

# Radarsystemtechnik und Radarsignalverarbeitung für Automobilanwendungen

B. Yang, M. Schoor, Universität Stuttgart,  
R. Weigel, P. Wenig, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg,  
T. Schöberl, J. Hildebecher, Robert Bosch GmbH, Hildesheim,  
T. Binzer, O. Brüggemann, Robert Bosch GmbH, Leonberg

## Kurzfassung

Dieser Artikel gibt eine kurze Beschreibung der Radarsystemtechnik und Radarsignalverarbeitung für Automobilanwendungen im Rahmen des BMBF-Projekts KRAFAS. Das Ziel des Projekts ist die Untersuchung kostengünstiger Realisierungskonzepte für zukünftige 77GHz-Weitbereich-Radarsensoren mit einer verbesserten Umfeldsensierung. Neben Systemüberlegungen werden in diesem Artikel besondere Aspekte im HF-Frontend und in Basisband-Signalverarbeitung diskutiert.

## 1 Einführung

Ein wichtiges Grundelement von Fahrerassistenz- und Fahrsicherheitssystemen in Automobilanwendungen ist die Umfelderkennung. Dazu stehen unterschiedliche Sensortechnologien zur Verfügung: Ultraschall, Radar, Video, Lidar usw.. Sie tasten das Umfeld räumlich und zeitlich ab und liefern durch entsprechende Sensorsignalverarbeitung Informationen über das Umfeld an die Steuergeräte.

Radarsensoren zur Fahrerassistenz, wie das automatische Fahrgenossen (Adaptive Cruise Control: ACC), sind bereits in Serienfahrzeugen erhältlich. Im Zuge der Weiterentwicklung von Assistenzsystemen zu Fahrsicherheitssystemen zur Unfallvermeidung werden Radarsensoren in der Zukunft auch für aktive Sicherheitsfunktionen mit Eingriff in die Fahrzeugführung verwendet. Ein Beispiel ist der automatische Bremseneingriff in kritischen Verkehrssituationen. Im Vergleich zu Komfortfunktionen wie ACC stellen solche aktive Fahrsicherheitssysteme deutlich höhere Anforderungen an die radarbasierte Umfelderkennung, insbesondere an deren Zuverlässigkeit und Robustheit. Die weitere Verbesserung der Umfelderkennung ist daher ein Ziel des BMBF-Projekts KRAFAS (Kostengünstiger Radarsensor für aktive Fahrerassistenzsysteme) [1].

Ein zweites Ziel ist die Senkung der Produktionskosten der Radarsensoren. Dazu soll neben der SiGe-Halbleitertechnologie für 77GHz im KOKON-Projekt [2] und der neuen Verpackungstechnik „Chip in Duroromer“ [3] auch ein kostengünstiges Sensorkonzept einschließlich des HF-Frontends und der Basisband-Signalverarbeitung beitragen.

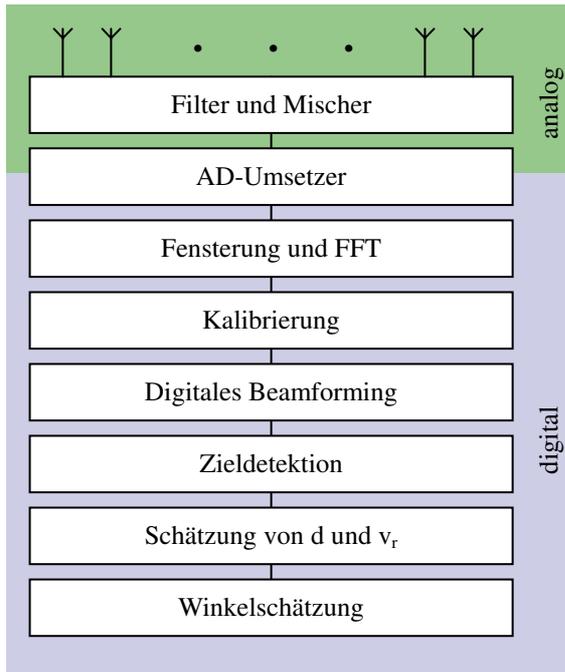
Dieser Artikel ist wie folgt gegliedert: Abschnitt 2 gibt einen kurzen Systemüberblick. Abschnitt 3 und 4 beschreiben einige Details des HF-Frontends und der Basisband-Signalverarbeitung. In Abschnitt 5 wird ein reales Experiment vorgestellt.

## 2 Systemüberblick

Tabelle 1 fasst die wichtigsten Kenndaten der Systemspezifikation des Radarsensors zusammen. Eine Besonderheit im Vergleich zu den traditionellen Radarsensoren ist die Winkelauflösung. Sie drückt die neue Fähigkeit aus, zwei im Azimutwinkel eng benachbarte Reflexionsziele voneinander zu trennen und somit die Detektionssicherheit des Radarsensors deutlich zu steigern, vgl. Abschnitt 4.2.

Ziel	Kostengünstiger LRR-Sensor
Funktion	ACC und weitere Sicherheitsfunktionen
Antenne	Planares Patcharray
Frequenz	77GHz
Modulation	FMCW
Größe	80 x 65 x 60mm <sup>3</sup>
Sichtbereich	2 bis 200m
Geschwindigkeit	-60m/s bis 20m/s
Azimutwinkel	±10°
Winkelauflösung	3°

**Tabelle 1** Systemspezifikation



**Bild 1** Systemblockdiagramm

Bild 1 veranschaulicht das Systemkonzept des Radarsensors. Das reflektierte Radarsignal wird mit mehreren Patchelementen empfangen, mit dem Sendesignal ins Basisband gemischt und mit A/D-Konvertern digitalisiert. Das Radarziel bildet im Frequenzspektrum, welches durch die Fouriertransformation der gefensterten Zeitdaten berechnet wird, einen Peak aus. Dieser Peak wird detektiert. Die Frequenz des Peaks setzt sich aus der Dopplerfrequenz wegen der relativen Geschwindigkeit  $v_r$  zwischen dem eigenen Fahrzeug und dem Radarziel und einem Frequenzanteil proportional zur Entfernung  $d$  des Radarziels aus

$$f_{\text{ges}} = f_D - \Delta f = 2d \frac{m}{c_0} + 2f_c \frac{v_r}{c_0}. \quad (1)$$

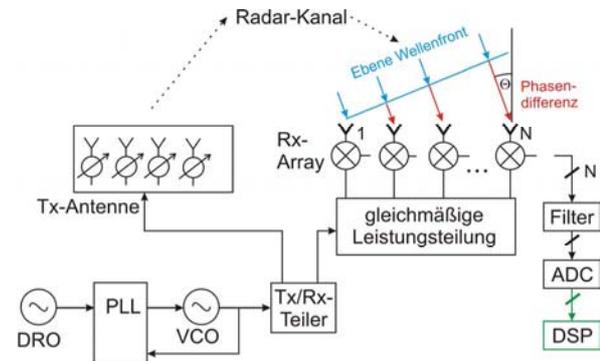
Durch die Verwendung von zwei FMCW-Rampen mit unterschiedlichen Steigungen  $m_i$  lassen sich über ein lineares Gleichungssystem aus den beiden Frequenzen die Geschwindigkeit und Entfernung des Radarziels ermitteln.

In der Regel erfasst der Sensor mehrere Radarziele, die somit mehrere Peaks im Spektrum ausbilden. Da a priori die Zuordnung der Peaks zu den Radarzielen unbekannt ist, werden mindestens drei Rampen benötigt, um durch Matching die zusammengehörenden Peaks zu ermitteln. Danach erfolgt die Schätzung der relativen Geschwindigkeit, der Entfernung und des Winkels der Ziele.

### 3 HF-Frontend

Das Antennensystem und das HF-Frontend werden hinsichtlich der oben aufgeführten Anforderungen für

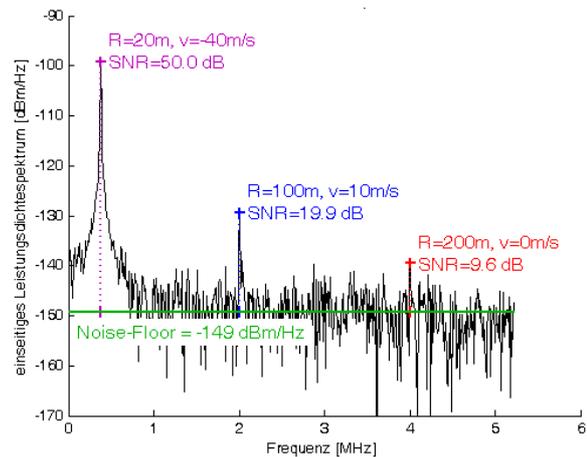
den Radarsensor konzipiert. Das Blockschaltbild einer bistatischen Antenne ist in Bild 2 zu sehen.



**Bild 2** Blockschaltbild des HF-Frontends

Statt Empfangsmultiplex mit mehreren Switches und einem einzelnen Mischer wie in [4] werden LO-Leistungsteiler und mehrere parallele Empfangskanäle verwendet. Dies wird ermöglicht durch den Einsatz neuartiger kostengünstiger SiGe-Mischer.

Diese parallele Struktur hinter dem ULA (Uniform linear array) der Empfangsantenne erlaubt sowohl den Einsatz von DBF (Digital Beamforming) als auch die Anwendung von Unterraumverfahren zur Winkelschätzung in Azimut. Bei diesen Verfahren stellt nicht mehr die 3dB-Keulbreite des ULA die obere Grenze für die Winkelauflösung dar. Als Antennenelemente werden Microstrip-Patch-Antennen verwendet.

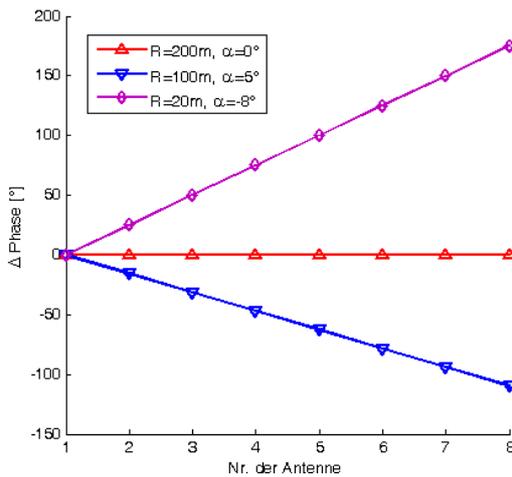


**Bild 3** Simuliertes FMCW-Basisband-Spektrum mit 3 Zielen

Bild 3 und Bild 4 zeigen die Ergebnisse einer Systemsimulation des FMCW-Frontends. Im Basisband-Spektrum sind drei simulierte Ziele mit verschiedenen Entfernungen und Geschwindigkeiten als Peaks bei verschiedenen Ablagefrequenzen und mit unterschiedlichem SNR (Signal-to-Noise Ratio) zu erkennen. Das SNR ist entscheidend für die Peak- bzw.

Zieldetektion. Zwischen den 8 Elementen des simulierten ULA ergeben sich idealerweise lineare Phasendifferenzen aufgrund der unterschiedlichen Azimutwinkel. Diese für die Winkelschätzung wichtige Linearität wird beispielsweise negativ beeinflusst durch variierende Phasenverläufe der E-Feldcharakteristiken der Empfangselemente, durch Verkopplung verschiedener Kanäle, durch Rauschen und auch durch gegenseitige Beeinflussung der Ziele.

Das Antennendesign kann in die Systemsimulation des HF-Frontends mittels einer Simulation des Radarkanals einbezogen werden, indem u.a. die E-Feld-Richtcharakteristiken im Radarkanalmodell berücksichtigt werden. Ausgehend von Designparametern wie beispielsweise der 3dB-Keulbreite, den HF-Impairments des SiGe-Chips (IP2, IP3, NF, ...) und der Dimensionierung des Tx-Rx-Teilers inklusive statistischer Schwankungen dieser Werte können simulativ grundlegende Systemkenngrößen wie SNR und Linearität des Phasengangs (siehe Bild 4) ermittelt werden.



**Bild 4** Simulierte spektrale Phasendifferenzen zum ersten Antennenelement bei den Ablagefrequenzen der drei in Bild 3 markierten Ziele.

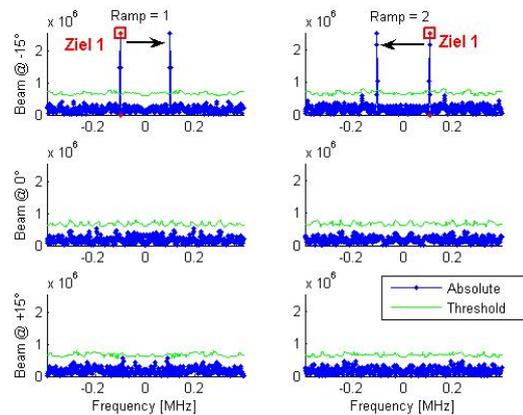
Übergibt man die simulierten Basisbanddaten weiter an die nachfolgenden Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung, können Aussagen z.B. über die Reichweite des Sensors, die Genauigkeit und Trennfähigkeit von Schätzungen über Entfernung, Geschwindigkeit und Winkel getroffen werden. Diese Ergebnisse ermöglichen die gezielte Optimierung des HF-Frontends inklusive des Antennendesigns und helfen bei der frühzeitigen Aufdeckung von möglichen Unter- und Überdimensionierungen.

## 4 Signalverarbeitung

### 4.1 Detektion

Ein erster kritischer Schritt in der Basisbandverarbeitung von Radarsignalen ist die Zieldetektion und das Matching. Gemeint sind die Detektion realer Radarziele aus verschiedenen FMCW-Rampen und das Eliminieren von Scheinzielen durch Matching. Allerdings zeigen sich hier deutliche Unterschiede zwischen analogem und digitalem Beamforming.

### Analoges Beamforming



**Bild 5** Frequenzspektren beim analogen Beamforming

Beim analogen Beamforming wird eine dielektrische Linse über die Antennenelemente gesetzt, so dass die Antennencharakteristik Beams in Richtung der vorausliegenden Fahrbahn ausbildet. Da nach dem Beamforming ein reelles Eingangssignal in den Frequenzbereich transformiert wird, weist das Spektrum eine konjugiert komplexe Symmetrie auf

$$h(-f) = h^*(f). \quad (2)$$

Somit bilden sich im Spektrum ein Peak bei  $f_{ges}^+$  und ein Scheinpeak bei  $f_{ges}^- = -f_{ges}^+$  aus. In Bild 5 sind die Spektren von 3 Beams in Richtung  $-15^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $15^\circ$  und zwei Rampensteigungen  $m_1 = -m_2$  dargestellt. Der wahre und der Scheinpeak befinden sich im Spektrum desselben Beams. Da beide Frequenzen beim Matching in die Gleichung (1) eingehen, ist dies gleichbedeutend mit einem wahren Ziel und einem Scheinziel mit demselben Einfallswinkel aber i.a. unterschiedlichen Entfernungen und Geschwindigkeiten. Beim digitalen Beamforming besitzen die Empfangselemente näherungsweise die gleiche Empfangscharakteristik. Die Signale verschiedener Sensoren werden parallel in den Frequenzbereich transformiert. Zur Korrektur von Amplituden- und Phasenfehlern sowie Verkopplungen werden die Signale im Frequenzbereich kalibriert, welches einer Multiplikation der  $N$  Spektren  $H(f) = [h_1(f) \ h_2(f) \ \dots \ h_N(f)]^T$  mit einer quadratischen komplexen Matrix  $C$  ent-

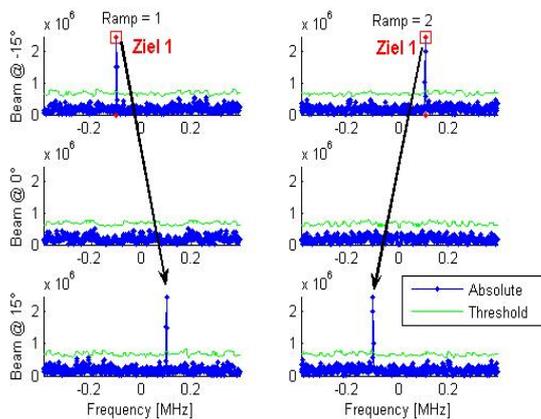
spricht. Durch Multiplikation mit einer komplexen Beamforming-Matrix  $\mathbf{B}$  werden zur besseren Zieldetektion mehrere Beams nachgebildet:

$$\mathbf{G}(f) = \mathbf{BCH}(f) \quad (3)$$

Dabei überlagern sich die Frequenzanteile der Ziele konstruktiv und heben sich aus dem Rauschen stärker hervor. Die Kalibrierung und das Beamforming im Frequenzbereich bewirken, dass das resultierende Spektrum  $g(f)$  keine konjugiert komplexe Symmetrie mehr aufweist

$$g(-f) \neq g^*(f). \quad (4)$$

## Digitales Beamforming

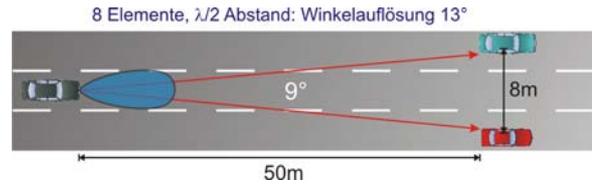


**Bild 6** Frequenzspektren beim digitalen Beamforming

Der Scheinpeak erscheint nicht mehr im gleichen Beam, sondern wird zusätzlich zur Frequenzspiegelung auch im Winkelbereich gespiegelt, siehe Bild 6. Die Kenntnis der Zuordnung der wahren Peaks zu den Scheinpeaks kann vorteilhaft für das Matching genutzt werden.

## 4.2 Winkeltrennung

Die traditionellen Radarsensoren besitzen eine befriedigende bis gute Trennfähigkeit in der Entfernung und relativen Geschwindigkeit. Sie haben jedoch einen entscheidenden Nachteil in der Winkeltrennung: Durch den Einsatz des Monopulsverfahrens (Amplitudenvergleich mehrerer unterschiedlicher Antennenkeulen), durch Triangulation mit mehreren Sensoren und durch analoges/digitales Beamforming können sie den Azimutwinkel von Reflexionszielen ermitteln; sie können jedoch zwei im Azimutwinkel eng benachbarte Ziele nicht voneinander trennen. Die Folgen sind Nichtdetektion der realen Ziele und Scheinziele an möglicherweise kritischen Positionen. Befindet sich z.B. je ein Fahrzeug auf der linken und rechten Spur im Abstand von 50m zum eigenen Fahrzeug, so bedeutet ein Abstand von 8m zwischen den Fahrzeugen eine Winkeldifferenz von etwa  $9^\circ$  (siehe Bild 7).



**Bild 7** Winkelauflösung des klassischen Beamformers

Die 3dB-Winkelauflösung des klassischen digitalen Beamformers beträgt ungefähr  $100^\circ/N$ , wobei  $N$  die Anzahl der Empfangselemente in einem Abstand von  $\lambda/2$  ist. Ein solcher Beamformer hätte bei  $N=8$  Elementen eine Winkelauflösung von  $13^\circ$ . Die beiden Fahrzeuge können also nicht getrennt werden. Stattdessen wird ein Scheinziel auf der eigenen Fahrbahn vorgetäuscht. Eine Notbremsung in solchen Falschalarm-Situationen würde das Vertrauen der Kunden in die Fahrsicherheitssysteme schwer erschüttern und ist unbedingt zu vermeiden.

Hochauflösende Verfahren zur Winkeltrennung umgehen diesen Nachteil. Mit ihnen ist es prinzipiell möglich, Ziele mit geringen Winkelunterschieden, die unter der Auflösungsgrenze des klassischen Beamformers liegen, unabhängig von der Größe der RX-Apertur zu trennen. Bekannte Vertreter der hochauflösenden Verfahren sind die Maximum-Likelihood-Verfahren sowie Unterraummethoden wie MUSIC (Multiple Signal Classification) oder ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [5].

Bei den Unterraummethoden erfolgt zuerst eine Ordnungsschätzung, d.h. eine Schätzung über die Anzahl der Ziele. Gängige Verfahren basieren auf der Verteilung der Eigenwerte der Kovarianzmatrix. Bekannte Vertreter dafür sind das AIC- (Akaike's Information Criterion) sowie das MDL-Verfahren (Minimum Description Length) [5]. Im Idealfall lassen sich die Eigenwerte, die den Signalen zugeordnet werden können, eindeutig von den Eigenwerten trennen, die zum Rauschen gehören: die Rauscheigenwerte sind alle gleich groß, während die Signaleigenwerte größer sind. Dieser Sachverhalt kann zur Schätzung der Anzahl einfallender Signale genutzt werden.

Mit Hilfe der so getrennten Unterräume können die Ziele trotz geringer Winkeldifferenzen aufgelöst werden. Im Vergleich zu Maximum-Likelihood-Verfahren erfordern die Unterraummethoden eine geringere Rechenleistung, was für den Einsatz im Automobilbereich günstig ist. Durch die Winkeltrennfähigkeit lässt sich auch eine höhere Robustheit gegenüber Störungen zum Beispiel durch Leitplanken und Randbebauung erzielen, da sie von den für die Fahrsicherheitsanwendungen wichtigen Reflexionen stehender Fahrzeuge getrennt werden können.

Allerdings wird in der Praxis die Unterraumtrennung durch verschiedene Faktoren negativ beeinflusst. Die Rauscheigenwerte schwanken wegen der kurzen Beobachtungsdauer und der geringen Anzahl von Ab-

tastwerten um ihre Idealwerte. Durch geringe Winkelunterschiede und Signalkorrelation sinken die Signaleigenwerte in die Größenordnung der Rauscheigenwerte ab. Der große Dynamikumfang der Radarsignale und die Sensorungenauigkeiten erschweren zusätzlich eine genaue Unterraumtrennung. Dies führt dazu, dass weitere Signalverarbeitungsverfahren zur Steigerung der Robustheit der Winkeltrennung wie Kalibrierung und Dekorrelation untersucht werden müssen.

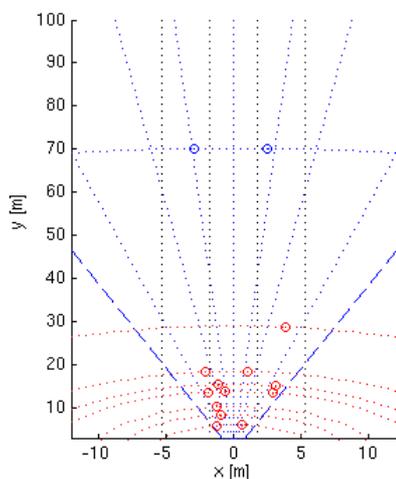
## 5 Experiment

In einem realen Experiment wurden zwei Fahrzeuge in etwa 70m Entfernung vom eigenen Fahrzeug in einem Abstand von etwa 5m voneinander aufgestellt.



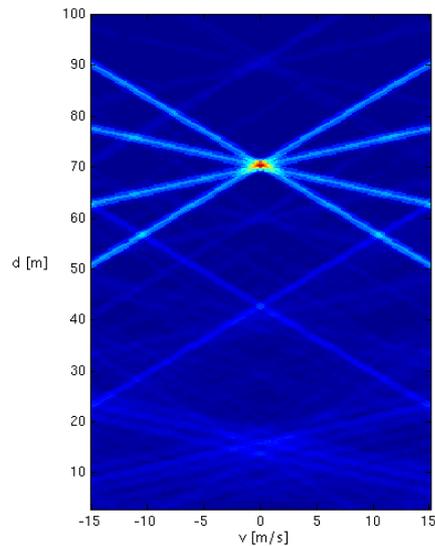
**Bild 8** Reales Experiment: Szenario

Dies entspricht einer Winkeldifferenz von etwas mehr als  $4^\circ$ . Die Empfangsantenne bestand aus einem Array von 16 Elementen in  $\lambda/2$  Abstand. Bild 8 zeigt das Szenario der stehenden PKW auf einer freien Fläche. Die detektierten Ziele sind in Bild 9 in einer Draufsicht dargestellt. Das eigene Fahrzeug befindet sich in der Mitte unten. Zur Unterraumtrennung und Winkelschätzung wurden das MDL-Verfahren und der MUSIC-Schätzer mit vorgeschaltetem forward-backward-spatial-smoothing zur Dekorrelation eingesetzt. Man erkennt deutlich die Reflektionen der beiden PKW in 70m Entfernung in einem Abstand von etwa 5m. Ebenso sind einige Reflektionen in kürzeren Distanzen zu erkennen, die auf die Bordsteine des Weges sowie die Randbebauung zurückzuführen sind. Ohne



**Bild 9** Detektionen in Draufsicht

hochauflösende Verfahren zur Winkeltrennung sind die beiden Fahrzeuge in der d-v-Ebene (Bild 10) nicht trennbar. Sie erscheinen als nur ein Ziel.



**Bild 10** Ziele in der d-v-Ebene

## 6 Zusammenfassung

Der Fortschritt im KRAFAS-Projekt markiert einen wichtigen Schritt in Richtung zukünftiger radarbasierter Fahrerassistenz- und Fahrsicherheitsysteme.

## 7 Literatur

- [1] Schneider, Martin: KRAFAS – Innovationen in der Mikrosystemtechnik und der Hochfrequenz-Mikroelektronik für kostenoptimierte Radarsensoren im Automotive-Bereich. Dieses Tagungsband, 2006
- [2] Blöcher, H. L.; Schneider, R.; Strohm, K.; Kirn, M.; Wenger, J.: Kfz-Höchstfrequenz-Elektronik „KOKON“. Dieses Tagungsband, 2006
- [3] Becker, K. F.; Ostmann, A.; Neumann, A.; Koch, M.; Kugler, A.; Kostelnik, J.; Sommer, J. P.; Dost, M.: Duromer MID Packaging Technologie für den Aufbau von 77 GHz Radarmodulen. Dieses Tagungsband, 2006
- [4] A. Kawakubo; S. Tokoro et al.: Electronically-Scanning Millimeter-Wave RADAR for Forward Objects Detection. SAE Congress, pp.127-134, 2004
- [5] H. Krim; M. Viberg: Two Decades of Array Signal Processing Research. IEEE Signal Processing Magazine, 1996