weitere Fehler. Details finden sich hierzu in [349], wobei insbesondere das Übersprechen und die Faltung der Signale mit sich selbst - bedingt durch Reflexionen an den Interdigitalwandlern nach dem Durchlauf unter der Integrationselektrode - von Bedeutung sind.

**Entwurfsrichtlinien für ein SAW-Convolver-Bauteil** Hierbei sind folgende Punkte zu beachten:

- Festlegung der Convolverbandbreite:

Die Convolverbandbreite sollte bei mindestens 30 % der verwendeten Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  liegen, wenn  $f_{ZF} = 4 \cdot f_p$  gilt.

- Auswahl eines geeigneten Substrats:

Ein optimales Substrat soll eine möglichst hohe Signalbandbreite ermöglichen und eine möglichst kleine Temperaturabhängigkeit aufweisen.

- Kompensation von verbleibenden Temperaturabhängigkeiten:

Die Temperaturabhängigkeit ist insbesondere bei Lithiumniobat recht hoch. Da dieses Substratmaterial aber bevorzugt bei SAW-Convolvern eingesetzt wird, muß die maximal zulässige Temperaturschwankung hierfür zunächst bestimmt werden. Die eigentliche Faltungsoperation ist temperaturunabhängig, wenn sich der gesamte Convolverbaustein nahezu **exakt** auf der gleichen Temperatur befindet. Die Verzögerungszeit  $T_a/2$  des Convolvers ist jedoch direkt von der Oberflächenwellenausbreitungsgeschwindigkeit  $v_a$  abhängig. Für eine exakte Pseudolaufzeitbestimmung darf auch diese Zeit zumindest zwischen 2 Referenzmessungen keinen größeren Veränderungen unterliegen. Diese Verzögerungszeit  $T_a/2$  wird natürlich bei jedem Convolverbaustein eine etwas andere sein, sie kann jedoch präzise durch die ohnehin notwendigen Referenzmessungen bestimmt werden und dann in der Positionsberechnung mit berücksichtigt werden.

Wenn man nun aufgrund von Temperaturabhängigkeiten bei der Verzögerungszeit  $T_a/2$  eine Abweichung von  $\pm 5$  psek zuläßt - entsprechend einem zusätzlichen Fehler in der Pseudostreckenmessung von ca.  $\pm 1.5$  mm, ergibt sich für Lithiumniobat im  $128^\circ$  rot - Y,X - Schnitt, mit einer mittleren Ausbreitungsgeschwindigkeit von 3980 m/sek, eine zulässige Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit von nur ca. 4 ppm. Dies entspricht zumindest bei Lithiumniobat einer zulässigen Temperaturänderung zwischen 2 Referenzmessungen von nur  $0.05^\circ C$ . Die Referenzmessungen können zu definierten Zeitpunkten, im Abstand von maximal einigen Stunden durchgeführt werden. Damit bei der Durchführung der Faltung keine Fehler auftreten, muß aber auch das gesamte Substrat zwischen beiden Interdigitalwandler auf einer gleichmäßigen Temperatur gehalten werden, mit einer Abweichung möglichst unterhalb von  $0.05^\circ C$ . Somit muß beim Convolverentwurf im Detail untersucht werden, ob durch die Dämpfung, der sich auf dem Substrat ausbreitenden Oberflächenwellen, eine ungleichmäßige Erwärmung des Bauelementes erfolgen kann. Für eine

Temperaturkompensation ergeben sich 2 grundsätzliche Möglichkeiten. Man kann den SAW-Convolverbaustein in ein entsprechend temperaturstabilisiertes Gehäuse einbauen oder man führt eine Messung der Temperatur möglichst auf der Substratoberfläche durch. Im zweiten Fall muß die gemessene Pseudo-Entfernung dann nochmals umgerechnet werden und es muß die Temperatur auch tatsächlich mit einer Genauigkeit von mindestens  $0.05^\circ C$  bestimmt werden, was mit üblichen Temperatursensoren zumindest nur recht schwierig zu erfüllen ist. Auch muß dann ein möglichst exakter Zusammenhang für die Berechnung der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v_a$  für die jeweilige Temperatur bekannt sein.

- Reduzierung von Schwankungen in der Dämpfungsfunktion und bei der Dispersion: Hierfür muß das Substratmaterial möglichst wenige Fehlstellen aufweisen, insbesondere muß die Oberfläche möglichst gut poliert werden. Die Integrationselektrode muß möglichst fehlerfrei - und mit möglichst konstanter Schichtdicke - aufgebracht werden.

# Literaturverzeichnis

- [1] *Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 1995.
- [2] *Proceedings of the Intelligent Vehicles '95. Symposium*, 1995.
- [3] acam messeletronic gmbh, Haid-und-Neustr. 7, 76131 Karlsruhe. *Das TDC-Kochbuch Version 1.0, Serie für die hochgenaue Zeitdifferenzmessung*, Januar 1998.
- [4] acam messeletronic gmbh, Haid-und-Neustr. 7, 76131 Karlsruhe. *Funktionsbeschreibung TDC-GP1, Serie für die hochgenaue Zeitdifferenzmessung*, Oktober 1998.
- [5] P. Adolphs, P. Leonard, J. Amelung, M. Augustyniak, und A. Bletz. “SAMOS-a flexible simulation program for autonomous mobile systems”. In *Proceedings of an International Conference. Intelligent Autonomous Systems 2*, Seiten: 630–640, 1990.
- [6] H. Akbarally und L. Kleeman. “A sonar sensor for accurate 3D target localisation and classification”. In *Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 3003–3008, 1995.
- [7] M.J. Aldon und L. Le Bris. “Mobile robot localization using a light-stripe sensor”. In *Proceedings of the Intelligent Vehicles '94 Symposium*, Seiten: 255–259, 1994.
- [8] anonym.: “Laser-beam eyes direct beveling torches”. *Welding Design and Fabrication*, Bd. 67, Nr. 9, Seiten: 47–49, Sept. 1994.
- [9] C. Atzeni. “Sensor number minimization in acoustic surface-wave matched filters”. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, Bd. SU-18, Nr. 4, Seiten: 193–201, Oct. 1971.
- [10] H. Lichtenegger B. Hofmann-Wellenhof und J. Collins. *Global Positioning System*. Springer-Verlag, Wien, New York, 1997.

- [11] P. Bachmann. *Handbuch der Satellitenkommunikation, GPS - Global Positioning System, Technik - Geräte - Anwendung*. Motorbuch Verlag, Stuttgart, 1993.
- [12] A. Baier. *Digitale signalangepasste Filter und Korrelatoren zur Detektion von Bandpass-Signalen*. PhD thesis, Universität Kaiserslautern, 1987.
- [13] Seok Won Bang, Wonpil Yu, und Myung Jin Chung. “Sensor-based local homing using Omnidirectional Range and Intensity Sensing System for indoor mobile robot navigation”. In *Proceedings. 1995 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Human Robot Interaction and Cooperative Robots*, Seiten: 542–548, 1995.
- [14] Y. Baudoin und A. Preumont. “From electropneumatical to electrical six-legged robot: optimisation of the sensor-based proprioceptive (kinematical) and exteroceptive (neurological) control”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 134–142, 1994.
- [15] M. Bauer. *Vermessung und Ortung mit Satelliten*. Hermann Wichmann Verlag, Hüthig, Heidelberg, 1997.
- [16] M. Beckerman, J.P. Jones, R.C. Mann, L.A. Farkas, und S.E. Johnston. “Spatial reasoning in the treatment of systematic sensor errors”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 338–349, 1989.
- [17] P. Beckmann und A. Spizzichino. *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*. Pergamon Press, Oxford, London, New York, Paris, 1963.
- [18] F. Benayad-Cherif, J. Maddox, und L. Muller. “Mobile robot navigation sensors”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 378–387, 1993.
- [19] H.R. Beom und H.S. Cho. “Mobile robot localization using a single rotating sonar and two passive cylindrical beacons”. *Robotica*, Bd. 13, Nr. 3, Seiten: 243–252, May-June 1995.
- [20] H.R. Beom und H.S. Cho. “A sensor-based navigation for a mobile robot using fuzzy logic and reinforcement learning”. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Bd. 25, Nr. 3, Seiten: 464–477, March 1995.
- [21] R. Berlin. “Development of a multi-purpose mobile robot for concrete surface processing”. In *Automation and Robotics in Construction XI. Proceedings of the 11th*

- International Symposium on Automation and Robotics in Construction (ISARC)*,  
Seiten: 133–140, 1994.
- [22] K. Berns und R. Dillmann. “A neural network approach for the control of a tracking behavior”. In *91 ICAR. Fifth International Conference on Advanced Robotics. Robots in Unstructured Environments*, Seiten: 500–503, 1991.
- [23] K. Berns, R. Dillmann, und R. Hofstetter. “An application of a backpropagation network for the control of a tracking behavior”. In *Proceedings. 1991 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 2426–2431, 1991.
- [24] K. Berns und R. Hofstetter. “An application of a Backpropagation network for the control of car-tracking”. *Robotersysteme*, Bd. 7, Nr. 1, Seiten: 53–58, March 1991.
- [25] M. Betke und L. Gurvits. “Mobile Robot Localization Using Landmarks”. In *1994 International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS '94), Munich, Germany, 12. - 16. September 1994*, Seiten: 135 – 142.
- [26] S.A. Bezbogov, A.A. Kirilchenko, A.K. Platonov, V.E. Pranicnikov, und V.S. Yaroshevsky. “Path finding problem and information support of mobile robots in uncertainty”. In *Intelligent Autonomous Vehicles 1995. Postprint Volume from the 2nd IFAC Conference*, Seiten: 71–77, 1995.
- [27] K.-E. Biehl und W. Muller-Gronau. “Ultrasonic sensor systems for industrial object detection and object classification”. *Technisches Messen tm*, Bd. 55, Nr. 10, Seiten: 367–376, 1988.
- [28] D. Billep. *Modellierung und Simulation eines mikromechanischen Drehratensensors*. PhD thesis, Technische Universität Chemnitz, 1999.
- [29] G. Blaha und S.R. Gerig. “Accurate navigation of industrial mobile robots”. In *IEEE 1994 Position Location and Navigation Symposium*, Seiten: 581–585, 1994.
- [30] P. Blazevic, S. Delaplace, J.G. Fontaine, und J. Rabbit. “Mobile robot using ultrasonic sensors: study of a degraded mode”. *Robotica*, Bd. 9, Nr. 4, Seiten: 365–370, Oct.-Dec. 1991.
- [31] C.L. Boddy. “A real-time trajectory planner and end-effector collision avoidance control system for a robotic arm”. In *International Conference on Control '91*, Seiten: 69–74, 1991.

- [32] V. D. Bolšakov, F. Deumlich, A. N. Golubev, und V. P. Vasilev. *Elektronische Streckenmessung*. VEB Verlag für Bauwesen, Verlag Nedra, Berlin, Moskau, 1985.
- [33] R. Peter Bonasso, H.J. Antonisse, und M.G. Slack. “A reactive robot system for find and fetch tasks in an outdoor environment”. In *AAAI-92. Proceedings Tenth National Conference on Artificial Intelligence*, Seiten: 801–808, 1992.
- [34] J. Borenstein, H.R. Everett, und L. Feng. *Navigating Mobile Robots, Systems and Techniques*. A K Peters, Wellesley, Massachusetts, USA, 1996.
- [35] J. Borenstein und Y. Koren. “Hierarchical Computer System for Autonomous Vehicle”. In *Proceedings of the 8th Israeli Convention on CAD/CAM and Robotics, Tel Aviv, Israel, 2-4 December 1986*.
- [36] J. Borenstein und Y. Koren. “High-speed obstacle avoidance for mobile robots”. In *Proceedings IEEE International Symposium on Intelligent Control 1988*, Seiten: 382–384, 1989.
- [37] J. Borenstein und Y. Koren. “Real-time obstacle avoidance for fast mobile robots”. In *CAD/CAM Robotics and Factories of the Future. 3rd International Conference (CARS and FOF '88) Proceedings*, Seiten: 144–148, 1989.
- [38] J. Borenstein und Y. Koren. “Histogramic in-motion mapping for mobile robot obstacle avoidance”. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Bd. 7, Nr. 4, Seiten: 535–539, Aug. 1991.
- [39] Vladimir A. Šutilov. *Physik des Ultraschalls: Grundlagen*. Springer-Verlag, Wien, New York, 1984. ISBN 3-211-81798-0.
- [40] M. Briot, J.C. Talou, und G. Bauzil. “The multi-sensors which help a mobile robot find its place”. *Sensor Review*, Bd. 1, Nr. 1, Seiten: 15–19, Jan. 1981.
- [41] I. N. Bronstein und K. A. Semendjajew. *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt/Main, 22 edition, 1985.
- [42] Robert Grover Brown und Patrick Y. C. Hwang. “Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering with Matlab Exercises and Solutions, 3rd Edition”. John Wiley & Sons, Inc. ISBN 0-471-12839-2.
- [43] H. Van Brussel, J. De Schutter, und K.T. Song. “Motion control of free-navigation automatic guided vehicles”. *Journal A*, Bd. 31, Nr. 3, Seiten: 109–115, 1990.

- [44] M. Buchberger, K.-W. Jorg, und E. von Puttkamer. "Laserradar and sonar based world modeling and motion control for fast obstacle avoidance of the autonomous mobile robot MOBOT-IV". In *Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 534–540, 1993.
- [45] H. Bulata und M. Devy. "Perception of a mobile robot for navigation in structured scenes". In *ORIA 94. From Telepresence Towards Virtual Reality*, Seiten: 211–219, 1994.
- [46] "Telefonat mit Bundesamt für Post und Telekommunikation am 17.5.1999".
- [47] V.P. Burhanpurkar. "Design of a low-cost high-performance autonomous robot for nuclear environments". *Transactions of the American Nuclear Society*, Bd. 70, Seiten: 412–413, June 1994.
- [48] V.P. Burhanpurkar. "Real world application of a low-cost high-performance sensor system for autonomous mobile robots". In *IROS '94. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems. Advanced Robotic Systems and the Real World*, Seiten: 1840–1844, 1994.
- [49] B. Burk. *Untersuchung eines Mikrowellensensors zur Ortung fahrerloser Transportsysteme*. PhD thesis, Universität Stuttgart, 1994.
- [50] C. D. Burnside. *Electromagnetic Distance Measurement*. BSP Professional Books, Oxford, London, Edinburgh, Cambridge ( USA ), Carlton ( Australia ), 1991.
- [51] H. Clergeot C. Durieu und F. Monteil. "Localization of a Mobil Robot with Beacons Taking Erroneous Data Into Account". In *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, Scottsdale, AZ, 14-19 May 1989*, Seiten: 1062–1068.
- [52] L. Capineri, A.S. Fiorillo, L. Masotti, und S. Rocchi. "Array of PVDF sensors for ultrasonic imaging in air". In *1994 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings*, Seiten: 487–490, 1994.
- [53] D.C. Carmer und L.M. Peterson. "Laser radar in robotics". In *Proceedings of the IEEE*, Seiten: 299–320, 1996.
- [54] Donald E. Catlin. *Estimation, Control, and the Discrete Kalman Filter (Applied Mathematical Sciences, Vol 71)*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1989. ISBN 038796777X.

- [55] K. W. Cattermole. *Signale und Wellen*. VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim, 1988.
- [56] Y.Y. Cha und D.G. Gweon. "Local path planning of a free ranging mobile robot using the directional weighting method". *Mechatronics*, Bd. 6, Nr. 1, Seiten: 53–80, Feb. 1996.
- [57] C.C. Chang und K.-T. Song. "A neural network predictor for mobile robot navigation among moving obstacles". In *1994 International Symposium on Artificial Neural Networks. ISANN '94. Proceedings*, Seiten: 722–727, 1994.
- [58] M.J. Chantler, D.B. Lindsay, C.S. Reid, und V.J.C. Wright. "Optical and acoustic range sensing for underwater robotics". In *OCEANS 94. Oceans Engineering for Today's Technology and Tomorrow's Preservation. Proceedings*, Seiten: I/205–210, 1994.
- [59] M.J. Chantler, C.S. Reid, und V.J.C. Wright. "Probabilistic sensing for underwater robotics". In *Second Internatinal Conference on 'Intelligent Systems Engineering'*, Seiten: 337–341, 1994.
- [60] L. Charbonnier und O. Strauss. "A suitable polygonal approximation for laser rangefinder data". In *Proceedings of the Intelligent Vehicles '95. Symposium*, Seiten: 118–123, 1995.
- [61] J. Chen und J.M. Van Campenhout. "Ultrasonic perception of mobile robots: a comparison of competition neural network and feedforward neural network techniques for sensor array signal processing". In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 450–461, 1995.
- [62] Jong Hwan Lim; Dong Woo Cho. "Specular reflection probability in the certainty grid representation". *Transactions of the ASME. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Bd. 116, Nr. 3, Seiten: 512–520, Sept. 1994.
- [63] C. Cohen und F. Koss. "A Comprehensive Study of Three Object Triangulation". In *Proceedings of the 1993 SPIE Conference on Mobile Robots, boston, MA, 18-20 Nov. 1992*, Seiten: 95–106.
- [64] A.J. Conneely, A. Flanagan, P.G. Lowe, und T.J. Glynn. "Development of a soldering/inspection workcell for surface mount devices". *Optical Engineering*, Bd. 33, Nr. 12, Seiten: 3963–3968, Dec. 1994.
- [65] J.L. Contreras-Vidal, J.M. Aguilar, J.L. Coronado, und E. Zalama. "Multimodel real-world mapping and navigation system for autonomous mobile robots based on

- neural maps". In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 247–256, 1992.
- [66] L.-M. Correia und P.-O. Frances. "Transmission and isolation of signals in buildings at 60 GHz". *Sixth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC'95. Wireless: Merging onto the Information Superhighway, New York, USA*, Bd. 3, Seiten: 1031–1034, 1995.
- [67] J.L. Crowley. "Dynamic world modeling for an intelligent mobile robot using a rotating ultrasonic ranging device". In *1985 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 128–135, 1984.
- [68] J.L. Crowley. "Navigation for an intelligent mobile robot". *IEEE Journal of Robotics and Automation*, Bd. RA-1, Nr. 1, Seiten: 31–41, March 1985.
- [69] J.L. Crowley und J. Coutaz. "Navigation and modeling for a mobile robot". *Technique et Science Informatiques*, Bd. 5, Nr. 5, Seiten: 391–402, Sept.-Oct. 1986.
- [70] A. Curran und K.J. Kyriakopoulos. "Sensor-based self-localization for wheeled mobile robots". *Journal of Robotic Systems*, Bd. 12, Nr. 3, Seiten: 163–176, March 1995.
- [71] A. Curran und K.J. Kyriakopoulos. "Ultrasonic navigation for a wheeled nonholonomic vehicle". *Journal of Intelligent and Robotic Systems: Theory and Applications*, Bd. 12, Nr. 3, Seiten: 239–258, 1995.
- [72] A. N. Golubev D. Bolšakov, F. Deumlich und V. P. Vasilev. *Elektronische Streckenmessung*. VEB Verlag, Berlin, 1985.
- [73] Datenblatt:. *Lasernavigation für fahrerlose Fahrzeuge*. NDC, Netzler & Dahlgren Co. AB, SE- 42980 Särö, Sweden.
- [74] J.B. Detlefsen, M. Lange, und M. Bockmair. "Polarimetric 94 GHz imaging radar for autonomous vehicles". In *Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry. Proceedings of the NATO Advanced Research Workshop*, Seiten: 1119–1127, 1992.
- [75] P. Dobrinski, G. Krakau, und A. Vogel. *Physik für Ingenieure*. B. G. Teubner, Stuttgart, 1984.
- [76] H. Dodel und W. Schambeck. *Handbuch der Satelliten-Direktempfangstechnik*, volume 6 of *Telekommunikation*. Hüthig Verlag, Heidelberg, 2 edition, 1991.

- [77] L.V. Dominguez und A.A. Colomer. “Combined sensor array and time-frequency processing for transient signal detection”. In *IEEE Sixth SP Workshop on Statistical Signal and Array Processing Conference Proceedings*, Seiten: 280–283, 1992.
- [78] T. D’Orazio, M. Ianigro, E. Stella, F.P. Lovergine, und A. Distante. “Mobile robot navigation by multi-sensory integration”. In *Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 373–379, 1993.
- [79] A.M. Dudar und C.R. Ward E.M Kriikku. “Remote automatic control scheme for plasma arc cutting of contaminated waste”. *Radwaste Magazine*, Bd. 1, Nr. 1, Seiten: 56–62, Jan. 1994.
- [80] C. Durieu, J. Opderbecke, und G. Allegre. “A data fusion application for location of a mobile robot using an odometer and a panoramic laser telemeter”. In *Intelligent Autonomous Systems. IAS-3. Proceedings of the International Conference*, Seiten: 519–531, 1993.
- [81] W.P. Eaton und J.H. Smith. “A CMOS-compatible, surface-micromachined pressure sensor for aqueous ultrasonic application”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 258–265, 1995.
- [82] T. Edlinger. *Hierarchische Steuerung für einen mobilen Roboter zur autonomen Erkundung seiner Einsatzumgebung*. VDI Verlag GmbH, Düsseldorf, 1997.
- [83] M. Engels. *Simulation und Design von passiven IC-Schaltungskomponenten mit mehreren Metallisierungsebenen*. PhD thesis, RWTH Aachen, 1997.
- [84] T. Enoki, H. Yokoyama, Y. Umeda, und T. Otsuji. “Ultrahigh-Speed Integrated Circuits Using InP-Based HEMTs”. *Japanese Journal Applied Phys., Part 1, No. 3B*, Bd. 37, Seiten: 1359 – 1364, March 1998.
- [85] G. Banzil et. al. “A Navigation Subsystem Using Ultrasonic Sensors for the Mobile Robot Hilare”. In *Proceedings of the 1st Conference on Robot Vision and Sensory Control, Stratford/Avon, U.K. 13. April 1981*.
- [86] W. Feiten, U. Wienkop, A. Huster, und G. Lawitzky. “Simulation in the design of an autonomous mobile robot”. In *Cybernetics and Systems ’94. Proceedings of the Twelfth European Meeting on Cybernetics and Systems Research*, Seiten: 1499–1506, 1994.

- [87] V. Felletschin. *Analyse und Steigerung der Genauigkeit bei elektronischen Entfernungsmessungen mit Licht- und Mikrowellen in Testnetz Karlsruhe*. PhD thesis, Universität (TH) Karlsruhe, 1978.
- [88] A.S. Fiorillo, B. Allotta, P. Dario, und R. Francesconi. “An ultrasonic range sensor array for a robotic fingertip”. *Sens. Actuators (Switzerland), Sensors and Actuators*, Bd. 17, Nr. 1-2, Seiten: 103–106, May 1989.
- [89] A.S. Fiorillo, N. Lamberti, und M. Pappalardo. “A piezoelectric range sensor for thickness measurements in refractory materials”. *Sensors and Actuators A (Physical)*, Bd. A37-A38, Seiten: 381–384, June-Aug. 1993.
- [90] G. Fischerauer. *Akustische Oberflächenwellenfilter in Multiwandlertechnik für Mobikfunk-HF-Anwendungen*. PhD thesis, Technische Universität München, 1996.
- [91] B. Fleischmann. *Entwurf höchstfrequenter akustischer Oberflächenwellenfilter*. VDI Verlag, Düsseldorf, 1994.
- [92] J. Forsberg, T. Hogstrom, und A. Wernersson. “Semi-autonomous navigation of mobile robots”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 128–138, 1995.
- [93] J. Forsberg, U. Larsson, P. Ahman, und A. Wernersson. “The Hough transform inside the feedback loop of a mobile robot”. In *Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 791–798, 1993.
- [94] J. Forsberg, U. Larsson, P. Ahman, und A. Wernersson. “Navigation in cluttered rooms using a range measuring laser and the Hough transform”. In *Intelligent Autonomous Systems. IAS-3. Proceedings of the International Conference*, Seiten: 248–257, 1993.
- [95] J. Forsberg, U. Larsson, und A. Wernersson. “Mobile robot navigation using the range-weighted Hough transform”. *IEEE Robotics & Automation Magazine*, Bd. 2, Nr. 1, Seiten: 18–26, March 1995.
- [96] E. Freund und F. Dierks. “Map-based free navigation for autonomous vehicles”. In *Intelligent Autonomous Vehicles 1995. Postprint Volume from the 2nd IFAC Conference*, Seiten: 169–174, 1995.
- [97] T. Fukuda und S. Ishijima. “A method of map generation and guidance control for suspended gondola-rope systems using ultrasonic sensor array”. In *System Modelling and Simulation. Proceedings of the IMACS Symposium*, Seiten: 367–372, 1989.

- [98] B. Galey und P. Hsia. "A survey of robotic sensor technology". In *12th Annual Southeastern Symposium on System Theory*, Seiten: 90–93, 1980.
- [99] B. Galey und P. Hsia. "An assessment of a robotic sensing system". In *IEEE SOUTHEASTCON 1981 Conference Proceedings*, Seiten: 174–177, 1981.
- [100] "Offizielle Internetseite für das europäische Satellitennavigationsprojekt GALILEO: <http://www.galileo-pgm.org>".
- [101] "Internetseite der Firma GARMIN mit aktuellen GPS-Genauigkeitsmessungen: [http://home.t-online.de/home/gartrip/long\\_d.htm](http://home.t-online.de/home/gartrip/long_d.htm)".
- [102] Y. Gat. *Space mapping and navigation for a behavior-based robot*. Universite de Neuchatel, Faculte des Sciences, Neuchatel, CH, 1995.
- [103] G. Geng und G.M. Geary. "Development of a hybrid sensor system for AGVs". In *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, Seiten: 211–214, 1994.
- [104] K. Girach, K. Bouazza-Marouf, D. Kerr, und J.R. Hewit. "Teleoperation of an experimental mobile vehicle via a free space optical laser line of sight communication link for use in nuclear power plant environments". In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 48–59, 1994.
- [105] A. M. J. Goiser. *Handbuch der Spread-Spectrum-Technik*. Springer-Verlag, Wien, New York, 1998.
- [106] J. Gonzalez, A. Ollero, und P. Hurtado. "Local map building for mobile robot autonomous navigation by using a 2D laser range sensor". In *Automatic Control. World Congress 1993. Proceedings of the 12th Triennial World Congress of the International Federation of Automatic Control; Associated Technologies and Recent Developments*, Seiten: 835–838, 1994.
- [107] J. Gonzalez, A. Ollero, und A. Reina. "Map building for a mobile robot equipped with a 2D laser rangefinder". In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 1904–1909, 1994.
- [108] J. Gonzalez, A. Stentz, und A. Ollero. "A mobile robot iconic position estimator using a radial laser scanner". *Journal of Intelligent and Robotic Systems: Theory and Applications*, Bd. 13, Nr. 2, Seiten: 161–179, June 1995.

- [109] B. Gothard, R.L. Spomer, J. Medina, und W. Chun. “Design issues with the SSV platform”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 320–331, 1993.
- [110] C. Gourle und M. Trivedi. “Sensor based obstacle avoidance and mapping for fast mobile robots”. In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 1306–1311, 1994.
- [111] I. Grabec und W. Sachse. “Automatic modeling of physical phenomena: Application to ultrasonic data”. *Journal of Applied Physics*, Bd. 69, Nr. 9, Seiten: 6233–6244, May 1991.
- [112] I. Grabec, W. Sachse, und D. Grabec. “Intelligent processing of ultrasonic signals for process control applications”. *Materials Evaluation*, Bd. 51, Nr. 10, Seiten: 1174–1182, Oct. 1993.
- [113] P.E. Green und K.S. Hall. “The WPI autonomous mobile robot project: a progress report”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 11–18, 1988.
- [114] S. Guerin. “Indoor wideband and narrowband propagation measurements around 60.5 GHz in an empty and furnished room.”. *1996 IEEE 46th Vehicular Technology Conference. Mobile Technology for the Human Race, New York, USA*, Bd. 1, Seiten: 160–164, 1996.
- [115] E. Guglielmelli, V. Genovese, P. Dario, und G. Morana. “Avoiding obstacles by using a proximity US/IR sensitive skin”. In *IROS '93. Proceedings of the 1993 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Intelligent Robots for Flexibilit*, Seiten: 2207–2214, 1993.
- [116] M. Halbach und Y. Baudoin. “Navigation system for autonomous mapper robots”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 2–12, 1993.
- [117] U.D. Hanebeck und G. Schmidt. “A new high performance multisonar system for fast mobile robots”. In *IROS '94. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems. Advanced Robotic Systems and the Real World*, Seiten: 1853–1860, 1994.
- [118] H.F. Harmouth. *Acoustic imaging with electronic circuits*. Academic, London, UK, 1979.

- [119] K. Hartmann und J. Weber. “Multivision system for 3D measurement within camera vision”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 475–487, 1992.
- [120] K. Higuchi, K. Suzuki, H. Tanigawa, T. Horiguchi, und N. Takanashi. “B-mode imaging using Si ultrasonic image sensor”. *Sens. Actuators A, Phys. (Switzerland), Sensors and Actuators A (Physical)*, Bd. A22, Nr. 1-3, Seiten: 683–686, March 1990.
- [121] T. Hogstrom, J. Nygard, J. Forsberg, und A. Wernersson. “Telecommands for remotely operated vehicles”. In *Intelligent Autonomous Vehicles 1995. Postprint Volume from the 2nd IFAC Conference*, Seiten: 375–380, 1995.
- [122] W.D. Holcombe, S.L. Dickerson, J.W. Larsen, und R.A. Bohlander. “Advances in guidance systems for industrial automated guided vehicles”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 288–297, 1989.
- [123] C.L. Holloway, K.C. Allen, und M.G. Laflin. “Analysis of composite walls for short path propagation modeling”. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest, New York, USA*, Bd. 1, Seiten: 526 – 529, 1995.
- [124] P. Holmberg. “Ultrasonic sensor array for position and rotation estimates of planar surfaces”. *Sensors and Actuators A (Physical)*, Bd. A44, Nr. 1, Seiten: 37–43, July 1994.
- [125] G.-I. Holz, J.-L. Bugeau, und M.-A. Priolo. “Packaging and system integration of microwave and digital monolithic IC’s”. *1991 IEEE MTT-S Internat. Microwave Symp. Digest*, Bd. 3, Seiten: 1059–1062, June 10-14 1991.
- [126] G. Honderd, W. Jongkind, und C.H. van Aalst. “Sensor and navigation system for a mobile robot”. In *Intelligent Autonomous Systems. An International Conference*, Seiten: 258–264, 1987.
- [127] Zhu Hongwei, Liu Aiqin, und Zeng Yingsheng. “A sensor system for mobile vehicle auto-guidance”. *High Technology Letters*, Bd. 5, Nr. 2, Seiten: 20–23, Feb. 1995.
- [128] J. Horn und J. Russ. “Localization of a mobile robot by matching 3D-laser-range-images and predicted sensor images”. In *Proceedings of the Intelligent Vehicles '94 Symposium*, Seiten: 345–350, 1994.
- [129] J. Horn und G. Schmidt. “Continuous localization of a mobile robot based on 3D-laser-range-data, predicted sensor images, and dead-reckoning”. *Robotics and Autonomous Systems*, Bd. 14, Nr. 2-3, Seiten: 99–118, May 1995.

- [130] H. Hoyer. “The OMNI wheelchair”. *Service Robot*, Bd. 1, Nr. 1, Seiten: 26–29, 1995.
- [131] F. Huang. “Low loss quasitransversal microwave filters with specified amplitude and phase characteristics”. *IEE Proceedings-H.*, Bd. 140, Nr. 6, Seiten: 433 – 440, December 1993.
- [132] F. Huang. “Novel slow-wave structure for narrow-band quasi-transversal filters”. *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, Bd. 142, Nr. 5, Seiten: 389 – 393, Oct. 1995.
- [133] J.P. Huissoon und D.M. Moziar. “Curved ultrasonic array transducer for AGV applications”. *Ultrasonics*, Bd. 27, Nr. 4, Seiten: 221–225, July 1989.
- [134] B.L. Hutchings, A.R. Grahn, und R.J. Petersen. “Multiple-layer cross-field ultrasonic tactile sensor”. In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 2522–2528, 1994.
- [135] S. Hwang und B.P. Kintigh. “Implementation of an intelligent roving robot using multiple sensors”. In *1994 IEEE International Conference on MFI '94. Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, Seiten: 763–770, 1994.
- [136] Y. Ikegami, T. Fujii, Y. Hoshi, und K. Saiga. “Development of acoustic leak detection/location system for sodium heated steam generators of FBR”. *Ishikawajima-Harima Engineering Review*, Bd. 26, Nr. 1, Seiten: 23–28, Jan. 1986.
- [137] C. Innocenti, G. Mondino, P. Regis, und G. Sandini. “Trajectory planning and real-time control of an autonomous mobile robot equipped with vision and ultrasonic sensors”. In *IROS '94. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems. Advanced Robotic Systems and the Real World*, Seiten: 1861–1866, 1994.
- [138] K. Itoh, Y. Sasaki, und S. Urasaki. “A 40 GHz band monolithic even harmonic mixer with an antiparallel diode pair”. *1991 IEEE MTT-S Internat. Microwave Symp. Digest*, Bd. 2, Seiten: 879 – 882, June 10-14 1991.
- [139] Y. Itoh, Y. Horie, K. Nakahara, N. Yoshida, T. Katoh, und T. Takagi. “A V-band, High Gain, Low Noise, Monolithic PHEMT Amplifier Mounted on a Small Hermetically Sealed Metal Package”. *IEEE Microwave and guided wave letters*, Bd. 5, Nr. 2, Seiten: 48–49, February 1995.
- [140] J. R. James und P.S. Hall. *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus Ltd., London, 1989.

- [141] W. Janssen. *Hohlleiter und Streifenleiter*. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1977.
- [142] Hyoung Jo Jeon und Byung Kook Kim. “A study of world map building for mobile robot with triaural ultrasonic sensor system”. *Journal of the Korean Institute of Telematics and Electronics*, Bd. 32B, Nr. 6, Seiten: 20–28, June 1995.
- [143] Hyoung Jo Jeon und Byung Kook Kim. “A study on world map building for mobile robots with triaural ultrasonic sensor system”. In *Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 2907–2912, 1995.
- [144] Seung Hwan Ji, Min Kee Park, Hyun Tae Kim, Bong Hong, und Ko. “Ultrasonic map generation of a mobile robot using fuzzy measures and neural networks”. *Journal of the Korean Institute of Telematics and Electronics*, Bd. 32B, Nr. 4, Seiten: 32–38, April 1995.
- [145] T. Jülg. *Einfluß der Mehrwegesignalausbreitung auf die Laufzeit- und Phasenmessungen beim Globalen Navigationssystem GPS*. PhD thesis, DLR, 1997.
- [146] A. John. *Spektralbereichsverfahren für die Vollwellensimulation geometrisch komplexer passiver und aktiver integrierter Bauelementen und Schaltungen*. PhD thesis, RWTH Aachen, 1996.
- [147] C.M. Johnson und J.O. Gray. “Hierarchical path-planning for a mobile robot”. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Bd. 7, Nr. 2, Seiten: 137–149, April 1994.
- [148] J.P. Jones, O.H. Dorum, C.S. Andersen, S.B. Jacobsen, M.S. Jensen, N.O.S. Kirkeby, S. Kristensen, C.B. Madsen, H.M. Nielsen, E. Sorensen, J.J. Sorensen, und H.I. Christensen. “Experiments in mobile robot navigation and range imaging”. In *Proceedings of the 8th Scandinavian Conference on Image Analysis*, Seiten: 371–387, 1993.
- [149] K.-W. Jorg. “World modeling for an autonomous mobile robot using heterogenous sensor information”. *Robotics and Autonomous Systems*, Bd. 14, Nr. 2-3, Seiten: 159–170, May 1995.
- [150] Joachim Jotzo. “Technischer Bericht: Berechnungsverfahren für die Navigation eines mobilen Roboters mit aktiven optischen Sensoren”, Oktober 1997.
- [151] Joachim Jotzo. “Technischer Bericht: Aktueller Stand der Arbeiten für die Navigation eines mobilen Roboters mit aktiven optischen Sensoren”, April 1999.

- [152] Joachim Jotzo. “Technischer Bericht: Konzept für eine Positionsbestimmung mit aktiven Mikrowellensensoren unter teilweiser Anwendung der bei der globalen Satellitennavigation verwendeten Methoden”, September 1999.
- [153] Joachim Jotzo. “Technischer Bericht: Positionsbestimmung von bewegten Objekten mit einem optischen Gitternetz”, Juli 2000.
- [154] Joachim Jotzo. “Technischer Bericht: Messungen zur Positionsbestimmung von mobilen Fahrzeugen bei ausschließlicher Verwendung von Radsensoren”, September 2001.
- [155] F.J. Bogacki Jr. “A Lamb wave electrostatic voltage sensor”. In *IEEE 1989 Ultrasonics Symposium Proceedings*, Seiten: 647–651, 19.
- [156] K. Jungk. “GPS-Antennen”. *Funkschau*, Bd. 6, Seiten: 48–51, Juni 1997.
- [157] H. Kahmen. *Elektronische Meßverfahren in der Geodäsie*. Herbert Wichmann Verlag, Karlsruhe, 1978.
- [158] T. Kailath. *Lectures on Wiener and Kalman Filtering (CISM International Centre for Mechanical Sciences. Courses and Lectures NR 140)*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 2nd printing edition, September 1988. ISBN 321181664X.
- [159] A. Kajiwara. “Line-of-Sight Indoor Radio Communication Using Circular Polarized Waves”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 44, Nr. 3, Seiten: 487 – 493, August 1995.
- [160] W. N. Kaliardos. “Sensors for autonomous navigation and hazard avoidance on a planetary micro-rover”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 59–68, 1994.
- [161] G.W.C. Kaye und T.H. Laby. *Tables of Physical and Chemical Constants*. Longmann, London, New York, 1986.
- [162] S.B. Kim, E.H. Lee, B.S. Kim, S.H. Kim, H.K. Min, und S.H. Hong. “A study on the recognition method of the stair size for the climbing mobile robot”. *Journal of the Korean Institute of Telematics and Electronics*, Bd. 32B, Nr. 10, Seiten: 23–33, Oct. 1995.
- [163] Y.H. Kim. “Localization of a mobile robot using a laser range finder in a hierarchical navigation system”. In *Proceedings IEEE Southeastcon '93*, Seite: 4 p., 1993.

- [164] Yoo Seok Kim und Jang Gyu Lee. “Robust adaptive control of an autonomous mobile robot”. In *ICARCV '92. Second International Conference on Automation, Robotics and Computer Vision*, Seiten: INV-1.7/1-5, 1992.
- [165] Y.S. Kim, L.H. Hwang, J.G. Lee, und H. Chun. “Spatial learning of an autonomous mobile robot using model-based approach”. In *Intelligent Autonomous Vehicles 1995. Postprint Volume from the 2nd IFAC Conference*, Seiten: 235-240, 1995.
- [166] K. Kimoto und S. Yuta. “Autonomous mobile robot simulator - a programming tool for sensor-based behavior”. *Autonomous Robots*, Bd. 1, Nr. 2, Seiten: 131-148, 1995.
- [167] N. Kimura. “Disaster-preventing robot at petroleum production facilities”. In *91 ICAR. Fifth International Conference on Advanced Robotics. Robots in Unstructured Environments*, Seiten: 309-314, 1991.
- [168] L. Kleeman und R. Kuc. “An optimal sonar array for target localization and classification”. In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 3130-3135, 1994.
- [169] L. Kleeman und R. Kuc. “Mobile robot sonar for target localization and classification”. *International Journal of Robotics Research*, Bd. 14, Nr. 4, Seiten: 295-318, Aug. 1995.
- [170] J. Ko, W. Kim, und M. Chung. “A method of ultrasonic sensor data integration for floorplan recognition”. In *Proceedings. IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Seiten: 346-351, 1993.
- [171] K. Komoriya, K. Tani, N. Shirai, und E. Oyama. “Autonomous control of a mobile robot using environment information”. *Journal of Mechanical Engineering Laboratory*, Bd. 46, Nr. 2, Seiten: 186-210, March 1992.
- [172] L. Korba, S. Elgazzar, und T. Welch. “Active infrared sensors for robotics”. In *Conference Record IMTC/93*, Seiten: 589-594, 1993.
- [173] L. Korba, S. Elgazzar, und T. Welch. “Active infrared sensors for mobile robots”. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Bd. 43, Nr. 2, Seiten: 283-287, April 1994.
- [174] G. Käs und P. Pauli. *Mikrowellentechnik*. Franzis-Verlag, München, 1991.

- [175] H. Kuchling. *Taschenbuch der Physik*. Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt/Main, 1988.
- [176] R. Kurz. *Untersuchungen zur Mehrwegeausbreitung und Orientierungsbestimmung bei GPS*. PhD thesis, Institut für Navigation der Universität Stuttgart, 1994.
- [177] I. Kweon, Y. Kuno, M. Watanabe, und K. Onoguchi. “Behavior-based mobile robot using active sensor fusion”. In *Proceedings. 1992 IEEE International Conference on Robotics And Automation*, Seiten: 1675–1682, 1992.
- [178] P.-M. Lane, L.-R. Watkins, und J.-J. O-Reilly. “Distributed microwave filter realisation providing close to optimum performance for multigigabit optical communications.”. *IEE Proceedings Part J (Optoelectronics)*, Bd. 139, Nr. 4, Seiten: 280–287, 1992.
- [179] S. Lang, L. Korba, F. Blais, und M. Lecavalier. “Characterization and testing of the BIRIS range sensor”. In *Conference Record IMTC/93*, Seiten: 459–464, 1993.
- [180] K. Lange und K.-H. Löcherer. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik - Studienausgabe*, volume 4. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1986.
- [181] K. Lange und K.-H. Löcherer. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik - Studienausgabe, Grundlagen*, volume 1. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1986.
- [182] M. Lange und J. Detlefsen. “94 GHz 3D-imaging radar for sensor-based locomotion”. In *IEEE 1989 MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Seiten: 1091–1094, 1989.
- [183] M. Lange und J. Detlefsen. “94 GHz three-dimensional imaging radar sensor for autonomous vehicles”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 39, Nr. 5, Seiten: 819–827, May 1991.
- [184] H. Laqua. *Berührungslose Geschwindigkeitsmessung von Straßen- und Schienenfahrzeugen mit Mikrowellensensoren*. VDI-Verlag, Düsseldorf, 1976.
- [185] U. Larsson, J. Forsberg, und A. Wernersson. “On robot navigation using identical landmarks: integrating measurements from a time-of-flight laser”. In *1994 IEEE International Conference on MFI '94. Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, Seiten: 17–26, 1994.

- [186] U. Larsson, C. Zell, K. Hyypä, und A. Wernersson. “Navigating an articulated vehicle and reversing with a trailer”. In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 2398–2404, 1994.
- [187] LASER COMPONENTS GmbH, Werner-von-Siemens-Str. 15, 82140 Olching. *FLEXPOINT Laserdiodenmodule 635 nm - 905 nm und Zubehör*, 2000.
- [188] G. Lawitzky, W. Feiten, und M. Moller. “Sonar sensing for low-cost indoor mobility”. *Robotics and Autonomous Systems*, Bd. 14, Nr. 2-3, Seiten: 149–157, May 1995.
- [189] Keeseong Lee. “3-D object recognition and restoration using an ultrasound sensor array”. *Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Bd. 44, Nr. 5, Seiten: 671–677, April 1995.
- [190] J. J. Leonard und H. F. Durrant-Whyte. *Directed Sonar Sensing for Mobile Robot Navigation*. Kluwer Academic Publishers, Boston, London, Dordrecht, 1992.
- [191] P. Lepinay, R. Zapata, und B. Jouvencel. “Sensor-based control of the reactive behaviors of walking machines”. In *Proceedings of the IECON '93. International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, Seiten: 1583–1587a, 1993.
- [192] Hong Mun Li und L. Kleeman. “A low sample rate 3D sonar sensor for mobile robots”. In *Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 3015–3020, 1995.
- [193] Lijun Li, Yingzhou Wang, und Ke Gong. “Measurements of building construction materials at the Ka-band.”. *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering, Conference: Millimeter and Submillimeter Waves IV, San Diego, CA, USA, 20. - 23.07.1998*, Bd. 3465, Seiten: 449 – 452, 1998.
- [194] Wei Li. “Fuzzy-logic-based reactive behavior control of an autonomous mobile system in unknown environments”. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Bd. 7, Nr. 5, Seiten: 521–531, Oct. 1994.
- [195] Wei Li. “Fuzzy logic based robot navigation in uncertain environments by multisensor integration”. In *1994 IEEE International Conference on MFI '94. Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, Seiten: 259–264, 1994.

- [196] Wei Li. “A hybrid neuro-fuzzy system for sensor based robot navigation in unknown environments”. In *Proceedings of the 1995 American Control Conference*, Seiten: 2749–2753, 1995.
- [197] Xiao-Di Li. “Real time 3-D scene analysis by fast features detection”. In *Proceedings. 1995 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Human Robot Interaction and Cooperative Robots*, Seiten: 380–385, 1995.
- [198] W.C. Lin und H.R. Tsui. “On dual ultrasound sensor technique for unmanned vehicles”. *Automation in Construction*, Bd. 1, Nr. 2, Seiten: 153–165, Sept. 1992.
- [199] H. D. Lüke. *Korrelationssignale*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1992.
- [200] Otmar Loffeld. *Estimationstheorie, Band 2, Anwendungen, Kalman-Filter*. Oldenbourg, München, 1990.
- [201] A. Lohrmann, R. Cabrera, G. Gelfenbaum, und J. Haines. “Direct measurements of Reynolds stress with an acoustic Doppler velocimeter”. In *Proceedings of the IEEE Fifth Working Conference on Current Measurement*, Seiten: 205–210, 1995.
- [202] W.-G. Lyons, R.-S. Withers, J.-M. Hamm, A.-C. Anderson, D.-E. Oates, und P.-M. Mankiewich u.a. “High-temperature superconductive delay lines and filters”. In *Superconductivity and its Applications, Fifth Annual Conference, Buffalo, USA, September 24-26, 1991*, volume 251 of *AIP Conference Proceedings*, Seiten: 639–658, 1992.
- [203] W.-G. Lyons, R.-S. Withers, J.-M. Hamm, A.-C. Anderson, und P.-M. Mankiewich u.a. “High-temperature superconductive passive microwave devices”. *1991 IEEE MTT-S Internat. Microwave Symp. Digest*, Bd. 3, Seiten: 1227 – 1230, June 10-14 1991.
- [204] “Gespräch und Gesprächsprotokoll mit Marcus Maier vom Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Stuttgart am 24.8.1999”.
- [205] “Gespräch und Gesprächsprotokoll mit Marcus Maier vom Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Stuttgart am 11.10.1999”.
- [206] T. Manabe, K. Sato, H. Masuzawa, K. Taira, T. Ihara, Y. Kasashima, und K. Yamaki. “Polarization dependence of multipath propagation and high-speed transmission characteristics of indoor millimeter-wave channel at 60 GHz”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Bd. 44, Nr. 2, Seiten: 268 – 274, May 1995.

- [207] T. Manabe, K. Taira, K. Sato, T. Ihara, Y. Kasashima, und K. Yamaki. "Multipath measurement at 60 GHz for indoor wireless communication systems". *VTC 1994. Creating Tomorrow's Mobile Systems'. 1994 IEEE 44th Vehicular Technology Conference, New York, USA Conference: Stockholm, Sweden, 8-10 June 1994*, Bd. 2, Seiten: 905 – 909, 1994.
- [208] K. Maruhashi, M. Funabashi, T. Inoue, M. Madihian, und M. Kuzuhara. "A 60GHz-band low noise HJFET amplifier module for wireless LAN applications". *1996 IEEE MTT-S Internat. Microwave Symp. Digest*, Bd. 1, Seiten: 13–16, June 17-21 1996.
- [209] L. Matthies und P. Grandjean. "Stochastic performance modeling and evaluation of obstacle detectability with imaging range sensors". In *Proceedings. 1993 IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, Seiten: 657–658, 1993.
- [210] L. Matthies und P. Grandjean. "Stochastic performance, modeling and evaluation of obstacle detectability with imaging range sensors". *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Bd. 10, Nr. 6, Seiten: 783–792, Dec. 1994.
- [211] M. Mazo, F.J. Rodriguez, J.L. Lazaro, J. Urena, J.C. Garcia, E. Santiso, P. Revenga, und J.J. Garcia. "Electronic control for a wheel-chair guided by oral commands and ultrasonic and infrared sensors". In *Artificial Intelligence in Real Time Control 1994*, Seiten: 249–254, 1994.
- [212] M. Mazo, F.J. Rodriguez, J.L. Lazaro, J. Urena, J.C. Garcia, E. Santiso, P. Revenga, und J.J. Garcia. "Wheelchair for physically disabled people with voice, ultrasonic and infrared sensor control". *Autonomous Robots*, Bd. 2, Nr. 3, Seiten: 203–224, 1995.
- [213] C. McGillem und T. Rappaport. "Infra-Red Location System for Navigation of Autonomous Vehicles". In *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, Philadelphia, PA, 24-29 April 1988*, Seiten: 1236–1238.
- [214] P.J. McKerrow. "Echolocation - from range to outline segments". *Robotics and Autonomous Systems*, Bd. 11, Nr. 3-4, Seiten: 205–211, Dec. 1993.
- [215] P.J. McKerrow. "Robot perception with ultrasonic sensors using data fusion". In *1995 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics. Intelligent Systems for the 21st Century*, Seiten: 1380–1385, 1995.

- [216] J.D. Meindl, J.D. Plummer, und M.G. Maginness. "A monolithic ultrasonic image sensor". In *Proceedings of the 26th Annual Conference on Engineering in Medicine and Biology*, Seite: 258, 1973.
- [217] T. Miyazaki, N. Oono, K. Miyawaki, und K. Sunayama. "Plasma arc welding robot for TGZ-LNG membrane sheets". *Hitachi Zosen Technical Review*, Bd. 55, Nr. 4, Seiten: 22–29, Jan. 1995.
- [218] M.-E. Mokari und M. Rubin. "Design and realization of transversal microwave bandpass filters.". *1990 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1-3 May 1990*, Bd. 2, Seiten: 1513–1516, 1990.
- [219] H. Mori, H. Ishiguro, S. Kotani, S. Yasutomi, und Y. Chino. "A mobile robot strategy applied to Harunobu-4". In *9th International Conference on Pattern Recognition*, Seiten: 525–530, 1988.
- [220] S. Mouchaud, H. Merguen, und B. Lemaire. "A self adapting low cost sonair for use on mobile robots". *Sensor Review*, Bd. 1, Nr. 4, Seiten: 180–183, Oct 1981.
- [221] Michael Mrosik. *Theorie und Realisation eines inkohärenten FMCW-Laser-Distanzsensors*. Shaker Verlag, Aachen, Februar 1996. ISBN 3826511980.
- [222] P. Munro, R.P. Hill, und J.W. Hunt. "The development of improved ultrasound heaters suitable for superficial tissue heating". *Medical Physics*, Bd. 9, Nr. 6, Seiten: 888–897, Nov.-Dec. 1982.
- [223] R.R. Murphy. "Action-oriented sensor fusion for telesystems". In *NTC-92. National Telesystems Conference*, Seiten: 10,11–14, 1992.
- [224] R.R. Murphy. "An artificial intelligence approach to the 1994 AUVS Unmanned Ground Robotics Competition". In *1995 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics. Intelligent Systems for the 21st Century*, Seiten: 1723–1728, 1995.
- [225] R. Mäusl. *Digitale Modulationsverfahren*, volume 2 of *Telekommunikation*. Hüthig-Verlag, Heidelberg, 6 edition, 1988.
- [226] Y. Nagashima, A. Ohya, und S. Yuta. "Ultrasonic sensor for mobile robot to measure the normal direction of walls". *Journal of the Acoustical Society of Japan*, Bd. 51, Nr. 1, Seiten: 39–42, 1995.

- [227] D. Nührmann. *Das große Werkbuch Elektronik*, volume 1. Franzis-Verlag, Poing, 1994.
- [228] Yang Ni, F. Devos, F. Lavanne, und A. Lebegue. “An analog spot position coding retina for active obstacle detection”. In *(1993) Proceedings The European Conference on Design Automation with the European Event in ASIC Design*, Seiten: 244–248, 1993.
- [229] S.B. Nickerson, M. Jenkin, E. Milios, B. Down, P. Jasiobedzki, A. Jepson, D. Terzopoulos, J. Tsotsos, D. Wilkes, N. Bains, und K. Tran. “ARK: autonomous navigation of a mobile robot in a known environment”. In *Intelligent Autonomous Systems. IAS-3. Proceedings of the International Conference*, Seiten: 288–296, 1993.
- [230] G. Nimtz. *Mikrowellen : Einführung in Theorie und Anwendung*. BI-Wissenschaftsverlag, Mannheim, Wien Zürich, 1990.
- [231] T. Nishizawa, A. Ohya, und S. Yuta. “An implementation of on-board position estimation for a mobile robot-EKF based odometry and laser reflector landmarks detection”. In *Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 395–400, 1995.
- [232] S. Nissila und J. Kostamovaara. “On the use of optical fibres in a pulsed time-of-flight laser rangefinder”. *Robotica*, Bd. 13, Nr. 1, Seiten: 45–53, Jan.-Feb. 1995.
- [233] H. Noborio, K. Kondo, und A. Noda. “A good extension method of free space in an uncertain 2D workspace by using an ultrasonic sensor”. In *Proceedings. IROS '90. IEEE International Workshop on Intelligent Robots and Systems '90. Towards a New Frontier of Applications*, Seiten: 665–671, 1990.
- [234] P.D. Normoyle und J.P. Huissoon. “An ultrasonic vision system for use on mobile robots and automated guided vehicles”. *UK Research in Advanced Manufacture*, Bd. , Nr. 172, Seiten: 55–60, Dec. 1986.
- [235] K. Ohtani, M. Okuyama, und Y. Hamakawa. “PbTiO<sub>3</sub>/thin film ultrasonic micro-sensor fabricated on Si wafer”. *Japanese Journal of Applied Physics, Supplement*, Bd. 23, Nr. suppl.23-1, Seiten: 133–135, 1984.
- [236] A. Ohya, Y. Nagashima, und S.-I. Yuta. “Exploring unknown environment and map construction using ultrasonic sensing of normal direction of walls”. In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 485–492, 1994.

- [237] A. Ohya, E. Shoji, und S. Yuta. “3-D range sensor using fiber grating for recognition of autonomous mobile robot’s passage space”. In *IROS '94. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems. Advanced Robotic Systems and the Real World*, Seiten: 1759–1763, 1994.
- [238] O. Ostwald. *Mikrowellen-Entfernungsmessung mit räumlicher Filterung*. PhD thesis, Ruhr-Universität Bochum, 1982.
- [239] S. Padin, T.-S. Clark, M.-S. Ewing R.-P. Finch, R.-P. Lawrence, J. Navarro, S.-L. Scott, N.-Z. Scoville, C. Seelinger, und T.-V. Seling. “A High-Speed Digital Correlator for Radio Astronomy”. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*, Bd. 42, Nr. 4, Seiten: 793 – 798, August 1993.
- [240] Yoh-Han Pao, A. El-Sherbini, und V.C. Chen. “ARMA processing for ultrasonic reconstructive imaging”. In *1982 Ultrasonics Symposium Proceedings*, Seiten: 691–695, 1982.
- [241] Min Kee Park und Mignon Park. “Obstacle recognition using the vision and ultrasonic sensor in a mobile robot”. *Journal of the Korean Institute of Telematics and Electronics*, Bd. 32B, Nr. 9, Seiten: 18–25, Sept. 1995.
- [242] O. Patrouix und C. Novales. “Local navigation with local map building for a fast mobile robot: SNAKE II”. In *Proceedings of the Intelligent Vehicles '94 Symposium*, Seiten: 492–497, 1994.
- [243] N. Pears und P. Probert. “An optical range sensor for mobile robot guidance”. In *Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 659–664, 1993.
- [244] E. Pehl. *Mikrowellentechnik, Band 2, Mikrowellenantennen, Mikrowellenröhren, Mikrowellenhalbleiter und Halbleiterschaltungen*. Hüthig Verlag, Heidelberg, 2 edition, 1989.
- [245] H. Peremans. “A maximum likelihood algorithm for solving the correspondence problem in tri-aural perception”. In *1994 IEEE International Conference on MFI '94. Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, Seiten: 485–492, 1994.
- [246] H. Peremans, K. Audenaert, und J.M. Van Campenhout. “A high-resolution sensor based on tri-aural perception”. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Bd. 9, Nr. 1, Seiten: 36–48, Feb. 1993.

- [247] H. Peremans und J. Van Campenhout. “Merging ultrasonic sensor readings into a consistent environment model”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 277–284, 1990.
- [248] H. Peremans und J. Van Campenhout. “Object recognition by tri-aural perception on a mobile robot”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 428–438, 1993.
- [249] H. Peremans und J. Van Campenhout. “Tri-aural perception on a mobile robot”. In *Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 265–270, 1993.
- [250] H. Peremans und J. Chen. “Tri-aural perception: a comparison of neural network and maximum likelihood algorithms to solve the correspondence problem”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 97–107, 1994.
- [251] M. Piasecki. “Global localization for mobile robots by multiple hypothesis tracking”. *Robotics and Autonomous Systems*, Bd. 16, Nr. 1, Seiten: 93–104, Nov. 1995.
- [252] J. Pierre, M. Jacobson, und M. Kaveh. “A laboratory testbed for sensor array processing experiments”. In *Proceedings of the 32nd Midwest Symposium Circuits and Systems*, Seiten: 578–581, 1989.
- [253] J. Pierre und M. Kaveh. “Direction-finding using a laboratory experimental array testbed”. In *Fifth ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling*, Seiten: 114–118, 1990.
- [254] J. Pierre und M. Kaveh. “Experimental performance of calibration and direction-finding algorithms”. In *ICASSP 91. 1991 International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Seiten: 1365–1368, 1991.
- [255] J.W. Pierre und M. Kaveh. “Experimental evaluation of high-resolution direction-finding algorithms using a calibrated sensor array testbed”. *Digital Signal Processing*, Bd. 5, Nr. 4, Seiten: 243–254, Oct. 1995.
- [256] S. Pomeroy, H. Dixon, M. Wybrow, und J.A. Knight. “Ultrasonic sensor development for robot”. In *SENSORS '85 Conference*, Seiten: 1–10, 1985.
- [257] D. M. Pozar und D.H. Schaubert. *Microstrip Antennas, The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. IEEE Press, New York, 1990.

- [258] A. Prakashan, S. Samuel, J. Shankar, und M. Vishal. "Autonomous mobile platform". In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 414–425, 1993.
- [259] S. Premvuti und Jing Wang. "Relative position localizing system for multiple autonomous mobile robots in distributed robotic system - system design and simulation". In *Intelligent Autonomous Systems. IAS-4. Proceedings of the International Conference*, Seiten: 296–301, 1995.
- [260] N. Preucil und P. Stepan. "An intelligent self-guided vehicle for CIM systems". In *Database and Expert Systems Applications. 6th International Conference, DEXA Proceedings*, Seiten: 632–641, 1995.
- [261] G. Pritschow, M. Dalacker, und B. Gaenssle. "High tech at the job site: a mobile bricklaying robot for automated construction of masonry". In *Intelligent Autonomous Systems. IAS-4. Proceedings of the International Conference*, Seiten: 621–626, 1995.
- [262] J. Racz und A. Dubrawski. "Artificial neural network for mobile robot topological localization". *Robotics and Autonomous Systems*, Bd. 16, Nr. 1, Seiten: 73–80, Nov. 1995.
- [263] A. Ramos, F.R. Montero de Espinosa, P.T. Sanz, und J.M. Torregrosa. "A 5 MHz high-voltage demultiplexed ultrasonic array system for rapid-scan testing of advanced materials". *Sensors and Actuators A (Physical)*, Bd. A37-A38, Seiten: 385–390, June-Aug. 1993.
- [264] J. M. Rüeger. *Electronic Distance Measurement*. Springer, Berlin, Heidelberg, New York, London, Paris, Tokyo, Hong Kong, 1990.
- [265] M. Ricotti, A. Barili, und M. Ceresa. "Obstacle avoidance using a line laser". In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 164–177, 1994.
- [266] "Hersteller von Substraten für Patchantennen: Firma Rogers, Lieferant: Mauritz GmbH & Co., Postfach 104306, Hamburg".
- [267] "Email von Clemens Ruppel, Siemens AG: Hochgeschwindigkeitskorrelation mit SAW-Komponenten vom 07.09.1999".

- [268] A.M. Sabatini. “Ultrasound-based active hearing techniques for tracking and identification of objects”. In *Proceedings of the 1992 IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Seiten: 48–53, 1992.
- [269] A.M. Sabatini. “Statistical estimation algorithms for ultrasonic detection of surface features”. In *IROS '94. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems. Advanced Robotic Systems and the Real World*, Seiten: 1845–1852, 1994.
- [270] A.M. Sabatini. “A statistical estimation method for segmentation of sonar range data”. *Autonomous Robots*, Bd. 1, Nr. 2, Seiten: 167–178, 1995.
- [271] A.M. Sabatini und O. Di Benedetto. “Towards a robust methodology for mobile robot localisation using sonar”. In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 3142–3147, 1994.
- [272] A.M. Sabatini, V. Genovese, E. Guglielmelli, A. Mantuano, G. Ratti, und P. Dario. “A low-cost, composite sensor array combining ultrasonic and infrared proximity sensors”. In *Proceedings. 1995 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Human Robot Interaction and Cooperative Robots*, Seiten: 120–126, 1995.
- [273] H. Saito, H. Sugiura, und S. Yuta. “Development of autonomous dump trucks system (HIVACS) in heavy construction sites”. In *Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 2524–2529, 1995.
- [274] G. Sandini, G. Lucarini, und M. Varoli. “Gradient driven self-organizing systems”. In *IROS '93. Proceedings of the 1993 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Intelligent Robots for Flexibility*, Seiten: 429–432, 1993.
- [275] V. Santos, J.G.M. Goncalves, und F. Vaz. “Perception maps for the local navigation of a mobile robot: a neural network approach”. In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 2193–2198, 1994.
- [276] K. Sato, H. Kozima, H. Masuzawa, T. Manabe, T. Ihara, Y. Kasashima, und K. Yamaki. “Measurements of reflection characteristics and refractive indices of interior construction materials in millimeter-wave bands.”. *1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference. Countdown to the Wireless Twenty-First Century, New York, USA*, Bd. 1, Seiten: 449–453, 1995.

- [277] K. Sato, T. Manabe, T. Ihara, H. Saito, S. Ito, T. Tailaka, K. Sugai, N. Ohmi, Y. Murakami, M. Shibayama, Y. Konishi, und T. Kimura. “Measurements of reflection and transmission characteristics of interior structures of office building in the 60 GHz band.”. *Seventh IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. PIMRC'96, New York, USA*, Bd. 3, Seiten: 14–18, 1996.
- [278] K. Sauermann. *GPS-Verfahren für den Nahbereich mit kurzen Beobachtungszeiten in Vermessung und Ortung*. PhD thesis, Technische Hochschule Darmstadt, FB 12, Vermessungswesen, 1993.
- [279] P. Schelbert. *Signalangepasste Filter in Oberflächenwellentechnik*. PhD thesis, ETH Zürich, 1993.
- [280] H. Schempf. “Neptune: above-ground storage tank inspection robot system”. In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 1403–1408, 1994.
- [281] H. Schempf, B. Chemel, und N. Everett. “Neptune: above-ground storage tank inspection robot system”. *IEEE Robotics & Automation Magazine*, Bd. 2, Nr. 2, Seiten: 9–15, June 1995.
- [282] B. Schiele und J.L. Crowley. “A comparison of position estimation techniques using occupancy grids”. *Robotics and Autonomous Systems*, Bd. 12, Nr. 3-4, Seiten: 163–171, April 1994.
- [283] B. Schiele und J.L. Crowley. “A comparison of position estimation techniques using occupancy grids”. In *Proceedings 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seiten: 1628–1634, 1994.
- [284] H.I. Schlager und J.S. Duffy. “Piezoelectric polymer composite arrays for ultrasonic medical imaging applications”. *Sensors and Actuators A (Physical)*, Bd. A44, Nr. 2, Seiten: 111–117, Aug. 1994.
- [285] G. Schmidt. “Contributions of a microwave radar sensor to a multisensor system used for autonomous vehicles”. In *Information Processing in Autonomous Mobile Robots. Proceedings of the International Workshop*, Seiten: 93–101, 1991.
- [286] G. Schmidt. “Hierarchical control of free-navigation AGVs”. In *Information Processing in Autonomous Mobile Robots. Proceedings of the International Workshop*, Seiten: 105–119, 1991.

- [287] G. Schmidt. “Temporal integration of multiple sensor observations for dynamic world modeling: a multiple hypothesis approach”. In *Information Processing in Autonomous Mobile Robots. Proceedings of the International Workshop*, Seiten: 23–34, 1991.
- [288] A.A. Schoenberg, D.M. Sullivan C.D. Baker, H.E. Booth, und C. Galway. “Ultrasonic PVF/sub 2/ transducers for sensing tactile force”. *Ferroelectrics (UK)*, Bd. 60, Nr. 1-4, Seiten: 239–250, Oct. 1984.
- [289] G. Seeber. *Satellitengeodäsie*. Walter de Gruyter & Co., Berlin, New York, 1988.
- [290] U.K. Sharma und L.S. McTamaney. “Real time system architecture for a mobile robot”. In *Proc. SPIE - Int. Soc. Opt. Eng. (USA), Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 25–31, 1988.
- [291] K.A. Shaw und I. Kaufman. “Analysis and design of a surface-wave-scanned optical sensor array”. *IEEE Trans. Sonics Ultrason. (USA), IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, Bd. SU-22, Nr. 3, Seiten: 175–189, May 1975.
- [292] R. Simons. *Ein Beitrag zum Einsatz angezapfter Verzögerungsleitungen für akustische Oberflächenwellen als angepasste Filter für Spread-Spectrum-Signale*. PhD thesis, Universität Kaiserslautern, 1981.
- [293] P.D. Smith, D.R. Bull, und C. Wykes. “Target classification with artificial neural networks using ultrasonic phased arrays”. In *Applications of Artificial Intelligence in Engineering VIII. Eighth International Conference*, Seiten: 787–800, 1993.
- [294] K.-T. Song und C.C. Chang. “Ultrasonic sensor data fusion for environment recognition”. In *IROS '93. Proceedings of the 1993 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Intelligent Robots for Flexibility*, Seiten: 384–390, 1993.
- [295] Kai-Tai Song und Liang-Hwang Sheen. “Fuzzy-neuro control design for obstacle avoidance of a mobile robot”. In *Proceedings of 1995 IEEE International Conference on Fuzzy Systems. The International Joint Conference of the Fourth IEEE International Conference on Fuzzy Systems and The Second International Fuzzy Engineering Symposium*, Seiten: 71–76, 1995.
- [296] Kai-Tai Song und Jen-Chau Tai. “Application of virtual concepts and fuzzy control for mobile robot navigation”. In *Proceedings of the National Science Council, Republic of China, Part A (Physical Science and Engineering)*, Seiten: 400–411, 1994.

- [297] Kai-Tai Song und Wen-Hui Tang. “Environment recognition for a mobile robot using double ultrasonic sensors and a CCD camera”. In *Proceedings of 1994 IEEE International Conference on MFI 94. Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems*, Seiten: 715–722, 1994.
- [298] K.T. Song, J. De Schutter, und H. Van Brussel. “Design and implementation of a path-following controller for an autonomous mobile robot”. In *Proceedings of an International Conference. Intelligent Autonomous Systems 2*, Seiten: 253–263, 1990.
- [299] Horst Stöcker. *Taschenbuch der Physik*. Verlag Harry Deutsch, Frankfurt am Main, 1994. ISBN 3-8171-1358-7.
- [300] E. Stella, F. Musio, L. Vasanelli, und A. Distanto. “Goal-oriented mobile robot navigation using an odour sensor”. In *Proceedings of the Intelligent Vehicles '95. Symposium*, Seiten: 147–151, 1995.
- [301] A. Stentz und M. Hebert. “A complete navigation system for goal acquisition in unknown environments”. *Autonomous Robots*, Bd. 2, Nr. 2, Seiten: 127–145, 1995.
- [302] A. Stentz und M. Hebert. “A complete navigation system for goal acquisition in unknown environments”. In *Proceedings. 1995 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Human Robot Interaction and Cooperative Robots*, Seiten: 425–432, 1995.
- [303] J. Strobel. *GPS Global Positioning System*. Franzis Verlag, Poing, 1995.
- [304] D.M. Sullivan, A.A. Schoenberg, C.D. Baker, und H.E. Booth. “Dynamic distance and tactile force measurement using ultrasonic PVF/sub 2/ transducers”. In *IEEE 1984 Ultrasonics Symposium Proceedings*, Seiten: 460–464, 1984.
- [305] J. Suomela, J. Kuusela, und A. Halme. “Millimeter wave radar for close terrain mapping of an intelligent autonomous vehicle”. In *Intelligent Autonomous Vehicles 1995. Postprint Volume from the 2nd IFAC Conference*, Seiten: 331–336, 1995.
- [306] R. Suoranta. “Novel ultrasonic beamforming method based on nonlinear filtering (for mobile robot application)”. In *IEEE 1992 Ultrasonics Symposium*, Seiten: 659–662, 1992.
- [307] H. Takeda, C. Facchinetti, und J.-C. Latombe. “Planning the motions of a mobile robot in a sensory uncertainty field”. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, Bd. 16, Nr. 10, Seiten: 1002–1017, Oct. 1994.

- [308] S.-H. Talisa, M.-A. Janocko, C. Moskowitz, J. Talvacchio, J.-F. Billing, R. Brown, D.-C. Buck, C.-K. Jones, B.-R. McAvoy, G.-R. Wagner, und D.-H. Watt. “Low- and high-temperature superconducting microwave filters.”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 39, Nr. 9, Seiten: 1448–1454, 1991.
- [309] Y. Tamura. “An approach to scanning system for sensor array-ultrasound sensor array scanner using maximal-length sequence”. *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Bd. 23, Nr. 5, Seiten: 427–432, May 1987.
- [310] Y. Tamura und H. Yamasaki. “Theoretical analysis of velocity estimation for ultrasound Doppler velocimetry using sensor array”. *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Bd. 21, Nr. 10, Seiten: 1058–1064, Oct. 1985.
- [311] Y. Tamura und H. Yamasaki. “A digital signal processing approach to data handling for ultrasound beam-forming”. In *ICASSP 86 Proceedings. IEEE-IECEJ-ASJ International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Seiten: 1857–1860, 1986.
- [312] J. Tani. “Essential dynamical structure in learnable autonomous robots”. In *Advances in Artificial Life. Third European Conference on Artificial Life Proceedings*, Seiten: 721–732, 1995.
- [313] J. Tani und N. Fukumara. “Embedding task-based behavior into internal sensory-based ttractor dynamics in navigation of a mobile robot”. In *IROS '94. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems. Advanced Robotic Systems and the Real World*, Seiten: 886–893, 1994.
- [314] T. Tanzawa, N. Kiyohiro, S. Kotani, und H. Mori. “The ultrasonic range finder for outdoor mobile robots”. In *Proceedings. 1995 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Human Robot Interaction and Cooperative Robots*, Seiten: 368–373, 1995.
- [315] S. Thrun. “A lifelong learning perspective for mobile robot control”. In *IROS '94. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems. Advanced Robotic Systems and the Real World*, Seiten: 23–30, 1994.
- [316] S. Thrun. “An approach to learning mobile robot navigation”. *Robotics and Autonomous Systems*, Bd. 15, Nr. 4, Seiten: 301–319, Oct. 1995.
- [317] U. Tietze und Ch. Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1989.

- [318] L. Tran, R. Isobe, M. Delaney, R. Rhodes, D. Jang, J. Brown, L. Nguyen, und M. Le. “High performance, high yield millimeter-wave MMIC LNAs using InP HEMTs”. *1996 IEEE MTT-S Internat. Microwave Symp. Digest*, Bd. 1, Seiten: 9–12, June 17-21 1996.
- [319] K. Tsubouchi, H. Nakase, A. Namba, und K. Masu. “Full Duplex Transmission Operation of a 2.45-GHz Asynchronous Spread Spectrum Modem Using a SAW Convolver”. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics and frequency control*, Bd. 40, Seiten: 478 – 482, Sept. 1993.
- [320] T. Tsumura, H. Okubo, und N. Komatsu. “A method of lateral position and velocity measurement for vehicle using laser fan beam and corner cube”. In *Proceedings 1994 Japan-U.S.A. Symposium on Flexible Automation - A Pacific Rim Conference*, Seiten: 293–296, 1994.
- [321] S. Tsurutani. “R&D of advanced robot for fire fighting and disaster prevention (disaster-preventing robot)”. *Robot*, Bd. , Nr. 80, Seiten: 32–39, May 1991.
- [322] F. Tsuzuki und K. Sasaki. “Ultrasonic echo simulator for mobile robots”. In *IROS '93. Proceedings of the 1993 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Intelligent Robots for Flexibility*, Seiten: 979–985, 1993.
- [323] F. Tsuzuki und K. Sasaki. “A novel configuration of ultrasonic sensors for mobile robots”. In *IROS '94. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems. Advanced Robotic Systems and the Real World*, Seiten: 2080–2085, 1994.
- [324] F. Tuijnman, M. Beemster, W. Duinker, L.O. Hertzberger, E. Kuijpers, und H. Muller. “A model for control software and sensor algorithms for an autonomous mobile robot”. In *Intelligent Autonomous Systems. An International Conference*, Seiten: 610–615, 1987.
- [325] R.L. Tummala und C.-C. Lin. “Mobile robot navigation using sensory feedback”. In *IEEE International Conference on Systems Engineering*, Seiten: 330–333, 1991.
- [326] Y. Ueno, T. Taguchi, K. Sasaki, und T. Hattori. “60 GHz mixer MMIC for millimeter wave radar”. *JSAE Review*, Bd. 17, Seiten: 411–413, 1996.
- [327] J. Urena, M. Mazo, und F.J. Rodrigez. “The recognition of obstacles by mobile robots using ultrasonics. II”. *Revista Espanola de Electronica*, Bd. , Nr. 474, Seiten: 64–68, May 1994.

- [328] J. Urena, M. Mazo, und F.J. Rodrigues. “Ambience recognition by ultrasound for use with mobile robots. I”. *Revista Espanola de Electronica*, Bd. , Nr. 473, Seiten: 46–53, April 1994.
- [329] H. Vaataja, H. Hakala, P. Mattila, und R. Suoranta. “3-D simulation of ultrasonic sensor system in mobile robots”. In *IEEE 1992 Ultrasonics Symposium*, Seiten: 333–336, 1992.
- [330] P. van Turenout, G. Honderd, und L.J. van Schelven. “Wall-following control of a mobile robot”. In *Proceedings. 1992 IEEE International Conference on Robotics And Automation*, Seiten: 280–285, 1992.
- [331] P. VanBaren, R. Seip, und E.S. Ebbini. “A new algorithm for dynamic focusing of phased-array hyperthermia applicators through tissue inhomogeneities”. In *IEEE 1993 Ultrasonics Symposium Proceedings*, Seiten: 1221–1224, 1993.
- [332] L. Vietze und I. Hartmann. “An ultrasonic phased-array-sensor for robot environment modelling and fast detection of collision possibility”. In *Information Control Problems in Manufacturing Technology 1989. Selected Papers from the 6th IFAC/IFIP/IFORS/IMACS Symposium*, Seiten: 353–358, 1990.
- [333] E. Voges. *Hochfrequenztechnik, Leistungsröhren, Antennen und Funkübertragung, Funk und Radartechnik*, volume 2. Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1991.
- [334] E. von Puttkamer. “Sensor integration for geometric world models”. *IT+TI Informationstechnik und Technische Informatik*, Bd. 36, Nr. 1, Seiten: 34–38, Feb. 1994.
- [335] F. Wallner und R. Dillmann. “Real-time map refinement by use of sonar and active stereovision”. (*Netherlands*), *Robotics and Autonomous Systems*, Bd. 16, Nr. 1, Seiten: 47–56, Nov. 1995.
- [336] H. Wang, G.I. Ng, R. Lai, D.C.W. Lo Y. Hwang, R. Dia, A. Freudenthal, und T. Block. “Fully passivated W-band InAlAs/InGaAs/InP monolithic low noise amplifiers”. *IEE Proc.-Microwave Antennas Propagation*, Bd. 143, Nr. 5, Seiten: 361–366, October 1996.
- [337] T.Y. Wang, G.J. Wiens, und J.T. Black. “Closed-loop control recalibration system for a mobile robot in an unmanned manufacturing cell”. In *Proceedings of Manufacturing International '90*, Seiten: 113–119, 1990.

- [338] H.J. Warnecke und A. Langen. “New ultrasonic sensors for robotic application based on beam forming”. In *Proceedings of the 7th International Conference on Robot Vision and Sensory Controls: RoViSeC-7 - Advanced Sensor Technology*, Seiten: 149–160, 1988.
- [339] H.L. Warner. “Ultrasonic imaging for underwater viewing”. In *Program of the 84th Meeting of the Acoustical Society of America*, Seite: 35, 1972.
- [340] S. Wasielewski und O. Strauss. “Calibration of a multi-sensor system laser range-finder/camera”. In *Proceedings of the Intelligent Vehicles’95. Symposium*, Seiten: 472–477, 1995.
- [341] G. Wübbena. *Zur Modellierung von GPS-Beobachtungen für die hochgenaue Positionsbestimmung*. PhD thesis, Universität Hannover, Fachbereich Bauingenieur und Vermessungswesen, 1991.
- [342] P. Webb und C. Wykes. “Suppression of second-time around echoes in high firing rate ultrasonic transducers”. *NDT&E International*, Bd. 28, Nr. 2, Seiten: 89–93, April 1995.
- [343] P. Weckesser, R. Dillmann, M. Elbs, und S. Hampel. “Multiple sensor processing for high-precision navigation and environmental modeling with a mobile robot”. In *Proceedings. 1995 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Human Robot Interaction and Cooperative Robots*, Seiten: 453–458, 1995.
- [344] R. Weigel. *Akustische Oberflächenwellen-Bauelemente im UHF-Bereich*. VDI Verlag, Düsseldorf, 1991.
- [345] G. Weiss und E.V. Puttkamer. “A map based on laserscans without geometric interpretation”. In *Intelligent Autonomous Systems. IAS-4. Proceedings of the International Conference*, Seiten: 403–407, 1995.
- [346] D. Wilkes. “Using point range samples for reprojection of model views for landmark-based robot navigation”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 147–156, 1994.
- [347] F. Winter, J. Taub, und M. Marcelli. “High-dielectric constant stripline band-pass filters.”. *1991 IEEE MTT-S Internat. Microwave Symp. Digest*, Bd. 2, Seiten: 555–556, June 10-14 1991.

- [348] A. Wolf. *Anwendungen eines akustischen Oberflächenwellen-Convolver zur Signalverarbeitung in der Meßtechnik und der Nachrichtentechnik*. PhD thesis, Technische Universität Berlin, 1990.
- [349] J. Wolf. “Investigation of bubbly flow by ultrasonic tomography”. *Particle & Particle Systems Characterization*, Bd. 5, Nr. 4, Seiten: 170–173, Dec. 1988.
- [350] W.J. Wolfe, G. Arensdorf, G. White, und L.J. Pinson. “Robotic locating system”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 539–550, 1987.
- [351] W.J. Wolfe, J. Gunderson, und M.E. Walworth. “Computer vision barrel inspection”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 128–133, 1994.
- [352] Y.G. Wu, J.Y. Yang, Z. Ding, K. Liu, und L.J. Liu. “Method of 3-dimension road model construction based on sensor fusion”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 208–213, 1994.
- [353] M. Xie, L. Trassoudaine, J. Alizon, M. Thonnat, und J. Gallice. “Active and intelligent sensing of road obstacles: Application to the European Eureka-PROMETHEUS project”. In *(1993) Proceedings Fourth International Conference on Computer Vision*, Seiten: 616–623, 1993.
- [354] H. Xu, H. Van Brussel, J. De Schutter, und J. Vandorpe. “Sensor fusion and positioning of the mobile robot LiAs”. In *Intelligent Autonomous Systems. IAS-4. Proceedings of the International Conference*, Seiten: 246–253, 1995.
- [355] Y. Yagi, Y. Nishizawa, und M. Yachida. “Obstacle avoidance for mobile robot integrating omnidirectional image sensor COPIS and ultrasonic sensor”. In *ICAR-CV '92. Second International Conference on Automation, Robotics and Computer Vision*, Seiten: RO–11.7/1–5, 1992.
- [356] Yi-Sheng Yao und R. Chellappa. “Estimation of unstabilized components in vehicular motion”. In *Proceedings of the 12th IAPR International Conference on Pattern Recognition*, Seiten: 641–644, 1994.
- [357] Y. Ye und J.K. Tsotsos. “Where to look next in 3D object search”. In *Proceedings International Symposium on Computer Vision*, Seiten: 539–544, 1995.

- [358] Zeng Yingsheng, Liu Qiqin, und Zhu Hongwei. “A linear array of ultrasonic sensor for obstacle-bypassing systems of autonomous vehicles”. *High Technology Letters*, Bd. 5, Nr. 4, Seiten: 9–12, April 1995.
- [359] M. Yoneyama, A. Sano, K. Hagimoto, T. Otsuji, K. Murata, Y. Imai, S. Yamaguchi, T. Enoki, und E. Sano. “Optical Repeater Circuit Design Based on InAlAs/InGaAs HEMT Digital IC Technology”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 45, Nr. 12, Seiten: 2274 – 2282, December 1997.
- [360] N. Yoshiike, K. Morinaka, K. Hashimoto, M. Kawaguri, T. Kawai, M. Yoshinomo, S. Matsueda, und K. Sasaki. “Human information sensor”. *8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators and Eurosensors IX. Digest of Technical Papers*, Bd. 2, Nr. 3, Seiten: 108–111, 1995.
- [361] N. Yoshizawa, H. Tada, und T. Yabuta. “Object recognition by neural network using thickness data from acoustic image”. *Transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers D-II*, Bd. J75D-II, Nr. 7, Seiten: 1160–1169, July 1992.
- [362] E. Zalama, P. Gaudiano, und J.L. Coronado. “Obstacle avoidance by means of an operant conditioning model”. In *From Natural to Artificial Neural Computation. International Workshop on Artificial Neural Networks. Proceedings*, Seiten: 471–477, 1995.
- [363] A. Zelinsky und S. Yuta. “Reactive planning for mobile robots using numeric potential fields”. In *Intelligent Autonomous Systems. IAS-3. Proceedings of the International Conference*, Seiten: 84–93, 1993.
- [364] Xiaojiang Zhang. “Fuzzy control system for a mobile robot collision avoidance”. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technolgy*, Seiten: 125–128, 1994.
- [365] Y. Zhao und S.L. BeMent. “Fast boundary extraction for mobile robot sensor-detected images”. In *Proceedings. 5th IEEE International Symposium on Intelligent Control 1990*, Seiten: 1050–1055, 1990.
- [366] X.R. Zheng, B.Y. Liu, H. Wong, und Y.C. Chan. “A CMOS compatible process for fabricating integrated ultrasonic transducer arrays”. In *Third International Symposium on Consumer Electronics*, Seiten: 288–293, 1994.
- [367] T. Zimmermann. *Elektrooptische Entfernungsmessung mit Bandspreizverfahren*. PhD thesis, Universität Kaiserslautern, 1991.

- [368] O. Zinke und H. L. Hartnagel. *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Elektronik und Signalverarbeitung*, volume 2. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1987.
- [369] O. Zinke und A. Vlcek. *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*, volume 1. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1986.
- [370] Lu Zukang, Tu Dawei, Li Peiyong, Hong Zhi, und Wu Bizhen. “Range imaging sensor for auto-vehicle guidance applying an optical radar”. In *Proceedings of the SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Seiten: 456–465, 1993.

# Abbildungsverzeichnis

3.1	Beispiel eines dreirädrigen Fahrzeugs . . . . .	38
3.2	Winkel am Startpunkt eines dreirädrigen Fahrzeugs . . . . .	40
3.3	Grundverlauf bei 4 nicht-parallelen Gitternetzlinien . . . . .	43
3.4	Bahnverlauf in der Simulation bei 4 Gitternetzlinien . . . . .	46
3.5	Meßabweichungen bei 4 Gitternetzlinien im mm-Bereich . . . . .	48
3.6	Meßabweichungen bei 4 Gitternetzlinien im cm-Bereich . . . . .	48
3.7	Skizze eines Fahrzeugs mit 2 Empfangsdetektoren . . . . .	50
3.8	Drehung zwischen dem Hilfs- und dem Raumkoordinatensystem . . . . .	52
3.9	Skizze zur Positionsbestimmung bei 2 Gitternetzlinien . . . . .	55
3.10	Gitternetzlinienanordnung bei Simulation mit 2 Empfangsdetektoren . . . . .	56
3.11	Meßabweichungen der x-Position bei 2 Gitternetzlinien im mm-Bereich . . . . .	57
3.12	Meßabweichungen der x-Position bei 2 Gitternetzlinien im cm-Bereich . . . . .	58
3.13	Meßabweichungen der y-Position bei 2 Gitternetzlinien im mm-Bereich . . . . .	58
3.14	Meßabweichungen der y-Position bei 2 Gitternetzlinien im cm-Bereich . . . . .	59
3.15	Meßabweichung bei 2 Gitternetzlinien bei ungenauen Kreuzungspunkten . . . . .	60
3.16	Referenzmessung zur Raddurchmesserbestimmung . . . . .	61
4.1	Vorderansicht des verwendeten Modellfahrzeugs . . . . .	66
4.2	Antriebseinheit des verwendeten Modellfahrzeugs . . . . .	66
4.3	Meßabweichung der Distanzmessung in Abhängigkeit von der Wegstreckenlänge . . . . .	70
4.4	Hystereseförmiger Bahnverlauf bei der Positionsmessung . . . . .	72
5.1	Schieberegisteranordnung für GOLD-Folgen . . . . .	83
5.2	Konvergenzbereich des iterativen Gleichungslösers beim Startwert (50 m, 50 m) . . . . .	88
5.3	Grundaufbau einer quadratischen Patchantenne . . . . .	89
5.4	Ansteuerung der Patchantenne für zirkulare Polarisation . . . . .	91
5.5	Einfache spiegelnde Reflexion . . . . .	94

5.6	Signalverlauf . . . . .	104
5.7	Signalfluß bei analoger zeitkontinuierlicher Korrelation . . . . .	109
5.8	Analoge Korr. bei reflekt. Signal mit 20.8 m Distanz und $k'_r = 1.0$ . . . . .	110
5.9	Realer Signalverlauf bei digitaler Korrelation . . . . .	111
5.10	Dig. Korr. bei reflekt. Signal mit 20.8 m Distanz und $k'_r = 0.8$ . . . . .	111
5.11	Grundsätzlicher Zeitverlauf der gesendeten und empfangenen Pulsfolgen . .	114
5.12	Grundstruktur der Mikrowellensenders . . . . .	118
5.13	Analoges Empfängerkonzept . . . . .	121
5.14	Digitales Empfängerkonzept . . . . .	125
5.15	Bestimmung der Fahrzeugrichtung mit 2 Empfängern . . . . .	127
A.1	Prinzip eines Reflektors für den Empfangsdetektor . . . . .	134
B.1	Reflexion einer zirkularen Welle . . . . .	137
B.2	Ersatzschaltung für die Empfangsantenne . . . . .	142
B.3	Effektive Reflektivität bei zirkularer Polarisation . . . . .	143
B.4	Richtcharakteristik einer Patchantenne . . . . .	145
B.5	Reflexion bei gleicher Entfernung von Sende- und Empfangsantenne . . . .	146
B.6	Verlauf der relativen Empfangsspannung beim reflektierten Signal . . . . .	147
B.7	Modellierung einer rauhen Oberfläche . . . . .	148
D.1	Prinzip der Zweiphasenumtastung . . . . .	153
D.2	Spektrums eines phasenmodulierten Sendesignals . . . . .	155
F.1	Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 30 m Distanz ohne Rauschen . .	160
F.2	Vergrößerte Darstellung der analoge Korr. ohne Rauschen . . . . .	161
F.3	Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 20.8 m Distanz ohne Rauschen .	161
F.4	Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 20.2 m oder 20.5 m Distanz ohne Rauschen . . . . .	162
F.5	Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 20.8 m Distanz mit Rauschen .	163
F.6	Vergrößerte Darstellung der analoge Korr. mit Rauschen . . . . .	163
F.7	Realer Signalverlauf mit analogem Korrelator . . . . .	164
F.8	Analoge Korr. bei reflektiertem Signal mit 21 m Distanz mit Rauschen und Bandpaß . . . . .	165
F.9	Vergleich der analogen Korrelation mit und ohne Rauschen . . . . .	165
F.10	Vergleich der Korrelatorsignale bei 2 Zwischenfrequenzen mit Rauschen . .	166
F.11	Anal. Korr. bei reflekt. Signal mit 21 m Dist. m. Rauschen u. Bandp. b. $f_{ZF} = 1.4244$ GHz . . . . .	167
F.12	Korrelationsspitzen bei $f_{ZF} = 1.4244$ GHz bei anal. Korr. mit Rauschen .	168

F.13 Digitale Korr. bei reflekt. Signal mit 21.0 m Distanz . . . . .	169
F.14 Digitaler Korrel. bei reflekt. Signal mit 20.9 m Distanz und $k'_r = 1.0$ . . . .	170
F.15 Digitaler Korrel. bei reflekt. Signal mit 20.6 m Distanz und $k'_r = 0.3$ . . . .	170
F.16 Digitaler Korrel. bei reflekt. Signal mit 21 m Distanz, $k'_r = 1.0$ und SNR = -10.6 dB . . . . .	171
F.17 Digitaler Korrel. bei reflekt. Signal mit 20.9 m Distanz und $k'_r = 0.8$ ohne Rauschen . . . . .	172
F.18 Dig. Korrel. bei reflekt. Signalen m. 20.8 m, 20.95 m u. 21.15 m Distanz u. $k'_r = 0.7$ . . . . .	172
F.19 Korrelatorsignal bei Direktempfang und dig. Korrelator . . . . .	175
F.20 Korrelatorsignal bei reflektiertem Signal und dig. Korrelator . . . . .	175
F.21 Korrelatorgesamtssignal bei reflektierten Signal mit 21 m Distanz und dig. Korrelator . . . . .	176
F.22 Korrelatorausgangssignale von direktem Signal und von Gesamtssignal . . .	176
G.1 Korrelatorbaustein in passiver Mikrostreifentechnik . . . . .	180
G.2 Ansteuerung des analogen Korrelators mit SAW-Convolver . . . . .	184
G.3 Prinzipieller Aufbau eines SAW-Convolverbausteins . . . . .	185



# Tabellenverzeichnis

4.1	Meßabweichungen pro m Wegstrecke bei hystereseförmigen Bahnkurven . .	72
4.2	Meßabweichungen pro m Wegstrecke der Kreismessungen . . . . .	73
5.1	Geeignete Sendefrequenzen . . . . .	78
5.2	Geeignete GOLD-Folgenreihen . . . . .	83
5.3	Kreuzkorrelation der GOLD-Folgen . . . . .	84
5.4	Abmessungen der Patchantenne . . . . .	89
5.5	Typische Ausbreitungsgeschwindigkeit $c_{typ}$ . . . . .	100
5.6	Dämpfung $P_E/P_S$ . . . . .	105
5.7	Regendämpfung bei 61.25 GHz . . . . .	106
5.8	Rauschzahlen von Empfängerverstärkern . . . . .	106
5.9	Notwendige Sendeleistungen . . . . .	107
A.1	Zulässiger Kippwinkel in Abhängigkeit vom Abstand Detektor-Antriebsachse	135
B.1	Reflexionseigenschaften bei zirkularer Polarisation . . . . .	144
F.1	Max. zulässige relative Dämpfung $k'_r$ . . . . .	173
G.1	Substratmaterialien für SAW-Komponenten . . . . .	183
G.2	SAW-Convolverentwurfsdaten . . . . .	188



# Selbständigkeitserklärung

## Versicherung

Hiermit versichere ich, daß ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht. Bei der Auswahl und Auswertung des Materials sowie bei der Herstellung des Manuskripts habe ich Unterstützungsleistungen von folgenden Personen erhalten:

.....Keine.....

Weitere Personen waren an der Abfassung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Die Hilfe eines Promotionsberaters habe ich nicht in Anspruch genommen. Weitere Personen haben von mir keine geldwerten Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

.....  
Ort, Datum

.....  
Unterschrift



## Thesen

1. Für die fehlerfreie Bahnführung von autonomen Fahrzeugen - z.B. eingesetzt als Transportfahrzeuge in einer Lagerhalle - ist eine präzise, kostengünstige und zuverlässige Positionsbestimmung zwingend notwendig. Für zahlreiche Anwendungen ist dabei eine absolute Positionsbestimmung in einem vorgegebenen Raumkoordinatensystem sinnvoll. Gegenstand dieser Arbeit war es hierfür neue, zukunftssträchtige Konzepte aufzuzeigen, welche ausschließlich mit aktiven Landmarken ohne mechanisch bewegte Komponenten arbeiten.
2. Durch den Einsatz von aktiv sendenden Landmarken kann dabei eine sehr hohe Zuverlässigkeit erreicht werden, weil bei passiven Landmarken - z.B. in Form von optischen Reflektoren - zumindest grundsätzlich eine Verwechslungsgefahr besteht. Durch den vollständigen Verzicht auf mechanisch bewegte Teile wird die Systemzuverlässigkeit weiter erhöht.
3. Demgegenüber arbeiten die heute bevorzugt eingesetzten Verfahren und Systeme zur absoluten Positionsbestimmung mit Landmarken mit einem rotierenden Laser und mehreren passiven Reflektoren, welche an definierten Stellen im Raum angebracht sind.
4. Als aktive Landmarken sollten nur Sendequelle für elektromagnetische Wellen und keine Ultraschallsender eingesetzt werden, um die mit Ultraschall zwangsläufig verbundenen Probleme, bzgl. der nicht konstanten Schallgeschwindigkeit, der beschränkten Reichweite und der Empfindlichkeit bzgl. Störgeräuschen, zu umgehen. Dabei kommen sowohl optische als auch Mikrowellen-Landmarken in Frage.
5. Bei Verwendung von optischen Landmarken wird ein Verfahren im Rahmen dieser Arbeit vorgeschlagen, welches mit mehreren - i.a. jeweils 4 - Laserquellen, eine optische Gitternetzstruktur im Raum oder in einem hierfür abgetrennten Raumbereich aufbaut. Mit zusätzlichen Distanzmessungen mittels Radsensoren wird dann eine absolute Positionsberechnung ermöglicht, wenn das Überfahren der optischen Gitternetzstrahlen - mittels eines optischen Detektors - beim Fahrzeug erkannt wird. Hierzu sind Algorithmen entworfen und vorgeschlagen worden, welche eine Positionsbestimmung in Echtzeit mit einer mittleren Meßabweichung von unter einem cm ermöglichen. Bei der Wegstreckenmessung mittels Radsensoren braucht dabei der Raddurchmesser nicht exakt bekannt zu sein, er kann statt dessen durch die vorgestellten Algorithmen automatisch mit bestimmt werden. Darüber hinaus kann auch die Fahrzeugrichtung entsprechend ermittelt werden.

6. Beim Einsatz von Mikrowellen-Landmarken wird ein - gegebenüber GPS - vereinfachtes Laufzeitmeßverfahren vorgeschlagen, welches aber mit erheblich höheren Frequenzen arbeitet, wodurch unmittelbar eine entsprechend höhere Genauigkeit bei der Positionsbestimmung ermöglicht wird. Bei einer Senderfrequenz im 61 GHz-Bereich ermöglicht das Meßverfahren grundsätzlich eine Genauigkeit von mindestens  $\pm 1$  cm. Dabei werden aber sehr hohe Anforderungen - im psek-Bereich - an die zeitliche Präzision aller Schaltungskomponenten gestellt.
7. Zusätzliche Meßabweichungen durch den Mehrwegeempfang von einem oder mehreren reflektierten Signalen können beim Mikrowellenverfahren dann recht zuverlässig ausgeschlossen werden, wenn ein definierter Mindestabstand der Sender zu möglichen dielektrischen Reflektoren eingehalten wird und die Sender mit zirkular polarisierten Wellen arbeiten. Ein einzelner metallischer Reflektor führt bei zirkular polarisierten Wellen dabei grundsätzlich zu keiner erhöhten Meßabweichung durch Mehrwegeempfang.
8. Die mögliche technische Realisierung ist beim Mikrowellenverfahren sehr anspruchsvoll. Dies gilt insbesondere für die Realisierung des benötigten Korrelators auf der Empfängerseite und die recht aufwendige Modulation auf der Senderseite mit einer definierten Pseudo-Zufallsfolge, wobei sich bei allen Schaltungskomponenten die Durchlaufzeiten nur im psek-Bereich ändern dürfen. Die sehr hohen Anforderungen lassen dabei eine kostengünstige Realisierung zur Zeit noch nicht zu. Durch den absehbaren technischen Fortschritt bei analogen Mikrowellenschaltungen und durch noch erheblich höhere Taktraten bei digitalen Schaltungen wird hier aber eine, auch wirtschaftlich sinnvolle, Realisierung mittelfristig möglich sein. Dabei wurden im Rahmen dieser Arbeit für einzelne Schaltungskomponenten zwar auch konkrete Realisierungskonzepte ausgearbeitet, der vollständige und detaillierte Entwurf dieser Komponenten war aber nicht mehr Gegenstand dieser Arbeit.
9. Eine Verbesserung der Positioniergenauigkeit wäre, bei beiden vorgestellten Verfahren, durch die geeignete Verknüpfung von aufeinanderfolgenden Einzelmessungen mittels Kalman-Filtern grundsätzlich möglich, wobei auch dies zu den weiterführenden Aufgaben gehört.

---

## Lebenslauf

Geboren am 21.9.1964 in Neustadt/Wstr.

- August 1970 - Juli 1980 : Grund- und Realschule in Neustadt/Wstr.
- August 1980 - Juni 1983 : Technisches Gymnasium in Kaiserslautern
- Juli 1983 - September 1984 : Wehrdienst als Richtfunker
- Oktober 1984 - Juni 1989 : Studium der Elektrotechnik, Fachrichtung Systemtechnik, an der Universität Kaiserslautern
- Juli 1989 - Dezember 1989 : wissenschaftlicher Mitarbeiter und wissenschaftliche Hilfskraft an der Universität Kaiserslautern
- Januar 1990 - November 1993 : Entwicklungsingenieur bei BARCO-EMT GmbH, Kippenheim
- Februar 1995 - Januar 1998 : wissenschaftlicher Assistent (C1) an der RWTH Aachen
- Januar 1998 - Dezember 1998 : Entwicklungsingenieur bei EES, Backnang
- Mai 2000 - Juni 2001 : Produktionsingenieur bei Agilent Technologies, Böblingen
- ab August 1996 : externer Doktorand am Lehrstuhl für Meß- und Sensortechnik der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität Chemnitz