

Abschlussbericht

für das Förderprojekt Mikrosystemtechnik

Keyless Entry / Go 16SV1525

**Felix Höhne, MTS Mikrowellen- Technologie und Sensoren GmbH
Dietmar Weisser, Marquardt GmbH**

17.05.2006

1 Ziel des Dokuments

Dieser Schlußbericht beschreibt den Entwicklungsverlauf des Projektes Keyless Entry / Go mit dem BMBF-Förderkennzeichen 16SV1524.

Anzuwendende Dokumente

TS03MH452 Spezifikationen für Entwicklungsvorhaben KEYLESS ENTRY

2 Projektverlauf

Nach Wiederaufnahme des Projekts im Oktober 2001 war aufgrund der Ergebnisse aus der vorhergegangenen Projektphase deutlich geworden, dass zum einen das ISM-Frequenzband bei 24 GHz aufgrund der dort sehr hohen Körper- und Freiraumdämpfung nicht geeignet ist, zum anderen eine Abstandsbestimmung mittels Pegelmessung keine zufriedenstellenden Ergebnisse bezüglich Genauigkeit, Reproduzierbarkeit und Sicherheit liefern kann. Ausserdem war abzusehen, daß durch die Verwendung von Chip-Bauteilen bei höheren Frequenzen und der damit verbundenen Aufbautechniken, eine kostengünstige Herstellung der Module nicht möglich ist.

Daher waren nun die Hauptaufgaben, kostengünstige Lösungen für die Probleme der Abstandsmessung, der Innen-/Aussenabgrenzung und des Passiven Weckens zu finden.

Ergebnis des Projektes ist ein System welches sowohl Abstandsmessungen im weiteren Bereich bis 35m selbst unter schwierigen Umgebungsbedingungen wie z.B. Reflexionen und die dadurch verursachten Auslöschungen reproduzierbar durchführen kann als auch ein präzises Nahbereichsortungssystem welches im Bereich 3cm auflösen kann. Ferner wurde ein Diversityverfahren entwickelt welches mit nur 2 phasengesteuerten Antennen auskommt.

Inhalt

1 Ziel des Dokuments	2
2 Projektverlauf	3
3 Abstandsmessung (Projektpartner MTS).....	8
3.1 Grundlagen.....	8
3.1.1 Definitionen.....	8
3.1.2 Grundlegende theoretische Untersuchungen	9
3.1.3 Abstandsmessverfahren	9
3.1.3.1 Radar imaging:	9
3.1.3.2 GPS-Methoden:	9
3.1.3.3 Interferometrie:	9
3.1.3.4 Laufzeitmessung:.....	10
3.1.4 Passives Wecken	10
3.1.4.1 ID-Repeater	10
3.1.4.2 Detektorempfänger	10
3.1.4.3 Superregenerativ-Prinzip	11
3.1.5 Kommunikation.....	11
3.2 Untersuchungsergebnisse Abstandsmessverfahren.....	11
3.3 Untersuchungsergebnisse Passives Wecken	12
3.4 Vorläufige Spezifikation des KEYLESS-Transponders	13
3.5 Verifikation des Abstandsmessverfahrens	13
3.6 Keyless System	15
3.6.1 Funktion des Keyless-Systems	15
3.7 HF-Elektronik.....	16
3.7.1 Blockschaltbild	16
3.8 Messergebnisse	17
3.8.1 Tx-Pfad und Modulation	17
3.8.2 PLL und Phasenrauschen	18
3.8.2.1 RX-Pfad	18
3.9 Signalverarbeitungselektronik	19
3.9.1 Das Blockschaltbild	19
3.9.2 Der Synchrongleichrichter	21
3.9.2.1 Die Synchrongleichrichterzelle:.....	21
3.9.2.2 Prinzip 1: Synchrongleichrichter mit einer Synchrongleichrichterzelle längs und einer quer	22

3.9.2.3	Realisierung des 1. Prinzips	22
3.9.2.4	Prinzip 2: Synchrongleichrichter mit einem Widerstand längs und einer Synchrongleichrichterzelle quer	22
3.9.2.5	Realisierung des 2. Prinzips	23
3.9.2.6	Varianten der Prinzipien	24
3.10.2.	Generation der HF-Module.....	24
3.10.1	Blockschaltbild 2. Generation	25
3.10.2	Ergebnisse HF-Schaltungen.....	26
3.10.2.1	Selbstoszillierender Mischer (SOM).....	26
3.10.2.2	Zusammenstellung der Messergebnisse SOM	31
3.10.2.3	Bandpass-Filter	31
3.10.2.4	Antennen	35
3.11	Ergebnisse SVE.....	42
3.11.1	Die Aufbereitung des ZF-Signals.....	42
3.11.2	Der Synchrongleichrichter	45
3.11.2.1	Die Spannungskennlinie des idealen Synchrongleichrichters.....	45
3.11.2.2	Die reale Spannungskennlinie des Synchrongleichrichters	47
3.11.2.3	Geräteinterne Einflüsse.....	48
3.11.2.4	Dämpfung des Signals	48
3.11.2.5	Einflüsse durch Mehrwegeausbreitung	50
4	Diversity und Laufzeitmessung (Projektpartner Marquardt)	52
4.1	Untersuchung zu Diversity	52
4.2	Grundlagen.....	52
4.2.1	Entstehung starker Dämpfungen / Auslöschungen	52
4.2.1.1	Fresnel-Zonen.....	52
4.2.1.2	Reflexion.....	53
4.2.1.3	Interferenzfeld	55
4.3	Diversity-Verfahren	58
4.3.1	Antennen- /Raum-Diversity (Space-Diversity)	58
4.3.2	Frequenz-Diversity.....	59
4.3.3	Polarisations-Diversity.....	59
4.3.4	Feld-Komponenten-Diversity	60
4.3.5	Winkel-Diversity	60
4.3.6	Zeit-Diversity.....	60
4.4	Combiner-Schaltungen (Kombinierlogiken)	61
4.4.1	Switched Combining	62
4.4.2	Selective-Combining	63
4.4.3	Equal-Gain-Combining.....	64
4.4.4	Maximum-Ratio-Combining.....	65

4.5	Messung der Empfangsfeldstärke	65
4.5.1	Realisierung der Messvorrichtung	66
4.6	Diversity-Konzept.....	68
4.6.1	Diversity-Verfahren	68
4.6.2	Combiner-Schaltung	69
4.7	Realisierung.....	70
4.7.1	HF-Schaltung	71
4.7.1.1	Vorüberlegung	71
4.7.1.2	HF-Gehäuse	72
4.7.1.3	HF-Komponenten.....	73
4.7.2	Messungen	74
4.7.2.1	„Ebenenmessung“	74
4.7.3	Darstellung der Messergebnisse	76
4.7.3.1	Darstellung einer einzelnen „Messlinie“	76
4.7.4	Selective-Combining	77
4.7.5	Equal-Gain-Combining.....	78
4.7.5.1	Stellvertretend ein paar Meßergebnisse	80
4.8	Bewertung	81
4.8.1	Bewertung der Messergebnisse	81
4.8.1.1	Optische Bewertung.....	81
4.8.1.2	Numerische Beurteilung der Messdaten.....	81
4.8.1.3	Einzelantennen	84
4.8.1.4	Antennendiversity Selective-Combining	85
4.8.1.5	Antennendiversity Equal-Gain-Combining	86
4.8.1.6	Leistungsvergleich	87
5	Diversity und Laufzeitmessung (Projektpartner Marquardt)	88
5.1	Messung in ungestörter Umgebung	89
5.2	Zusammenfassung	91
6	Nachbereichortung mit Langwelle (Projektpartner Marquardt).....	93
6.1	Evaluationssystem.....	93
6.1.1	Analoger Teil.....	93
6.1.2	Messungen der elektrischen Daten	94
6.2	Digitaler Teil.....	95
6.3	Messungen	96
7	Ergebnisse Gesamtsystem (Projektpartner MTS)	98
8	Ergebnisse Gesamtsystem (Projektpartner Marquardt)	101

9 **Abbildungsverzeichnis** 102

3 Abstandsmessung (Projektpartner MTS)

3.1 Grundlagen

3.1.1 Definitionen

BS	Basisstation (Tür- bzw. Innenmodul)
TR	Transponder (Schlüssel bzw. Key)
ID	Identification
CW	Dauerstrichbetrieb
EPLD	Erasable programmable logic device
DDS	Direct digital synthesizer
FSK	Frequenzmultiplex
LO	Lokal-Oszillator
OOK	On/Off Keying
UHF	Ultra High Frequency
ISM-Band	2450 MHz +/- 50 MHz & 5800 MHz +/- 75 MHz
SOM	Selbst-Oszillierender-Mischer
RF	Radio-Frequency
RX-	Empfangs-
TX-	Sende-
SVE	Signalverarbeitungselektronik
ZF	Zwischenfrequenz
XO	Quarzoszillator

3.1.2 Grundlegende theoretische Untersuchungen

Aufgrund der o.g. Problematiken war es zunächst notwendig, zu untersuchen, ob die sehr strengen Anforderungen an das System bzgl. Abstandsauflösung, Innen-/Außenabgrenzung und Sicherheit gegenüber feindlichen Angriffen hinsichtlich Reichweitenverlängerung und unbefugtem Zutritt zum Fahrzeug, überhaupt mit einem Hochfrequenzsystem erfüllt werden können. Nach Klärung dieser Fragen wurden Lösungsansätze für Abstandsmessverfahren und Passives Wecken erarbeitet.

3.1.3 Abstandsmessverfahren

Zu Beginn dieser Projektphase wurden mehrere theoretische Untersuchungen verschiedener Verfahren zur Bestimmung von Abständen im Mikrowellenbereich und ihrer Anwendbarkeit auf die gegebene Problemstellung durch AMS (Austria Microsystems AG) durchgeführt.

Im Folgenden sind die untersuchten Verfahren, sowie deren Vor- und Nachteile kurz beschrieben:

3.1.3.1 Radar imaging:

Messung von Amplitude und Winkel des HF-Signals mit veränderlicher Antennenapertur

→ wegen sehr komplexer Hard- und Softwareanforderungen nicht zu realisieren

3.1.3.2 GPS-Methoden:

Phasenmessung; mit hochgenauen und synchronisierten Zeitnormalen in den BS

→ wegen sehr komplexer Hard- und Softwareanforderungen nicht zu realisieren

3.1.3.3 Interferometrie:

Phasendifferenzmessung, Triangulation; Messung der Phasenverschiebung eines zwischen einer BS und dem TR umlaufenden Signals; Triangulation mehrerer BS-TR-Messungen

→ erscheint realisierbar unter optimalen Bedingungen, d.h. direkte Sichtverbindung, keine Mehrwegeausbreitung, usw.)

→ Auswirkungen der realen Rahmenbedingungen auf die Meßgenauigkeit wurden untersucht.

3.1.3.4 Laufzeitmessung:

Messung der Umlaufzeit eines HF-Impulses (BS->TR->BS)

- Verschiffene Anstiegsflanken der Pulse reduzieren Meßgenauigkeit
- Empfindlichkeit ist stark Entfernungsabhängig (eingeschränkter Entfernung-Meßbereich)

3.1.4 Passives Wecken

Im Grundzustand, d.h. im Energiesparmodus ist der Großteil der Schlüsselektronik abgeschaltet. Nur eine Empfängerschaltung ist aktiv und wartet auf ein sog. Wecksignal. Um die Batterielebensdauer zu maximieren, ist eine extrem stromsparende Methode zu wählen, die im günstigsten Fall nur wenige μA Stromverbrauch aufweist.

Die drei untersuchten Verfahren sind im Folgenden näher beschrieben.

3.1.4.1 ID-Repeater

Ein sehr weit verbreitetes Verfahren stellen RFID-Systeme dar. Dabei sendet eine BS für eine bestimmte Zeit ein hochfrequentes CW-Signal, welches vom Repeater mittels Diodendetektor empfangen und anschließend gleichgerichtet wird. Damit wird eine Kapazität geladen, welche dann als Spannungsquelle für einen Oszillator dient. Nach Beendigung der Ladephase werden die im TR gespeicherten Identifikationsdaten (ID) zur BS mittels Frequenzmultiplex (FSK) übertragen.

Der große Vorteil dieser Systeme besteht darin, dass die TR völlig ohne Batterie oder zusätzliche Energieversorgung arbeiten. Die Energie, welche zur Datenübertragung zwischen TR und BS notwendig ist, wird allein aus der Ladung des Kondensators bezogen. Nachteilig sind hier die sehr geringe Selektivität, sowie die sehr kurze Reichweite, bedingt durch die niedrigen Sendeleistungen. Außerdem sind diese Systeme derzeit nur für Frequenzbereiche bis wenige MHz kommerziell erhältlich. Zu Frequenzen bis in den GHz-Bereich hinein, dürften sich die Reichweite und der Energiebedarf hinderlich auf die Realisierbarkeit auswirken.

3.1.4.2 Detektorempfänger

Bei diesem Verfahren sendet die BS ein gepulstes HF-Signal mit einer speziellen Codierung (z.B. Manchester-Code), welches vom TR mittels eines einfachen, passiven Diodenempfängers empfangen wird. Das demodulierte Signal würde dann mittels einer stromsparenden Digitalelektronik ausgewertet.

Ein Vorteil dieses Konzeptes ist der geringe Leistungsbedarf. Demgegenüber stehen die geringe Empfindlichkeit der derzeit erhältlichen Dioden, sowie die geringe Selektivität, d.h. die große Empfangsbandbreite.

3.1.4.3 Superregenerativ-Prinzip

Dieses Verfahren benutzt einen Oszillator mit einem zusätzlichen Eingang, welcher mit dem Empfangstor des TR verbunden ist. Der Oszillator wird mit einer bestimmten Frequenz ein- und ausgeschaltet (gequensch) und das Ausgangssignal gleichgerichtet. Liegt nun am Eingang ein HF-Signal an, ändert sich das Verhalten des Oszillators dahingehend, dass er schneller anschwingt und somit das Hüllkurvenintegral des Ausgangssignals größer wird. Ein OOK-moduliertes HF-Signal kann somit detektiert werden, sofern die Modulationsfrequenz groß gegenüber dem Quensch-Signal ist.

Vorteile dieses Verfahrens sind die hohe erreichbare Empfindlichkeit von bis zu -110dBm , sowie der extrem geringe Stromverbrauch. Als Nachteil ist die ebenfalls geringe Selektivität zu werten, die allerdings durch ein schmalbandiges EingangsfILTER kompensiert werden kann.

3.1.5 Kommunikation

Dieser Punkt wurde nicht detailliert untersucht, da Daten mittels der gleichen Verfahren übertragen werden können, wie sie auch für Abstandsmessung bzw. Passives Wecken verwendet werden.

3.2 Untersuchungsergebnisse Abstandsmessverfahren

Hier zeigte sich eine Form des Interferometrieverfahrens als die geeignetste Methode zur Bestimmung der genauen Entfernung zwischen Schlüssel und Fahrzeug. Dabei wird in der BS ein HF-Träger amplitudenmoduliert und zum TR übertragen. Dieser setzt die Trägerfrequenz um, ohne jedoch das Modulationssignal zu beeinflussen. Der TR sendet das Signal wieder an die BS zurück, wo es demoduliert und die Phasenlage mit der des ursprünglichen Modulationssignals verglichen. Wird dieses Verfahren bei mehreren (mind. 2), eng beieinanderliegenden Modulationsfrequenzen durchgeführt, sind Entfernungsauflösungen von wenigen cm, sowie Eindeutigkeitsbereiche von mehreren Hundert Metern möglich. Als Eindeutigkeitsbereich bezeichnet man die maximale Entfernung, bis zu der die umgelaufene Phase gegenüber der originalen eine Phasenverschiebung von weniger als 360° beträgt. Die Größe des Eindeutigkeitsbereichs ist dem Abstand der beiden Modulationsfrequenzen umgekehrt proportional, d.h. je kleiner der Abstand, umso größer der Eindeutigkeitsbereich.

Um die grundlegende Eignung des Verfahrens für das KEYLESS System zu Bestätigen, wurden Testschaltungen entwickelt, die zuerst unidirektional (Strecke BS \rightarrow TR) untersucht wurden. Der Messaufbau ist in Abb.1 dargestellt.

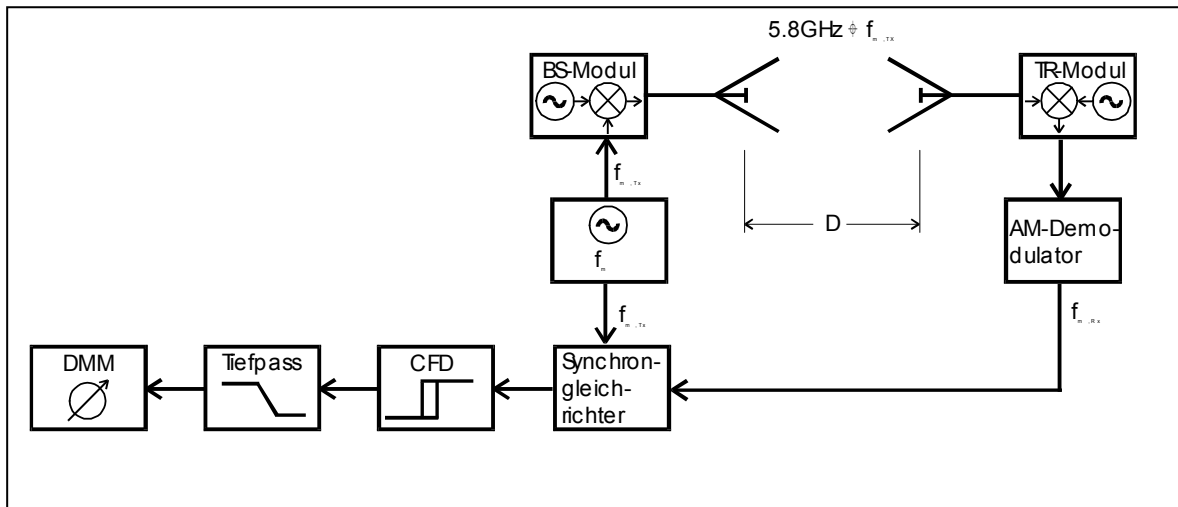


Abb. 1 Blockschaltbild des Messaufbaus für die unidirektionale Abstandsmessung

Ein mittels PLL stabilisierter VCO erzeugt ein HF-Trägersignal (BS-Modul) bei etwa 5.8 GHz. Ein zweites Sinussignal von 3.0 MHz ($f_{m,tx}$) wird über XO, EPLD und DDS generiert und als LO-Signal mittels eines Mischers auf den HF-Träger amplitudenmoduliert. Ein SMA-Hohlleiterübergang dient als Sendeantenne. Das Signal wird über eine Übertragungsstrecke definierter Länge (D) zu einem zweiten SMA-Hohlleiterübergang, welcher als Eingangsantenne der Gegenstelle (TR-Modul) fungiert, übertragen. Hier wird das amplitudenmodulierte Signal auf eine Zwischenfrequenz heruntergemischt und mittels Detektor demoduliert. Dadurch gewinnt man die Modulationsfrequenz zurück ($f_{m,rx}$), welche nun mit der ursprünglich im BS-Modul erzeugten verglichen wird. Die Phasendifferenz kann hochgenau mit einem Synchrongleichrichter ermittelt werden. Zur Vermeidung der Amplitudenabhängigkeit des Messergebnisses von der Empfangsleistung, wird z.B. ein Komparator nachgeschaltet. Nach dem darauffolgenden Tiefpassfilter ($B < 10\text{kHz}$), kann die Gleichspannung $V_{out}(D)$ an einem Digitalmultimeter abgelesen werden. Ergebnisse von Testmessungen sind in Kap.3.5 dargestellt.

3.3 Untersuchungsergebnisse Passives Wecken

Hierfür hat sich das Superregenerativ-Prinzip als für die gegebenen Anforderungen am geeignetsten gezeigt. Es vereint die Vorteile des sehr geringen Energiebedarfs und der hohen Empfindlichkeit.

Hier wurden zusätzlich zu den theoretischen Untersuchungen Messungen an kommerziell erhältlichen Systemen in niedrigeren Frequenzbereichen durchgeführt.

Kommerziell erhältliche Transponder

Hier wurde ein Transpondersystem von ZETTL Karlsruhe untersucht. Die BS der unidirektionalen Verbindung ist einen UHF-Sender TMA9924, welches im 35cm-ISM-Band bei 868.35MHz mit einer Sendeleistung von ca. +10dBm einen 100% amplitudenmodulierten Träger sendet. Die Stromaufnahme ist hierfür ca. 13mA bei 5V Versorgungsspannung (75mW).

Das Empfängermodul RMA9924 benutzt einen Pendelempfänger, d.h. einen Superregenerativempfänger mit selbstgequenschtem Oszillator. Das gesamte Modul hat eine Stromaufnahme von lediglich 0.4mA bei einer hervorragenden Empfindlichkeit mit -95dBm.

Mit dieser Kombination aus TMA9924 und RMA9924 konnte eine Datenkommunikation zwischen zwei PCs mit Datenraten bis 4800b/s über eine Entfernung von mehr als 20m erreicht werden.

Ein vergleichbarer Empfänger im ISM-Band um 5.8GHz oder 2.45GHz wäre ideal geeignet für das Passive Wecken.

3.4 Vorläufige Spezifikation des KEYLESS-Transponders

Wichtigster Spezifikationsparameter diese Transponders sind ein geringer Stromverbrauch von <1mA (bevorzugt <0.5mA) bei einer hohen Empfindlichkeit von <-90dBm. Eine ausreichend hohe Selektivität dürfte mit vor- bzw. nachgeschalteten, kommerziell erhältlichen Band-Pass-Filtern in Keramik-Chip-Bauform erreicht werden. Eine Frequenzstabilisierung mittels PLL ist hierfür jedoch notwendig.

Der Oszillator des TR kann als SOM mit schaltbarer Versorgungsspannung designed werden, dadurch ist er sowohl als Empfänger für das Passive Wecken als auch als Transponder für die Abstandsmessung verwendbar. Dazu wird ein Oszillator bei 3350MHz benötigt. Dadurch wäre eine direkte Umsetzung von 5800MHz (Rx-Signal) auf 2450MHz (TX-Signal) möglich. Dieses Konzepts wird im Kap. 6 bei SOM genauer beschrieben.

3.5 Verifikation des Abstandsmessverfahrens

Die Machbarkeitsstudie für das Abstandsmeßverfahren wurde in mehreren Schritten durchgeführt. Zuerst wurde mit einem Versuchsaufbau untersucht, mit welchen Ergebnissen überhaupt gerechnet

werden kann, bzw. welche Parameter eingehalten werden müssen, um eine einwandfreie Funktion des Systems zu gewährleisten. Außerdem wurden hier Spezifikationen für die einzelnen Schaltungskomponenten entwickelt.

Das Abstandsmeßverfahren wurde mit einer unidirektionalen (BS→TR) Übertragungsstrecke nach Abb.1 verifiziert.

Übertragungsstrecke unidirektional; Abstand manuell eingestellt
Grundphasenverschiebung 240ns; ZF-Pfad KEY: 2xBGA427+AMD+Synchro

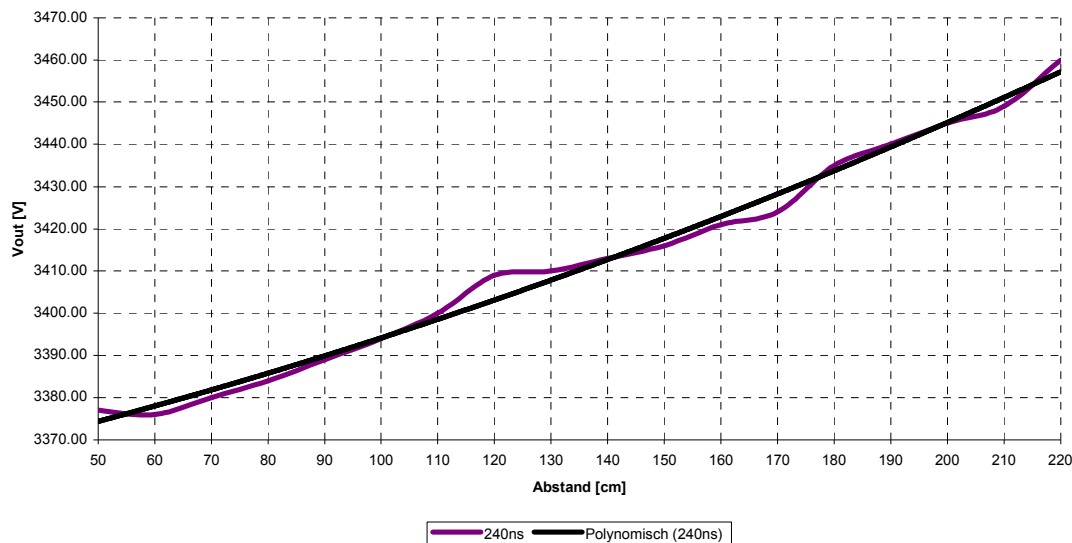


Abb. 2 Spannung am Synchrongleichrichterausgang über Abstand der Gegenstellen BS und TR

Es ist abzulesen, daß eine Entfernungsauflösung von ca. 2.5mV / 5cm zu erreichen ist. Dabei wurde eine Modulationsfrequenz von 3MHz verwendet. Wird nun die Messung bidirektional (BS→TR→BS) durchgeführt und die Modulationsfrequenz auf 6MHz erhöht, kann somit auch die Entfernungsauflösung um Faktor 4 auf ca. 10mV / 5cm erhöht werden.

3.6 Keyless System

Nachdem die Funktion und die Tauglichkeit des Abstandsmessverfahrens mittels unidirektionaler Messung bewiesen sind, wurde das System unter realen Bedingungen, d.h. „am Fahrzeug“ getestet.

Hierzu wurden sowohl die Komponenten der Signalverarbeitungs- als auch der HF-Elektronik überarbeitet und als neues Design realisiert. Die zwei Kernkomponenten - HF-Module und Signalverarbeitung wurden entwickelt und aufgebaut.

Es wurde jeweils ein identisches Design für die BS- und die TR-Module erstellt, welche dann abhängig von der Funktion bestückt/programmiert und betrieben werden konnten.

3.6.1 Funktion des Keyless-Systems

Das aktuelle Keyless-System besteht im einfachsten Fall aus zwei Modulen. Die Basisstation (BS) erzeugt einen AM-modulierten HF-Träger, welcher zu einem Transponder (TR) übermittelt wird. Dieser demoduliert das Empfangssignal und mischt es mit einem selbst erzeugten HF-Signal, welches gegenüber dem BS-Träger um eine bestimmte Frequenzablage versetzt ist. Das zur BS zurückgesendete, wiederum amplitudenmodulierte Signal wird dort demoduliert und seine Phase mit der des ursprünglich in der BS erzeugten verglichen. Die Phasenverschiebung ist somit ein direktes Maß für den Abstand der beiden Module. Ein funktionelles Blockschaltbild des beschriebenen Systems ist in Abb. 3 dargestellt.

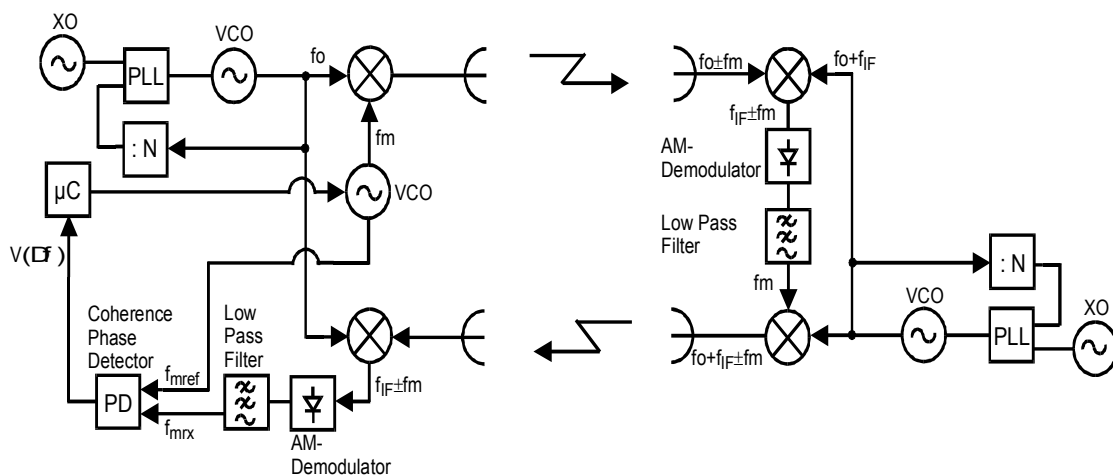


Abb. 3 Funktionelles Blockschaltbild des KEYLESS-Systems

3.7 HF-Elektronik

3.7.1 Blockschaltbild

Das HF-Modul besteht aus einem VCO (HMC358) der das LO-Signal zwischen 5725 MHz und 5875 MHz für den Sende- und den Empfangsmischer mit einer Leistung von ca. $P=+10\text{dBm}$ generiert - siehe Abb. 4. Ein Teil des Ausgangssignals des VCO wird, mittels eines symmetrischen Richtkoefflers in Mikrostreifenleitungstechnik mit einem Koppelfaktor von $C = -12\text{dB}$, ausgekoppelt. Ein Teil wird über eine Teilerkette (HMC433 und LMX5080) mit dem Teilungsfaktor 512 bzw. 520 auf eine Markerfrequenz von ca. 11MHz geteilt und an die Signalverarbeitungsplatine weitergereicht. Mit der dort befindlichen PLL wird der VCO über die Abstimmspannung V_{tune} stabilisiert. Da diese PLL in der Lage ist, Signale bis über 6GHz zu verarbeiten, kann in einem weiteren HF-Design auf die beiden Teiler verzichtet werden und das Markersignal direkt an die Signalverarbeitungsplatine weitergereicht werden.

Der zweite Ausgang des Richtkopplers speist einen Verstärker (HMC320) mit einer Eingangsleistung von ca. $P = -2\text{dBm}$. Die Verstärkung beträgt ca. $G = 11\text{dB}$, wodurch der Rx-Mischer (HMC220) mit einer LO-Leistung von ca. $+9\text{dBm}$ angesteuert wird. Das Empfangssignal wird über einen Verstärker (HMC320) auf das RF-Tor dieses Mixers gelegt. Das resultierende ZF-Signal im Bereich um 90MHz wird mittels einer Verstärkerkette (2x BGA427) um ca. 50dB verstärkt und an die Signalverarbeitungsplatine weitergeleitet und anschließend demoduliert wird.

Das VCO-Signal aus dem ungekoppelten Pfad des Richtkopplers treibt das LO-Tor des Tx-Mischers. An dessen ZF-Eingang wird ein Modulationssignal F_{mod} im Bereich von 3 – 6MHz mit einer Amplitude von $V_{\text{ss}} = 150\text{mV}$ eingespeist. Dadurch ergibt sich am RF-Ausgang ein amplitudenmodulierter HF-Träger mit einem Modulationsindex von ca. $m = 1$. Über eine Verstärkerkette mit 2x HMC320 wird der AM-modulierte Träger ($F_{\text{VCO}} \pm F_{\text{mod}}$) um ca. 20dB verstärkt und über die Sendeantenne zur Gegenstelle gesendet.

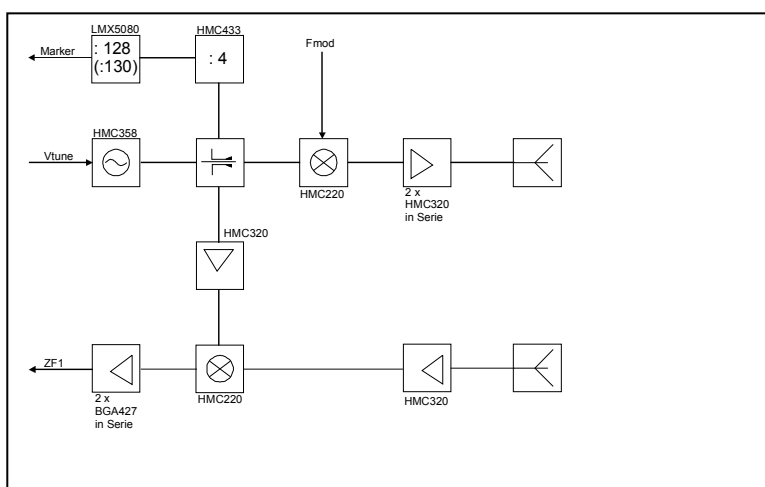


Abb. 4 Blockschaltbild der HF-Elektronik

Wie bereits erwähnt, dient obiges Design für beide Module - BS und TR. Der Hauptunterschied besteht in der Einstellung des Arbeitspunktes der beiden Verstärker im Sendepfad (2xHMC320). Ihre Verstärkung und die maximale Ausgangsleistung werden durch eine Kontrollspannung und durch Beschaltung mit entsprechenden Widerständen bestimmt. Mit größerer Verstärkung steigt der verbrauchte DC-Strom, weshalb für die TR-Module ein geringerer Leistungsverbrauch eingestellt wird.

Ein weiterer Unterschied zwischen BS- und TR-Modul besteht in der eingestellten VCO-Frequenz F_{VCO} . Diese sollte sich zwischen den beiden Modulen um die ZF1-Frequenz von ca. 90MHz unterscheiden. Dazu gibt es zwei Möglichkeiten. Zum einen kann das Teilverhältnis für das Marker-Signal entweder auf 512 oder auf 520 eingestellt werden, oder bei Speisung der PLL mit der F_{VCO} ohne vorherige Frequenzteilung, diese entsprechend programmiert werden.

3.8 Messergebnisse

3.8.1 Tx-Pfad und Modulation

Abb. 5 sind die Leistungspegel des Modulationssignals (3MHz) und dessen erster Harmonischen (6MHz) relativ zum Pegel des Trägersignals dargestellt.

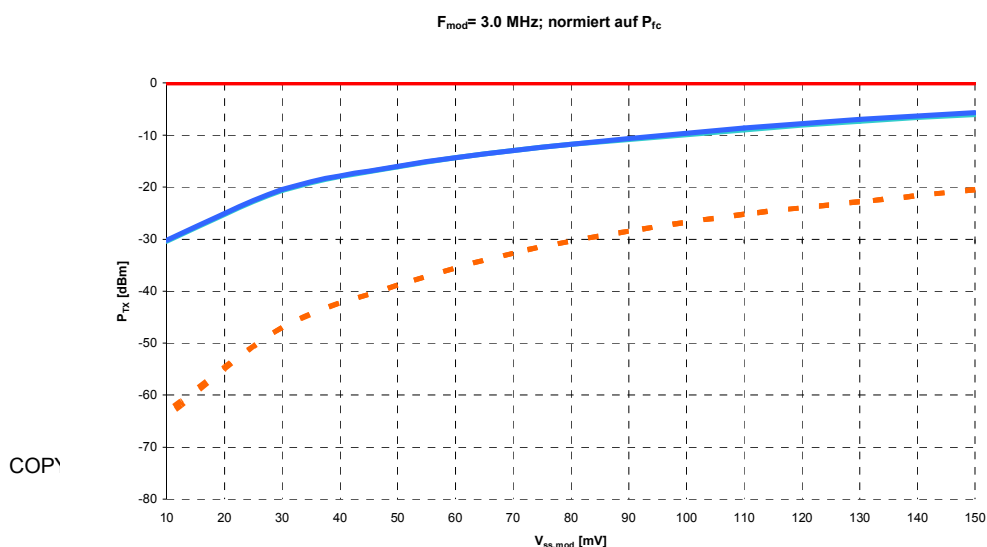


Abb. 5 Leistung des Modulationssignals sowie der ersten Harmonischen, normiert auf den Sendepiegel des Trägers

Bei dieser Messung war der VCO ungerichtet. Das Signal wurde dabei am Ausgang des zweiten TX-Verstärkers (HMC320) gemessen. Die Trägerleistung betrug bei 5.85GHz ca. +5dBm. Bei Verwendung einer handelsüblichen Keramik-Chip-Antenne mit einer Verstärkung von ca. 3dB ist eine Ausgangsleistung von etwa +8dBm zu erreichen.

Abb. 5 ist ebenfalls abzulesen, dass bei einer Modulationsamplitude von $V_{\text{mod}} = 150mV_{\text{ss}}$ der Modulationsindex $m = 1$ erreicht wird (Abstand des Pegels des ersten Seitenbandes zum Träger $DL_c = 6\text{dB}$). Die gute Deckung der Pegel der beiden Seitenbänder, sowohl bei 3MHz, als auch bei 6MHz, zeigt, dass die Modulation sehr symmetrisch ist und somit keine, oder nur eine sehr geringe AM-PM stattfindet.

3.8.2 PLL und Phasenrauschen

Für diese Messung wurde das durch den Richtkoppler ausgekoppelte Markersignal ohne vorherige Teilung direkt zur PLL (Skyworks CX72302) geleitet. Bei einem TX-Signal von 5.76GHz konnte dadurch ein S/N von -79dBc/Hz bei 100kHz Ablage erreicht werden (Angabe des Herstellers: S/N < -80dBc/Hz bei 100kHz Ablage).

3.8.2.1 RX-Pfad

Das TX-Signal von 5.760GHz wurde beibehalten. Zusätzlich wurde am RX-Eingang ein 5.860GHz-Träger mit variablem Pegel eingespeist (erzeugt mit Synthesizer Anritsu 69059A). Das resultierende

ZF-Signal bei $f_{ZF} = 98\text{MHz}$ wurde mit zwei BGA427 verstärkt. Der Pegel des gemessenen ZF-Signals und seiner ersten Harmonischen ist in Abb. 6 dargestellt.

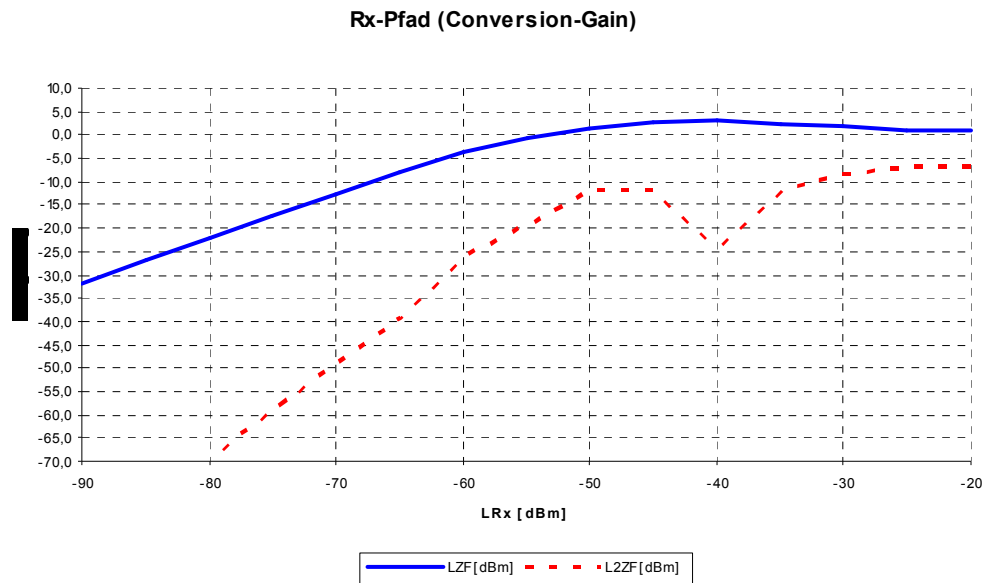


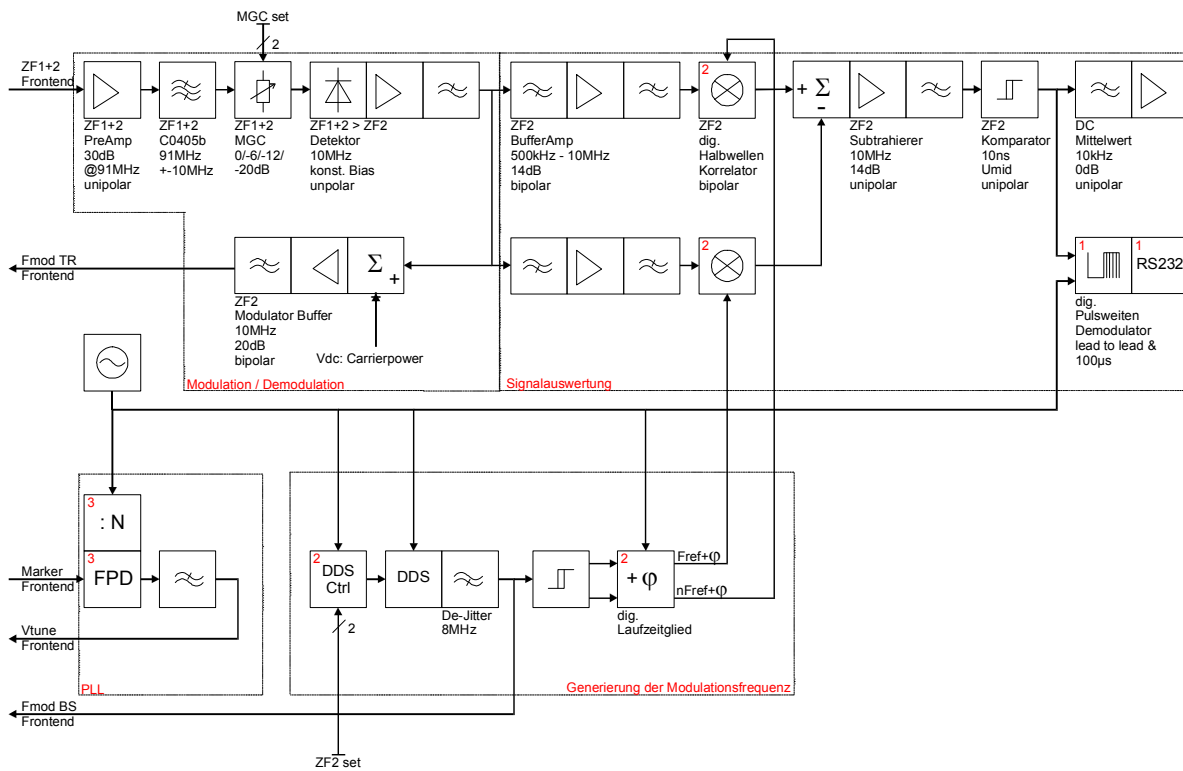
Abb. 6 Leistungspegel des ZF-Signals und dessen erster Harmonischen, am ZF1-Tor der HF-Platine

Daraus ist ersichtlich, dass der gesamte Empfangspfad einen Ausgangs P-1dB von ca. 0dBm besitzt. Durch geschickte Bandpassfilterung des ZF-Signals kann die Harmonische unterdrückt werden, wodurch Empfangspegel bis -40dBm möglich sind. Dies entspricht bei einer Sendefrequenz von 5.8GHz in etwa einem Abstand der Gegenstelle von 100cm bei einer Sendeleistung von +8dBm.

3.9 Signalverarbeitungselektronik

3.9.1 Das Blockschaltbild

In Abb. 7 ist das Blockschaltbild der Signalverarbeitungselektronik (SVE) dargestellt. Sie erfüllt insgesamt vier Aufgaben und ist genauso wie die HF-Elektronik für die BS- als auch für die TR-Module unterschiedlich konfigurierbar. Die vier Hauptteile der SVE sind die Generierung der Modulationsfrequenz, die PLL zur Stabilisierung des HF-VCO, die Demodulation des ZF-Signals von der HF-Platine sowie die Auswertung des demodulierten Signals zur Abstandsbestimmung.



Das Referenzsignal für die PLL und die Frequenzgenerierung liefert ein 20MHz-XO.

Die PLL, hier noch aus diskreten Komponenten, wie Prescaler, Phasendetektor und Loop-Filter, bestehend gezeichnet, ist durch einen PLL-Baustein der Fa. Skyworks (CX72302) und einem Loop-Filter mit anschließendem OPV als Trennverstärker ersetzt worden. Das Eingangssignal der PLL ist nun das ausgekoppelte HF-Trägersignal aus dem HF-Modul zwischen 5.725 und 5.875GHz.

Im Frequenzgenerierungsteil des SVE steuert ein EPLD einen DDS-Baustein, welcher ein von der 20MHz XO-Referenz abgeleitetes Sinussignal zwischen 3 und 6MHz erzeugt. Das gefilterte Sinussignal dient zur Modulation (Fmod) des HF-Trägers auf dem HF-Board (siehe Kap.3.7.1). Zusätzlich wird ein Teil davon über einen Komparator gleichgerichtet und dient als Referenzsignal F_{ref} für den Synchrongleichrichter. Durch ein digitales Laufzeitglied kann zusätzlich noch die Grundphasenverschiebung der F_{ref} eingestellt werden, um die maximale Auflösung der Abstandsmessung zu erreichen.

Der Demodulator der SVE dient dazu, aus dem, vom HF-Modul gelieferten, amplitudenmodulierten ZF-Signal die Hüllkurve zu detektieren. Diese stellt das Modulationssignal dar und wird je nach Anwendung (BS oder TR) weiterverarbeitet. Im TR-Modul dient es zur erneuten Modulation des TX-Signals. Dazu wird es verstärkt, gefiltert und zur Erreichung eines optimalen Modulationsindex mit einem DC-Offset versehen. Soll die SVE im BS-Modul eingesetzt werden wird der Modulationszweig nicht genutzt. Stattdessen wird das demodulierte Signal im Synchrongleichrichter ausgewertet. Anschließend eliminiert ein Komparator die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangssig-

nalamplitude. Die entstehenden Pulsweitenverhältnisse sind ein direktes Maß für den Abstand zwischen BS und TR. Nachfolgend sind zwei Möglichkeiten vorgesehen, das Ergebnis zu bewerten.

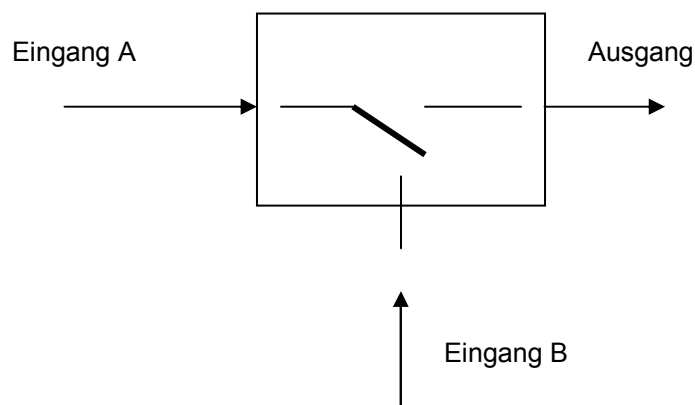
Ein Tiefpassfilter erzeugt aus dem Rechtecksignal den Mittelwert und somit eine von der Phasendifferenz zwischen $F_{\text{mod,RX}}$ und F_{ref} abhängenden Gleichspannung. Außerdem ist es möglich, die Pulsweiten mittels eines Zählers auszuwerten und über eine RS232-Schnittstelle via PC auszulesen.

3.9.2 Der Synchrongleichrichter

Der Synchrongleichrichter bildet den wichtigsten Teil der Funktionsgruppe Signalauswertung.

Das Synchronsignal wird an der BS erzeugt und an den TR amplitudenmoduliert gesendet. Am TR wird die Trägerfrequenz des Synchronsignals umgesetzt und zurückgesendet. Das an der BS rekonstruierte Signal wird mit dem originalen Synchronsignal verglichen und die Laufzeit ermittelt.

3.9.2.1 Die Synchrongleichrichterzelle:



Es wurden zwei verschiedene Prinzipien untersucht:

3.9.2.2 Prinzip 1: Synchrongleichrichter mit einer Synchrongleichrichterzelle längs und einer quer

Hier wird in der BS das vom TR empfangene und aufbereitete Synchronsignal an den Eingang A der Längs-Synchrongleichrichterzelle gebracht. Das originale Synchronsignal liegt am Eingang B und schaltet im Takt den Eingang A durch. Die Quer-Synchrongleichrichterzelle schaltet im Gegentakt zu Eingang B der ersten Zelle den Eingang B der zweiten Zelle. Eingang A der zweiten Zelle liegt am Ausgang der ersten Zelle und der Ausgang der zweiten Zelle an Masse. Also schließt im Falle der gesperrten ersten Zelle die zweite kurz.

Der Knoten zwischen Ausgang der ersten Zelle und Eingang A der zweiten Zelle ist der Ausgang dieses Synchrongleichrichters. Die dort enthaltene Leistung ist ein Maß der Überlappung des originalen Synchronsignals mit dem empfangenen des TR. Diese Überlappung entspricht der Entfernung zw. BS und TR.

3.9.2.3 Realisierung des 1. Prinzips

Dieses Prinzip bietet den Vorteil einer theoretisch sehr guten Signalqualität wegen der sehr scharfen Umschaltbarkeit die mit im Gegentakt arbeitenden Längs- und Querschaltern erreicht werden kann.

Dieser Vorteil konnte allerdings nicht erreicht werden. Es war nicht möglich zwei Schalter zu finden die gleichschnell schalten konnten, da der Längsschalter typischerweise mit einem P-Kanaltyp realisiert wird und der Querschalter mit einem N-Kanaltyp. Die untersuchten P-Kanaltypen waren zu langsam. Außerdem stellten die schnelleren P-Kanaltypen einen hohen Aufwand der Ansteuerung (Eingang B) und die Signalgüte des geschalteten Signals litt vor allem im Bereich der Umschaltpunkte.

Dieses Prinzip wurde nicht weiterverfolgt.

3.9.2.4 Prinzip 2: Synchrongleichrichter mit einem Widerstand längs und einer Synchrongleichrichterzelle quer

Hier wird in der BS das vom TR empfangene und aufbereitete Synchronsignal an einen Längswiderstand gebracht. Danach folgt der Eingang A der Querzelle, die getaktet das Signal gegen Masse schaltet. Durch den Längswiderstand wird die vorgehende Schaltung strombegrenzt und die gegen Masse zu schließende Signalenergie bleibt gering.

Der Knoten zwischen dem Längswiderstand und Eingang A der Quorzelle ist der Ausgang dieses Synchrongleichrichters. Auch hier ist die dort enthaltene Leistung ein Maß der Überlappung des originalen Synchronsignals mit dem empfangenen des TR. Diese Überlappung entspricht der Entfernung zw. BS und TR.

3.9.2.5 Realisierung des 2. Prinzips

Der hier nur notwendige Querschalter wird mit einem N-Kanaltyp realisiert. Verschiedene diskrete spezielle Schalter und Transistoren bzw. FETs erreichen die notwendige Siganlgüte hinreichend. Am besten zeigt sich die Verwendung eines EPLDs (Fa. Altera) bei dem ein Pin als Open-Collector betrieben wird. Diese EPLDs besitzen zur Minimierung von Schaltverzögerungen eine spezielle Boostausgangsstufe, die dem Aufbau einer Quorzelle sehr förderlich ist.

Dieses Prinzip wird eingesetzt.

3.9.2.6 Varianten der Prinzipien

Bei beiden Prinzipien wird nur 50% des vom TR empfangenen Signals ausgewertet. Es bietet sich an noch einen weiteren Kanal aufzubauen, der mit einem 180° verschobenen BS-Signal getaktet wird. So wird eine 100%ige Ausnutzung erreicht. Generell ist es möglich noch mehr Kanäle aufzubauen z.B. 4mal mit 90° Phasenversatz. Ebenfalls ist es sinnvoll mit 2 Kanälen und 90° Phasenunterschied in einem Quasi-IQ-System immer einen Kanal im empfindlichen Phasenbereich zu haben, um die Flachbereiche an den Extremwerten zu vermeiden.

Hier werden 2 Kanäle mit 180° verwendet.

Zu beachten

Ist das Synchronsignal einfach rechteckförmig muß bei der Wahl der Frequenz des Synchronsignals darauf geachtet werden keine Mehrdeutigkeit bei der Entfernungsermittlung zu bekommen. Anstelle eines einfachen Rechtecksignal lassen sich auch Entfernungscodes einsetzen, die von sich aus eine Mehrdeutigkeit verhindern. Für den aktuellen Stand des Vorhabens wird darauf allerdings verzichtet.

3.10 2. Generation der HF-Module

Die Messungen an der 1. Generation der Module hat gezeigt, dass hinsichtlich der Leistungsverbrauch deutlich über den spezifizierten Werten, sowie auch die Empfindlichkeit und Mehrdeutigkeit der Signalauswertung nicht die erwarteten Werte erreichten. Es wurde deshalb ein Redesign des gesamten Systems erforderlich.

Die Reduktion des Leistungsverbrauchs im Schlüssel und der Komplexität der TR-Elektronik sind Kernziel für die Überarbeitung der Module. Es wurde ein Konzept entwickelt, bei dem die Demodulation und erneute Modulation im TR entfällt. Dadurch können sowohl zwei Mischer als auch der AM-Demodulator entfallen. Die Erzeugung des LO-Signals für die beiden Mischer, mit dem damit verbundenen hohen Energiebedarf, entfällt nun vollständig. Die vorher benötigten LO-Verstärker sind ebenfalls nicht mehr notwendig. Mit einem geschickten Design ist im Abstandsmessmodus ein Gesamtstromverbrauch im Schlüssel von 20mA oder weniger zu erreichen. Die neuen Schaltungskomponenten haben zudem den Vorteil, dass sie für das Passive Wecken ebenfalls mitbenutzt werden können

3.10.1 Blockschaltbild 2. Generation

Das Blockschaltbild in Abb. 8 zeigt das Konzept der 2. Generation der HF-Module.

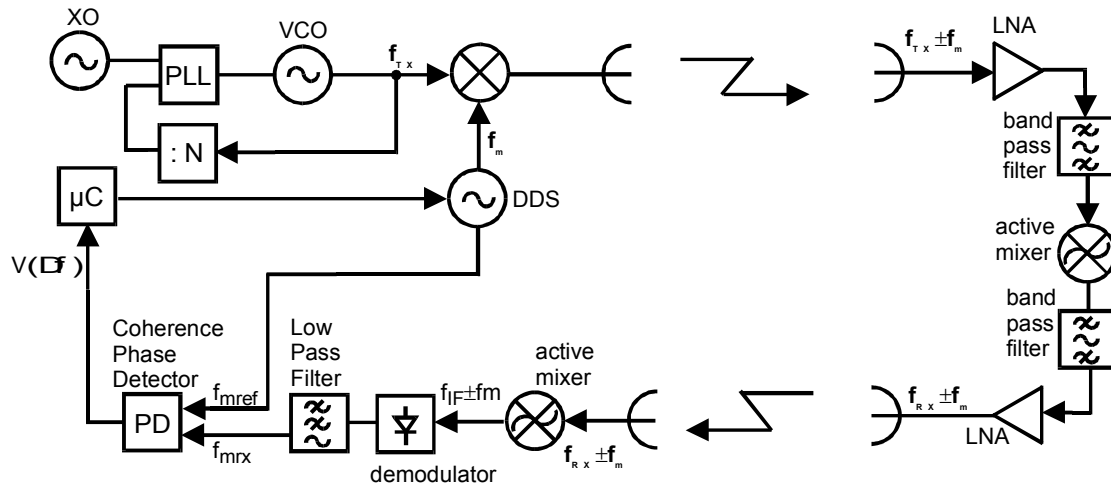


Abb. 8 Konzept für die nächste Generation der HF-Module

Im BS-Modul werden die Erzeugung des HF-Trägers und des Modulationssignals, die Modulation und die Demodulation sowie die Signalauswertung beibehalten. Der grundsätzliche Unterschied besteht darin, dass nun nicht mehr wie bisher, nur das ISM-Band um 5.8GHz benutzt wird, sondern dass für den Downlink (TR→BS) das ISM-Band um $2450 \pm 50\text{MHz}$ verwendet wird. Dies resultiert aus der kompletten Umkonstruktion des TR-Moduls. Dort wird das empfangene, AM-modulierte HF-Signal nicht erst auf eine ZF heruntergemischt, demoduliert und anschließend wieder auf einen HF-Träger moduliert. Stattdessen wird ein sog. Selbst-Oszillierender-Mischer (SOM) benutzt, um das empfangene HF-Signal direkt von 5.8GHz auf 2.45GHz umzusetzen, ohne dabei die ursprüngliche Modulation zu beeinflussen. Der SOM ist dabei ein, mit sehr geringer Energie schwingender, Oszillator bei 3.35GHz, der seine Eigenfrequenz direkt mit dem eingespeisten 5.8GHz-Signal mischt. Dieser Schaltungstyp hat dabei den Vorteil, dass die Oszillationsamplitude im Bereich der Empfangssignals liegen kann. Dadurch ist ein extrem geringer Leistungsverbrauch von wenigen mW zu realisieren. Die beiden Bandpassfilter sind notwendig, um unerwünschte Mischprodukte zu unterdrücken, bzw. die Abstrahlung der Oszillationsfrequenz zu verhindern. Diese Filter sind kommerziell in Keramik-Chip-Bauform erhältlich.

Wird der Oszillator über z.B. die Versorgungsspannung geschaltet, so kann er als Superregenerativ-Empfänger für den Weck-Modus genutzt werden. Die Daten werden dann vor dem Ausgangsfilter ausgekoppelt werden.

In der BS entfällt der Eingangsmischer, da das Empfangssignal um 2.45GHz nun mit dem vorhandenen LO bei 5.8GHz nicht in einen brauchbaren ZF-Bereich umgesetzt werden kann. Stattdessen wird auch hier der gleiche SOM wie im TR benutzt. Die Empfangsfrequenz von 2.45 GHz wird mit den 3.35GHz des SOM in die beiden ZF-Bänder 900MHz und 5.8GHz umgesetzt. Nur das untere ZF-Band wird zur Demodulation (Hüllkurvendetektion) benutzt. Dabei ist der bestehende AM-Demodulator mit nur geringfügigen Änderungen verwendbar. Die restliche Auswerteelektronik wurde unverändert weitergenutzt.

3.10.2 Ergebnisse HF-Schaltungen

3.10.2.1 Selbstoszillierender Mischer (SOM)

Ein Selbstoszillierender Mischer im benötigten Frequenzbereich ist derzeit nicht kommerziell erhältlich. Um die Verwendbarkeit dieses Schaltungstyps für die vorgesehene Anwendung zu untersuchen, wurde ein bereits vorhandener 24GHz-DRO aus der ersten Phase des KEYLESS-Projekts so modifiziert, dass in die DC-Zuleitung ein 18GHz-Signal eingespeist werden konnte. Am Ausgang des DRO konnte dann die eigentliche DRO-Frequenz und die Mischprodukte gemessen werden. Durch Reduktion der Versorgungsspannung und folglich der Oszillationsleistung, konnte das Konversionsverhalten positiv beeinflusst werden. Ein SOM wurde so designed, dass seine Oszillator-Ausgangsleistung im Bereich des empfangenen RX-Signals liegt. Die durchgeführten Voruntersuchungen zeigten, dass das SOM-Konzept für das Keyless-System optimal geeignet ist.

Im folgenden wurden dann Untersuchungen an speziell für die Anwendung entwickelten SOM durchgeführt. Hier ist vor allem interessant, wie das Verhältnis von Oszillatorleistung und RF-Signalleistung optimal zu wählen ist, ob eine Stabilisierung mittels PLL notwendig und machbar ist, ob der SOM auch als geschaltet werden kann – also als Superregenerativ-Empfänger einsetzbar ist, usw.

Es wurden insgesamt drei Oszillatoren designed und untersucht: Ein freischwingender Oszillator als Basisversion, eine abgewandelte Version als VCO mit Varaktordiode als Abstimmelement und einen freischwingenden SOM. Alle drei Versionen waren für 3.35GHz ausgelegt. Der Stromverbrauch wurde aus Sicherheitsgründen auf etwa 10mA bei 3V Versorgungsspannung eingestellt. In den späteren Versionen sollte dieser dann auf <1mA reduziert werden.

Die Layouts und die simulierten Ausgangspegel der Grundwelle sowie deren Harmonischen sind in den folgenden Abbildungen für die drei Oszillortypen OSC3350, VCO3350 und SOM3350 dargestellt.

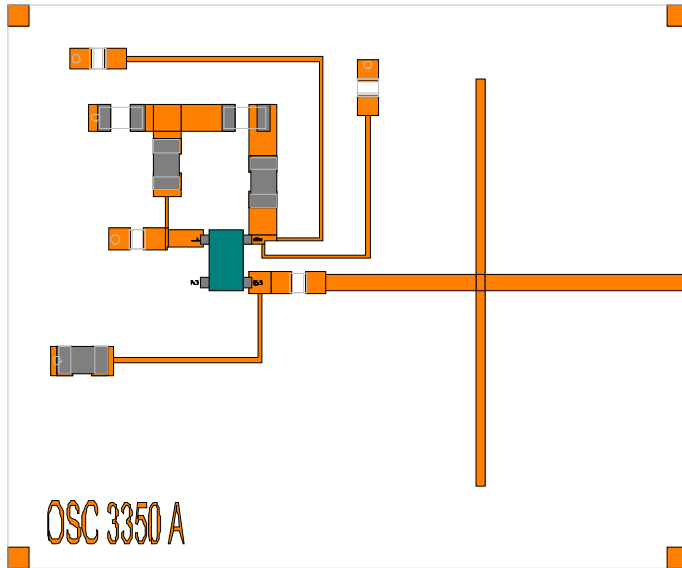


Abb. 9 Layout des OSC3350

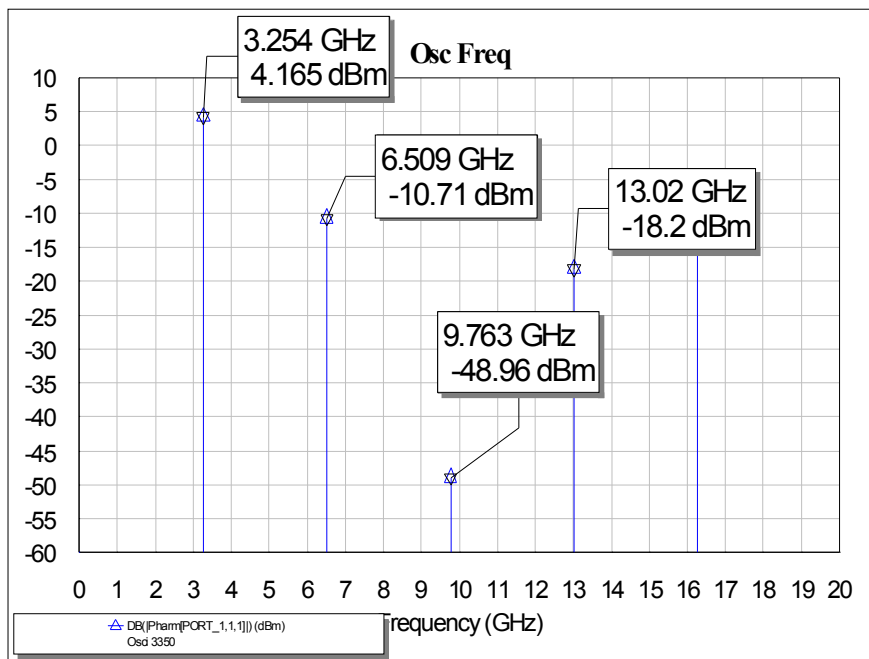


Abb. 10 Ausgangspegel der Grundwelle und ihrer Harmonischen des OSC3350

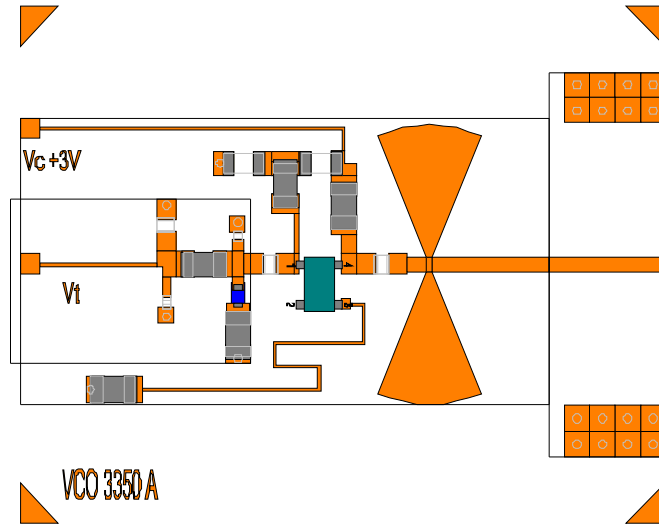


Abb. 11 Layout des VCO3350

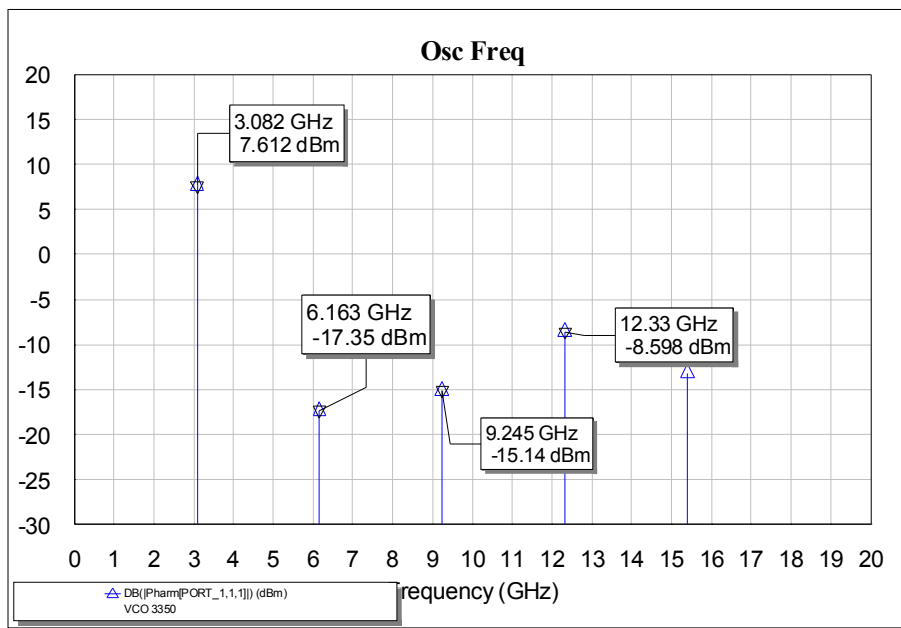


Abb. 12 Ausgangspegel der Grundwelle und ihrer Harmonischen des VCO3350

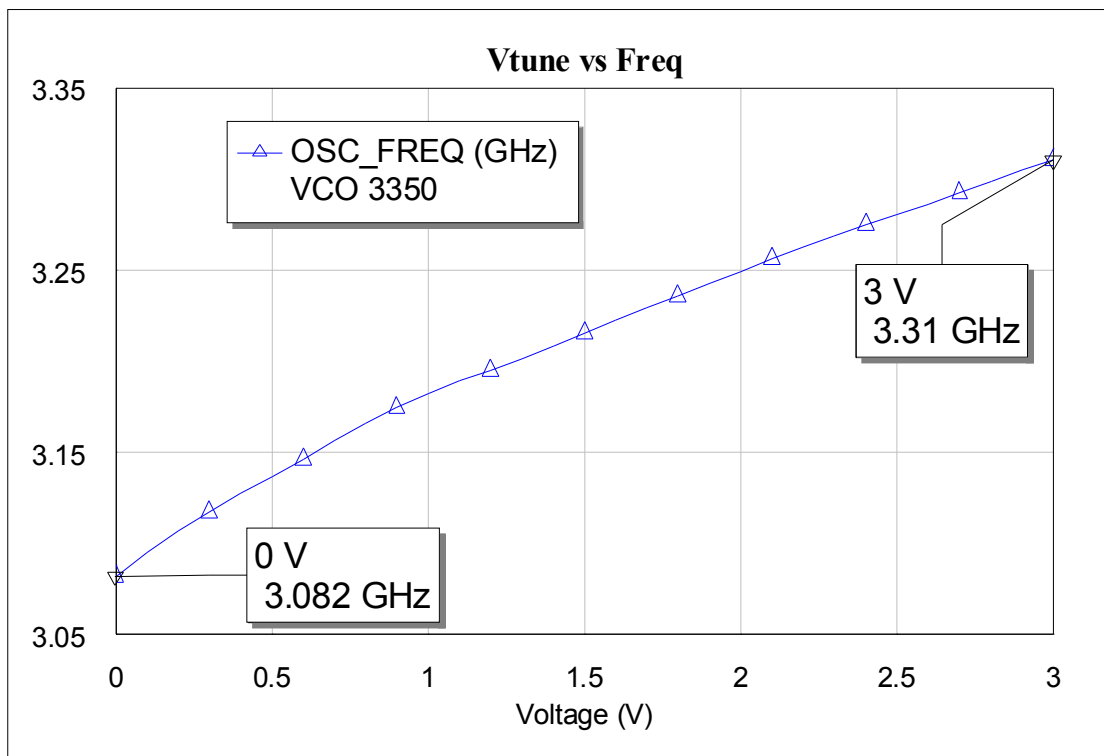


Abb. 13 Tuningkennlinie des VCO3350

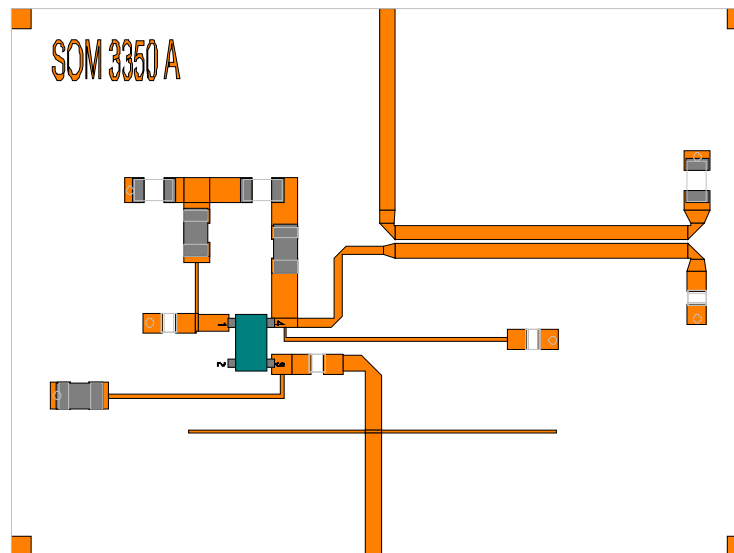


Abb. 14 Layout des SOM3350

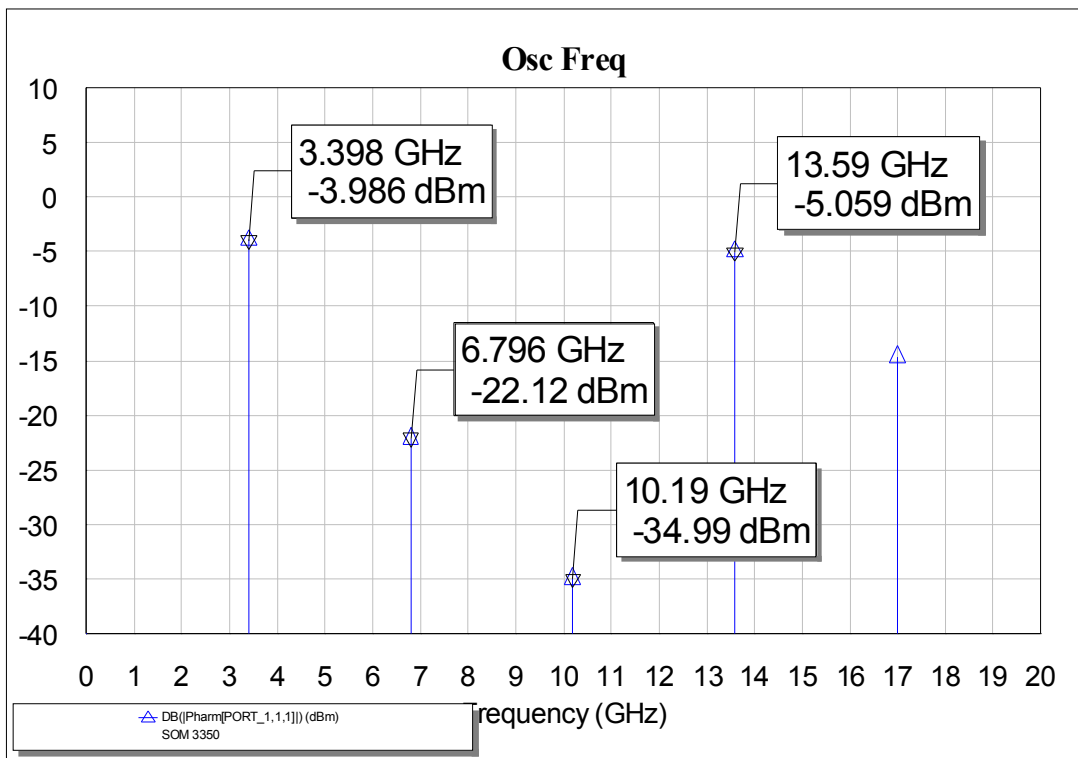


Abb. 15 Ausgangspegel der Grundwelle und ihrer Harmonischen des SOM3350

3.10.2.2 Zusammenstellung der Messergebnisse SOM

Layout Version	Frequenz	Stromaufnahme @ 3V	Pushing @ 10% Ud	LO-Power @ RF Tor	Conversion Loss @ 1 MHz @ 2,5 GHz
SOM 3350 A	2,7 .. 3,1	10 mA	255 MHz	-22 dBm	-45 dB -55 dB
SOM 3350 Bal	2,5 .. 2,8	25 mA	210 MHz	-34 dBm	-50 dB -55 dB
SOM 3350 A Low power	2,9 .. 3	4 mA	(300 MHz)	-20 dBm	-25 dB -34 dB
SOM 3350 PLL	3,1	4 mA	n/a	-20 dBm	-60 dB <-70dB
SOM 3350 HEMT	3,8 . 4,0	7 mA	310 MHz	-23 dBm	-42 dB -55dB

Die Analyse der Messergebnisse zeigt, dass ein SOM zwar mit relativ geringen Leistungsbedarf realisierbar ist, jedoch überwiegen hier doch die Nachteile: Der Konversionsverlust ist zu groß und stark abhängig vom gewählten Arbeitspunkt; auch ist dieser nur sehr schwer zu stabilisieren. Geringe Temperaturschwankungen führen zu Frequenzdrifts und Leistungsschwankungen. Eine Frequenzstabilisierung führt wiederum zu erhöhtem Leistungsbedarf und verringert zudem die Empfindlichkeit der Frequenzumsetzung.

3.10.2.3 Bandpass-Filter

Zur Unterdrückung einzelner Mischprodukte bzw. der Eigenfrequenz des SOM sind diverse Bandpass-Filter in den beiden ISM-Bändern $2450 \pm 50\text{MHz}$ und $5800 \pm 75\text{MHz}$ notwendig. Sollte der SOM mittels PLL stabilisiert werden, wird für den Marker-Port zusätzlich ein schmalbandiges Bandpass-Filter mit der Mittenfrequenz von 3.35GHz benötigt.

Die beiden Eingangs- bzw. Ausgangsfilter sind standardmäßig als Keramik-Chip-Bausteine in kleinsten Bauformen von den Herstellern Johanson - baugleich mit ACX - und uRata erhältlich.

Die Bauteilbezeichnungen der BP-Filter lauten:

Johanson	→	2450BP18C100B	(2450 ± 50MHz)
	→	5515BP15B730	(5150 - 5875MHz)
ACX	→	BF2520-B2R4CAAB	(2450 ± 50MHz)
	→	BF2012-B5R5BABB	(5150 - 5875MHz)
uRata	→	LFB312G45SG7A572)	(2450 ± 50MHz)
	→	LFB315G82SN5-996)	(5820 ± 30MHz)

Von diesen Filtern wurden Testmuster angefordert, Testschaltungen entwickelt und vermessen.

Für die 2.45GHz-Filter sind in Abb.16 und

Abb. 17 die von Johanson gelieferten S-Parameter verglichen mit den selbst gemessenen Daten des ACX-Bauteils auf dem zugehörigen, ebenfalls mitgelieferten Testsubstrat. Der uRata-Filter wurde auf einem eigens dafür entwickelten Testsubstrat vermessen.

Die Marker in Abb.16 zeigen zusätzlich zur Mittenfrequenz des Durchlassbereichs die SOM-Frequenz (3.35GHz) und die RX-Mittenfrequenz von 5.8GHz an. Insgesamt scheint das uRata-Filter am besten geeignet, da es von allen Filtern die beste Unterdrückung der SOM-Frequenz und der RX-Frequenz besitzt. Die etwas höhere Durchlassdämpfung ist dabei wahrscheinlich zu vernachlässigen.

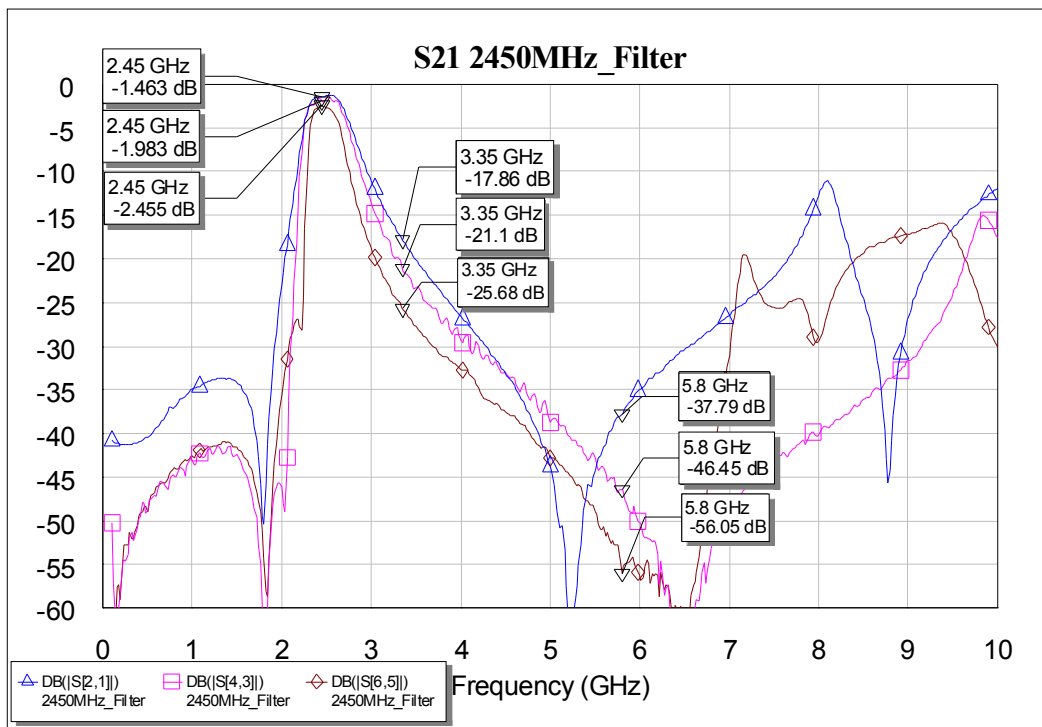


Abb.16 Übertragungskennlinie er getesteten Chip-Bandpass-Filter S21 => Johanson (Herstellerdaten); S43 => ACX; S65 => uRata

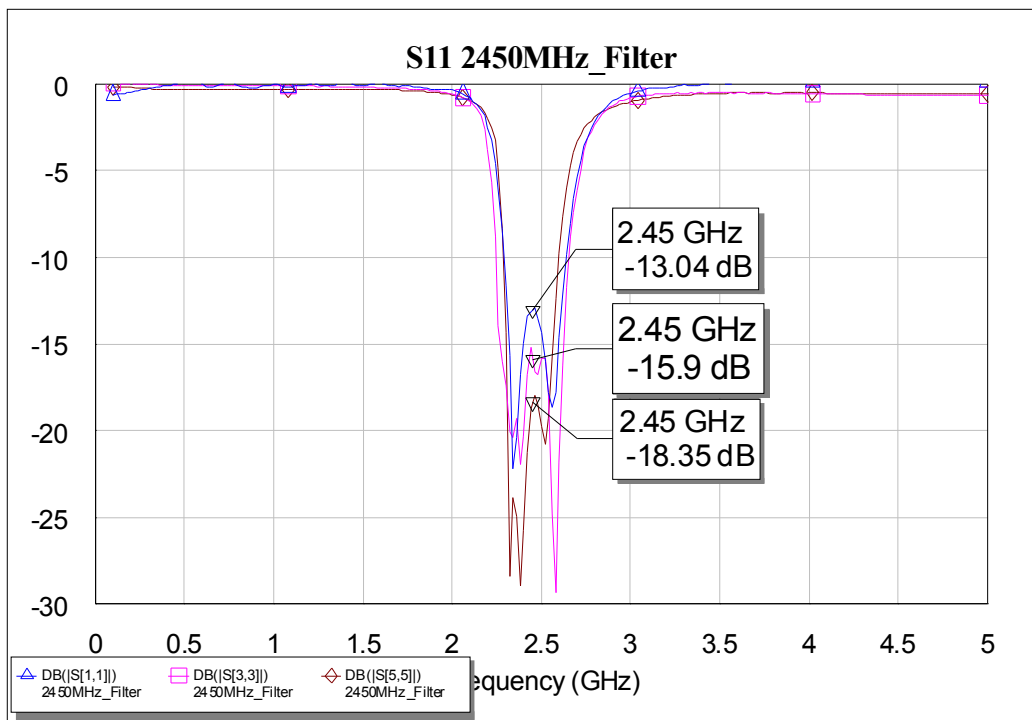


Abb. 17 Eingangsanpassung der getesteten Chip-Bandpass-Filter S21 => Johanson (Herstellerdaten); S43 => ACX; S65 => uRata

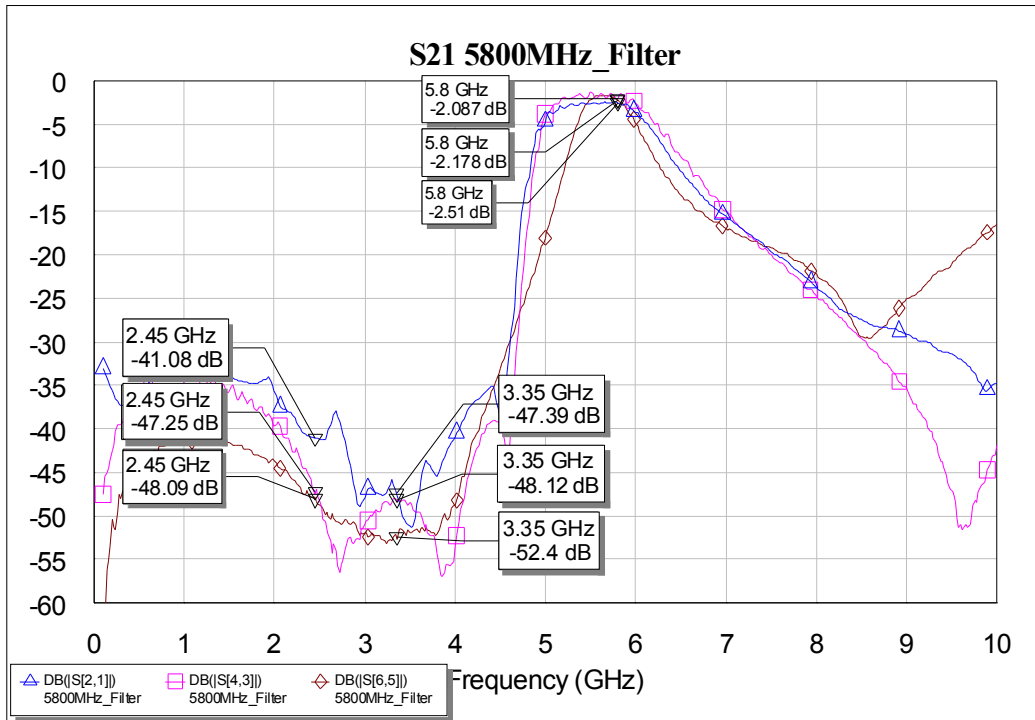


Abb. 18 Übertragungskennlinie der getesteten Chip-Bandpass-FILTER; S21 => Johanson (Herstellerdaten); S43 => ACX; S65 => uRata

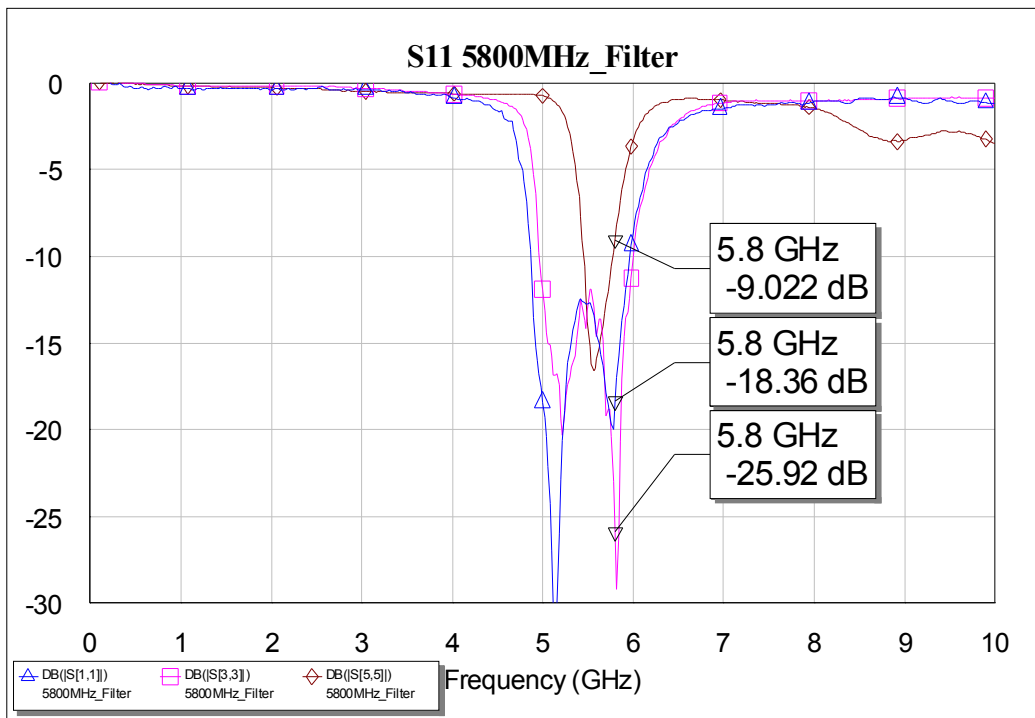


Abb. 19 Eingangsanpassung der getesteten Chip-Bandpass-FILTER; S21 => Johanson (Herstellerdaten); S43 => ACX; S65 => uRata

Für die 5.8GHz-Filter sind in Abb. 18 und Abb. 19 die von Johanson gelieferten S-Parameter verglichen mit den selbst gemessenen Daten des ACX-Bauteils auf dem zugehörigen, ebenfalls mitgelieferten Testsubstrat. Der uRata-Filter wurde auf einem eigens dafür entwickelten Testsubstrat vermessen.

Die Marker in Abb.18 zusätzlich zur Mittenfrequenz des Durchlassbereichs die SOM-Frequenz (3.35GHz) und die TX-Mittenfrequenz von 2.45GHz an. Bei diesem Filter ist vor allem eine gute Isolation bei den 3350MHz wichtig. Hier zeigt wiederum das uRata-Filter die besten Werte. Die Eingangsanpassung ist mit ca. -9dB im Vergleich mit den anderen beiden Filtern nicht ausreichend.

3.10.2.4 Antennen

Für die beiden Module, BS und TR, sind unterschiedliche Antennentypen erforderlich. Um die Qualität der Verbindung zwischen Fahrzeug und Schlüssel möglichst unabhängig von der Lage der beiden Module (BS und TR) zueinander zu machen, ist es sinnvoll, ein Modul mit zirkular polarisierten, das andere mit linear polarisierten Antennen zu bestücken. Hierfür wurden verschiedene Antennen untersucht.

Linear polarisierte Keramik-Chip-Antennen sind derzeit für die beiden ISM-Bänder erhältlich. Diese werden z.B. von ACX - AT9520-B2R4HAAB und AT7020-B5R7HAAB; baugleich mit Johanson 5775AT43A100 - oder Centurion – BlueChip - hergestellt. Für die beiden linear polarisierten ACX-Antennen sind jeweils 5 Muster mit den dazugehörigen Testsubstraten vorhanden. Außerdem sind hierfür noch Testschaltungen auf dem gleichen Substratmaterial wie für die HF-Schaltung entwickelt worden. Hierbei wurde, im Hinblick auf die spätere Integration der Antenne in die HF-Schaltung, versucht die Größe des Antennenlayouts so weit wie möglich zu verringern.

Die folgenden Abbildungen Abb. 20 und Abb. 21 zeigen die Abmessungen der Chip-Antennen. Das Layout aus Abb. 22 entspricht exakt den Angaben aus dem Datenblatt (angepasst an die Daten des GIGAVER-Substratmaterials). Mit der Schaltung aus Abb. 23 wurde ein flächenoptimiertes Layout versucht. Beide Schaltungen sind so designed, dass sie sowohl für die 5.8GHz-Antennen, als auch für die größeren 2.45GHz-Typen verwendbar sind.

Die Werte für die ebenfalls eingetragenen Anpasselemente - Chip-Kapazitäten in 0402-Bauform – sind dem entsprechenden Datenblatt zu entnehmen.

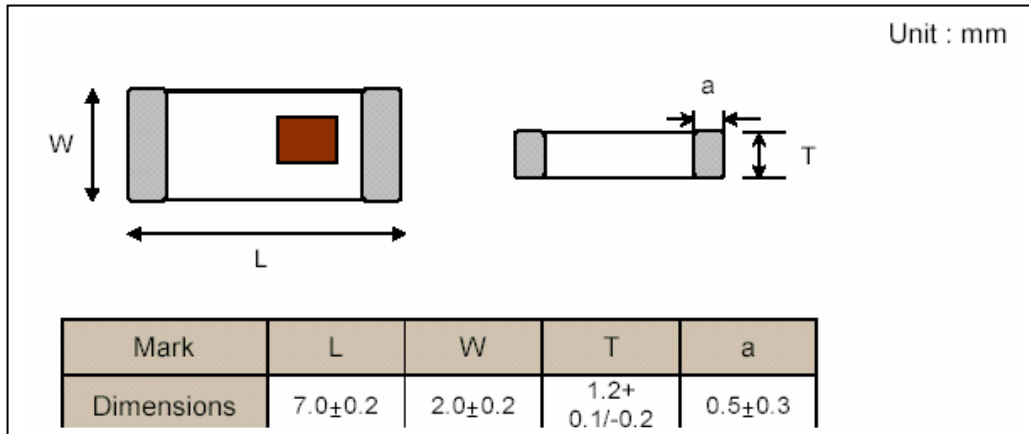


Abb. 20 Dimensionen der 5.8GHz-Antenne von ACX (baugleich mit Johanson-Antenne)

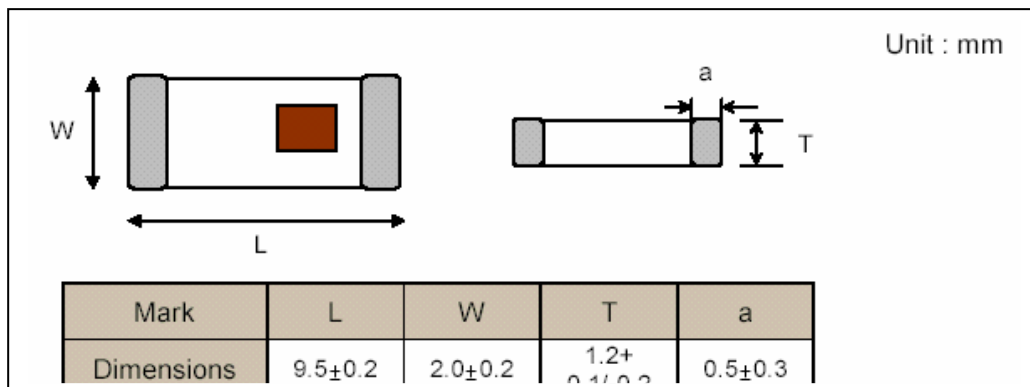


Abb. 21 Dimensionen der 2.45GHz-Antenne von ACX (baugleich mit Johanson-Antenne)

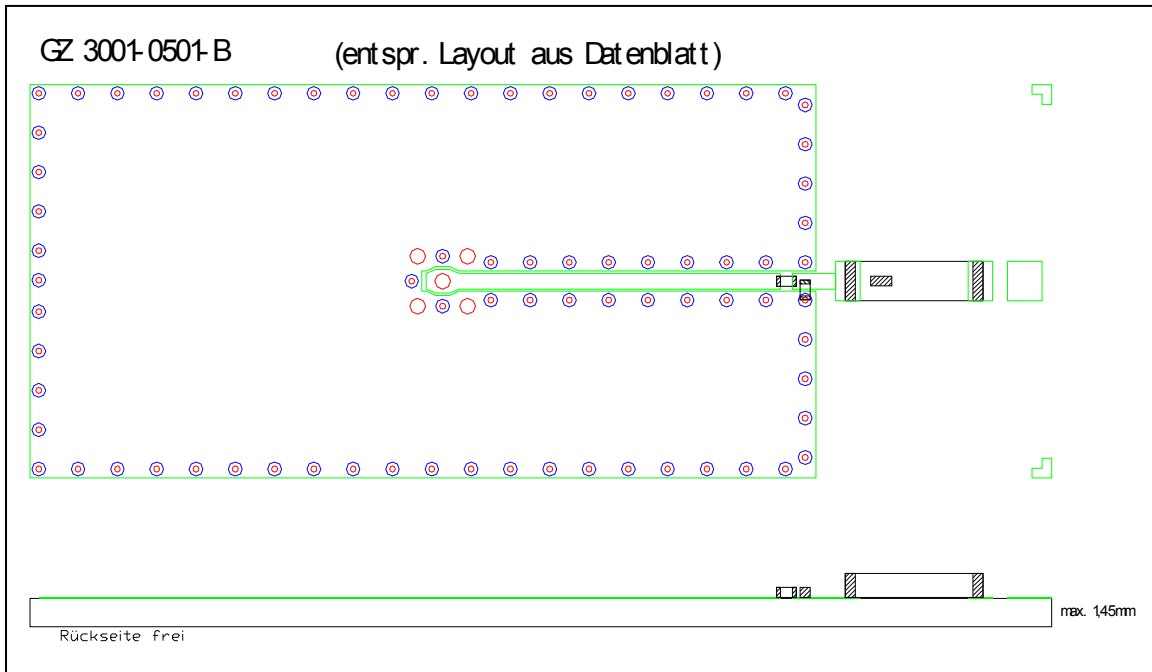


Abb. 22 Substratlayout für die ACX- und Johanson-Antennen (laut Datenblatt);
Layout für beide Antennentypen (2.45 und 5.8GHz) verwendbar

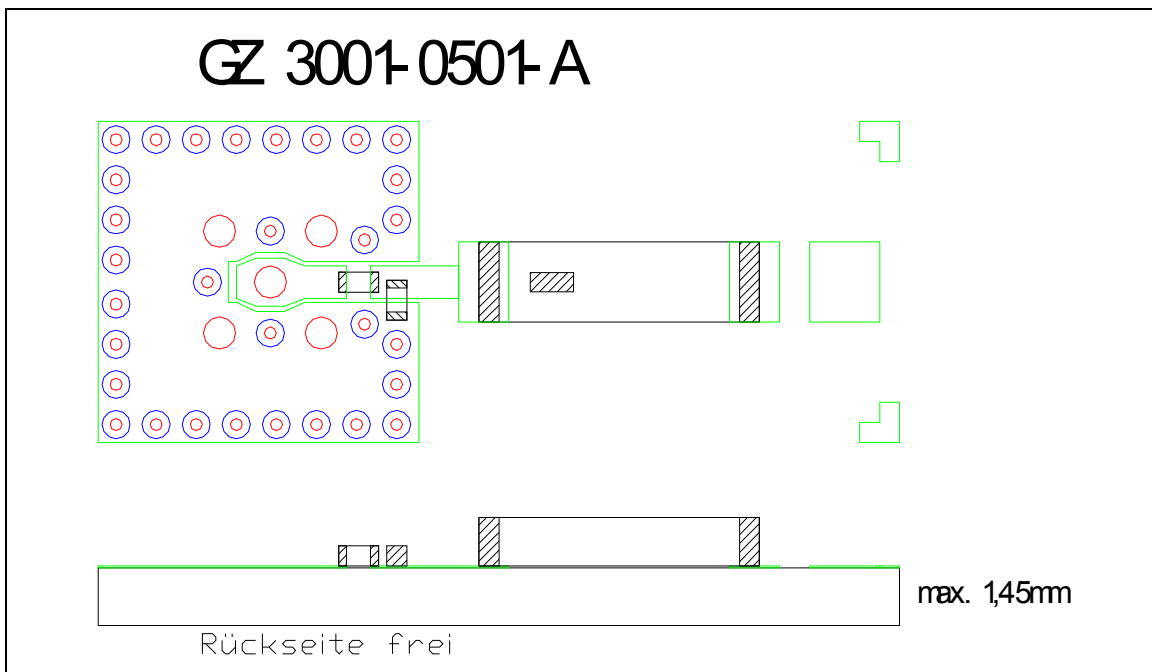


Abb. 23 Substratlayout für die ACX- und Johanson-Antennen (minimaler Flächenbedarf);
Layout für beide Antennentypen (2.45 und 5.8GHz) verwendbar

Außerdem wurden zusätzlich noch eine linear und zwei zirkular polarisierte Patch-Antennen entwickelt.

In den Abbildungen Abb. 24 bis Abb. 27 sind das Layout, die gemessene Anpassung und das dreidimensionale Antennenrichtdiagramm der linear polarisierten Doppelpatch-Antenne dargestellt.

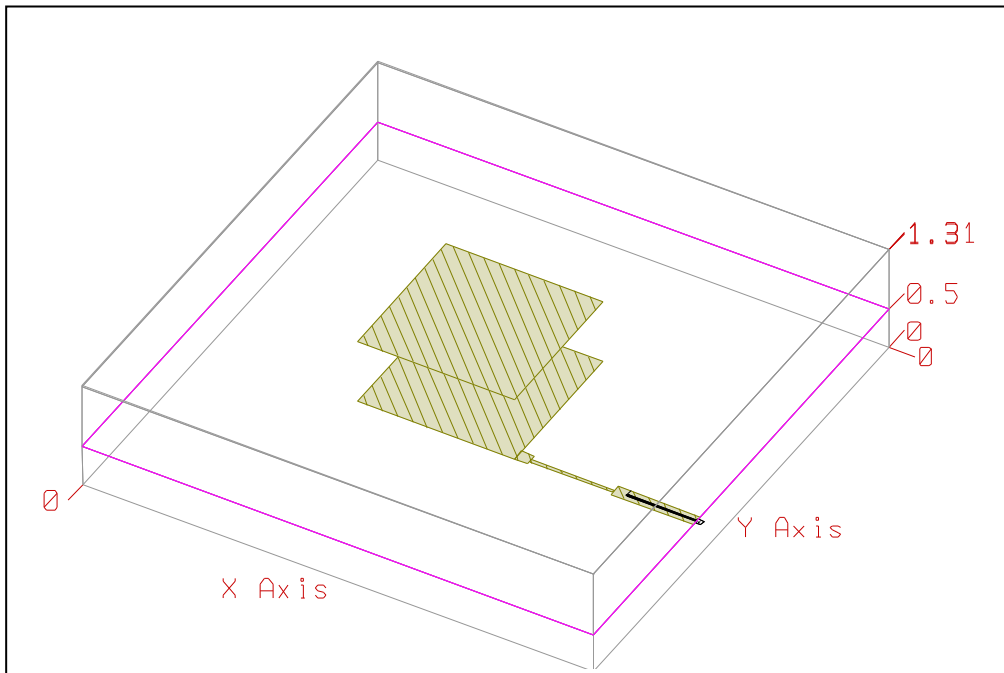


Abb. 24 Layout der linear polarisierten Doppelpatch-Antenne

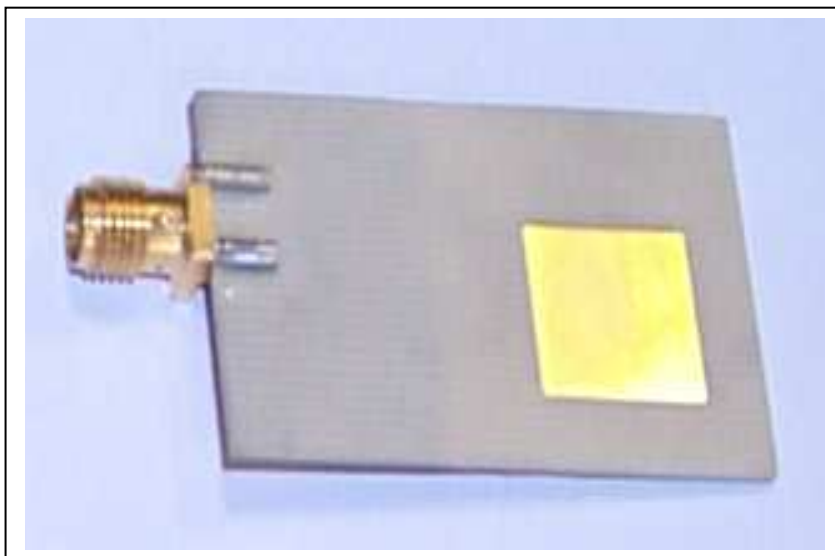


Abb. 25 Foto der linear polarisierten Doppelpatch-Antenne

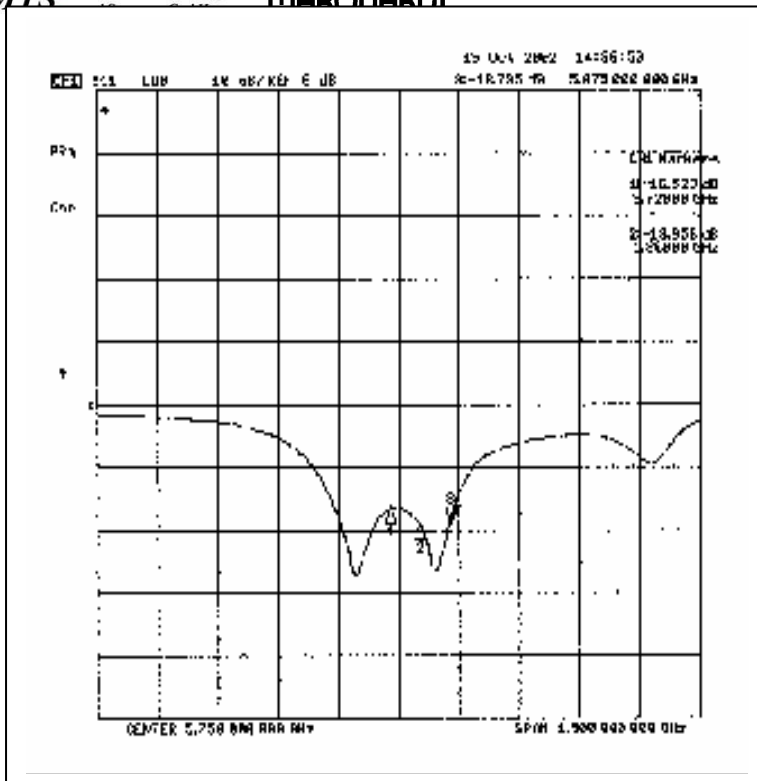


Abb. 26 Gemessene Anpassung der linear polarisierten Doppelpatch-Antenne

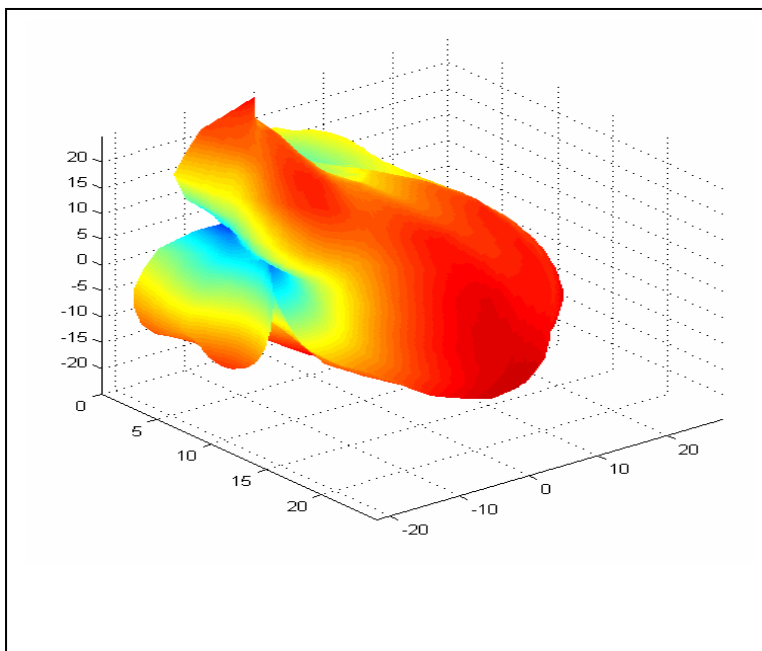


Abb. 27 Gemessenes Antennenrichtdiagramm der linear polarisierten Doppelpatch-Antenne

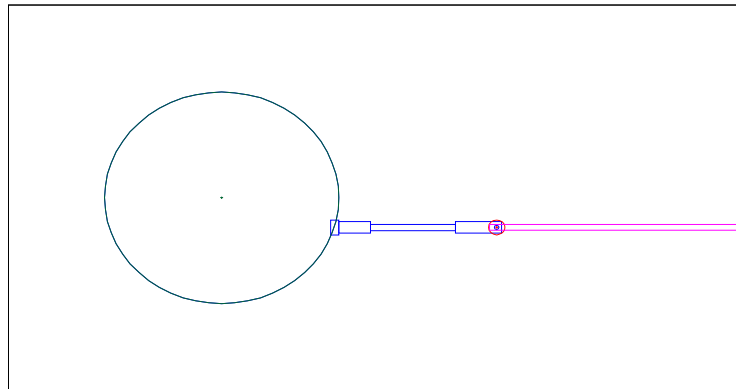


Abb. 28 Layout der einseitig gespeisten zirkular polarisierten Patch-Antenne

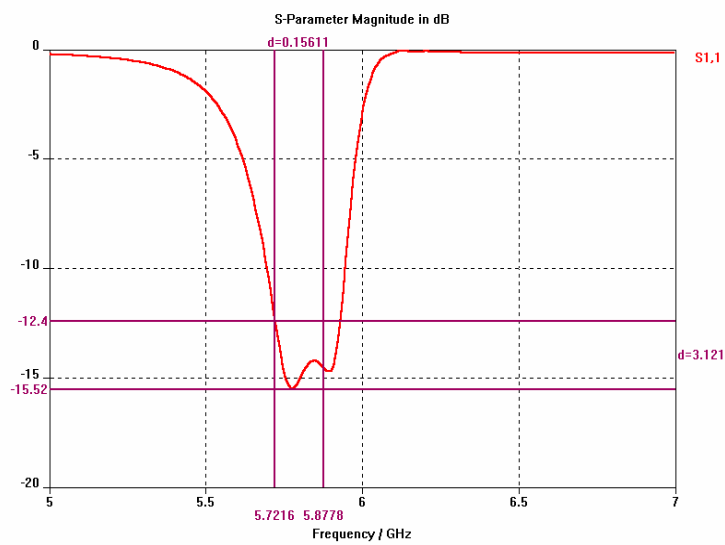


Abb. 29 Anpassung der einseitig gespeisten zirkular polarisierten Patch-Antenne

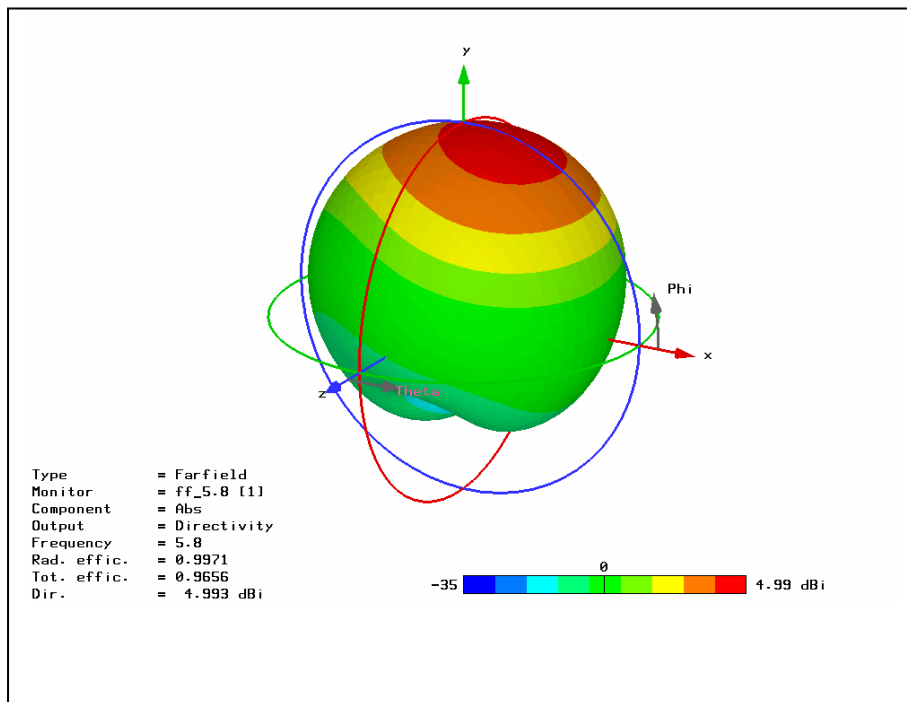
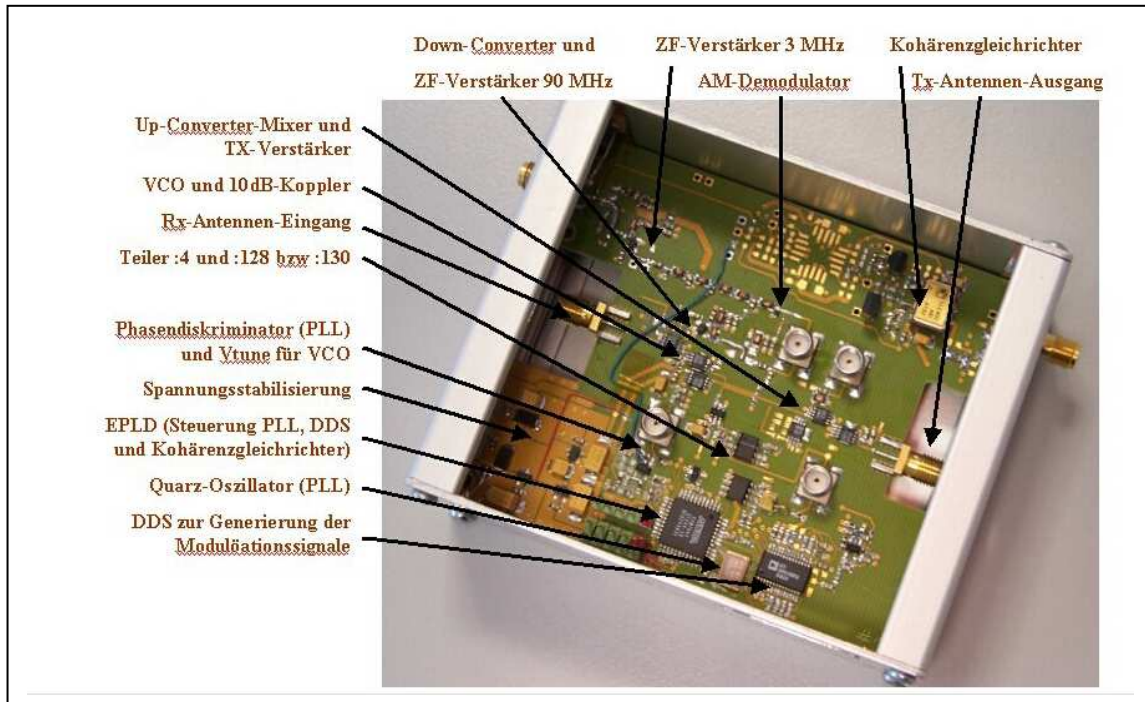


Abb. 30 Antennenrichtdiagramm der einseitig gespeisten zirkular polarisierten Patch-Antenne

3.11 Ergebnisse SVE



3.11.1 Die Aufbereitung des ZF-Signals

Die Funktionsgruppe Modulation / Demodulation enthält als wichtigen Teil die ZF-Kette.

Das heruntergemischte ZF-Signal aus dem Mischer des HF-Teils durchläuft eine Signalaufbereitung bestehend aus Verstärkung und Bandpassfilterung. Die Verstärkung ist notwendig, da nach der Übertragung durch den freien Raum zw. den beteiligten Stationen nur eine geringe empfangene Leistung zur Verfügung steht. Auf der anderen Seite benötigt die Signalauswertung ein reines Signal, das sich gut von internen Störsignalen abheben muß.

Eine starke bandbegrenzende Filterung ist notwendig, da zur Rekonstruktion des Synchronsignals (im Bereich 3-10 MHz) eine Detektordiode eingesetzt wird. Die Detektordiode gleicht kleine Frequenzunterschiede zw. den Stationen aus, ist allerdings selbst sehr breitbandig. Um hier ausreichende Empfindlichkeit zu erreichen wird die Bandbreite herabgesetzt um Hintergrundrauschen, Störsender und geräteinterne Störungen zu unterdrücken.

Die Dimensionierung des Filters ist z.T. auch abhängig vom Aufbau. Nach Optimierungen an Layout und Bestückung wurde zuletzt folgender Stand erreicht:

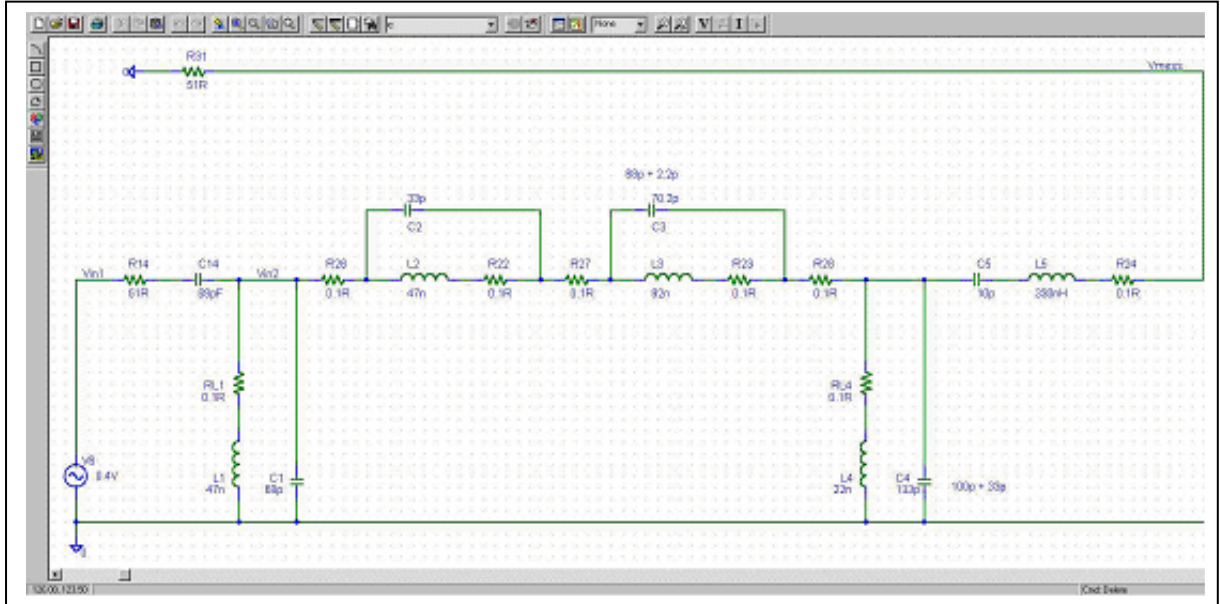


Abb. 31 Schaltung des ZF-Filters

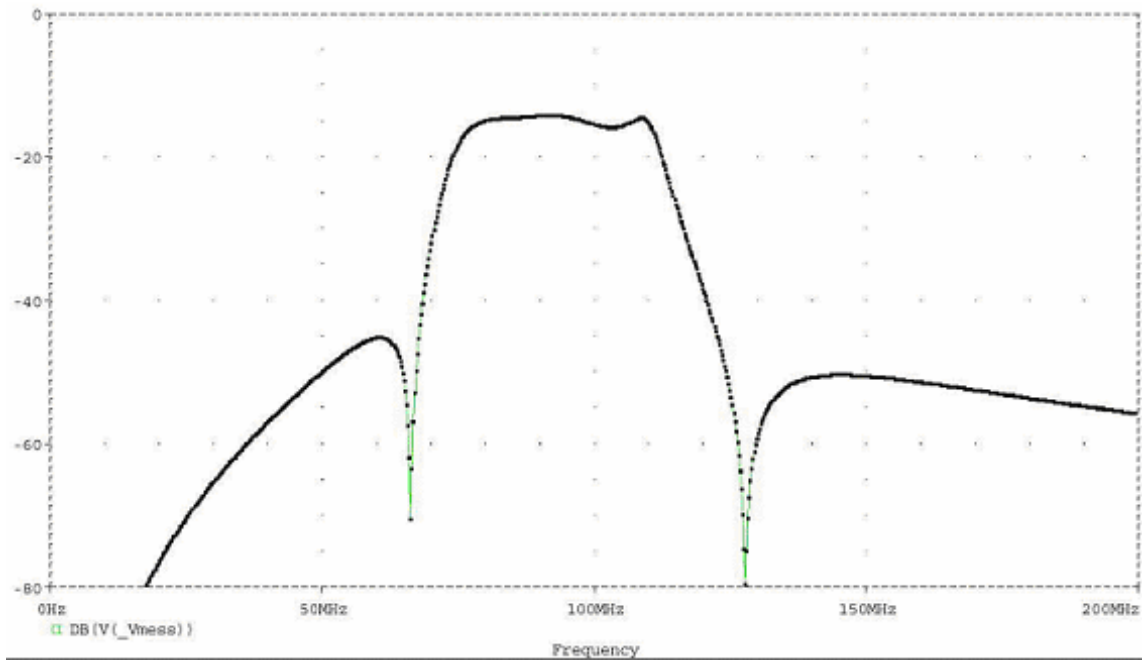


Abb. 32 Simulation des ZF-Filters

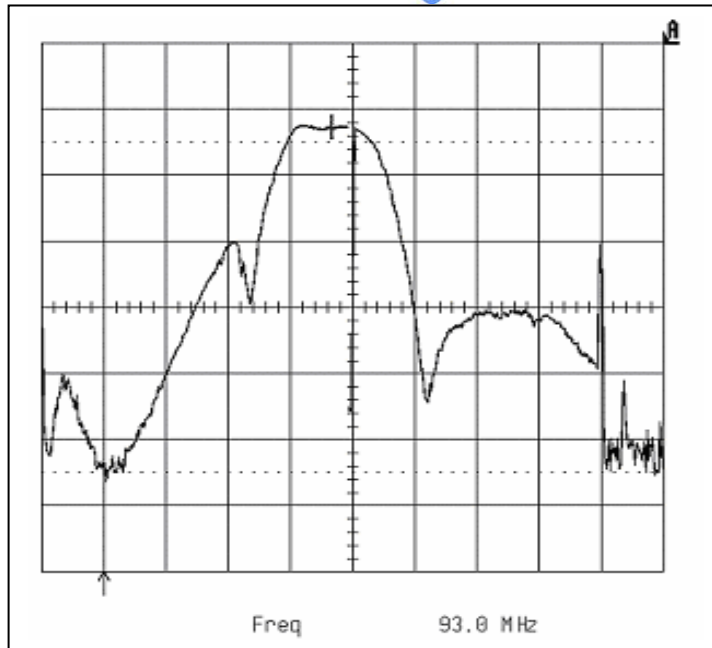


Abb. 33 Messung der ZF-Kette mit Verstärkern und Filter

3.11.2 Der Synchrongleichrichter

3.11.2.1 Die Spannungskennlinie des idealen Synchrongleichrichters

Dargestellt ist die theoretische Spannungskennlinie des Synchrongleichrichters über einen Entfernungsbereich bis 100m. Der Verlauf ist linear, er resultiert aus der wegkontinuierlichen Verschiebung des empfangenen und des gesendeten Signals. Zu erkennen ist die Mehrdeutigkeit bei ca. 60m, die aus der Wahl der Synchrongleichrichterfrequenz her stammt.

Eindeutigkeitsbereich = Lichtgeschwindigkeit / Synchrongleichrichterfrequenz

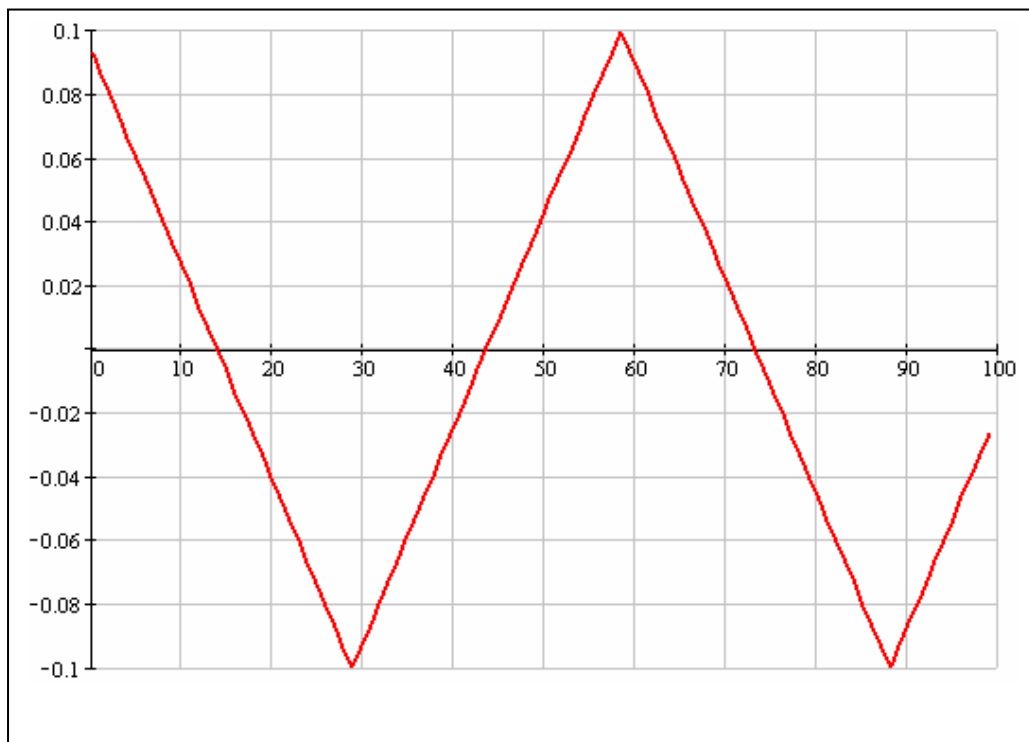


Abb. 34 Spannungsverlauf am Synchrongleichrichter

Eine Ausschnittsvergrößerung der idealen Kennlinie ist im folgenden gezeigt. Es ist nur der interessierende nähere Bereich dargestellt. Die realen Kurven sind zu besseren Gegenüberstellung auf diesen Verlauf hin normiert:

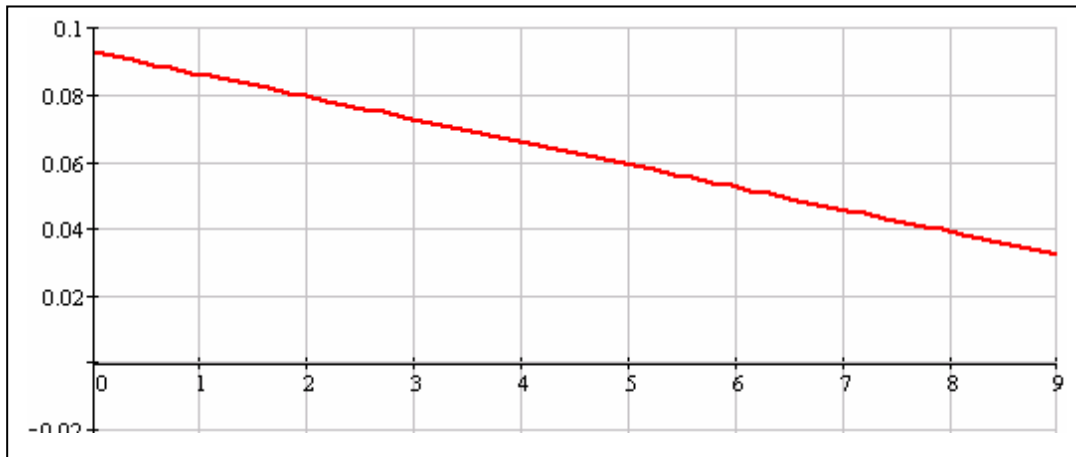


Abb. 35 Ausschnittvergrößerung der Kurve

Der Spannungsverlauf, der der Auswertschaltung als Maß für die Entfernung zugeführt wird, ist linear fallend und monoton. Das ist für eine gute Genauigkeit der Entfernungsermittlung wichtig.

In der Realität gehen einige zusätzliche Größen in die Spannungskennlinie ein:

3.11.2.2 Die reale Spannungskennlinie des Synchrongleichrichters

Die Funktionsweise des Synchrongleichrichters wurde oben bereits erläutert. Die Signale der drei Verarbeitungsstufen sind im folgenden zu sehen. Oben ist das empfangene Synchronsignal dargestellt, in der Mitte das Signal nach dem Synchrongleichrichter und unten das Komparatorausgangssignal. Die Entfernung beträgt ca. 4m.

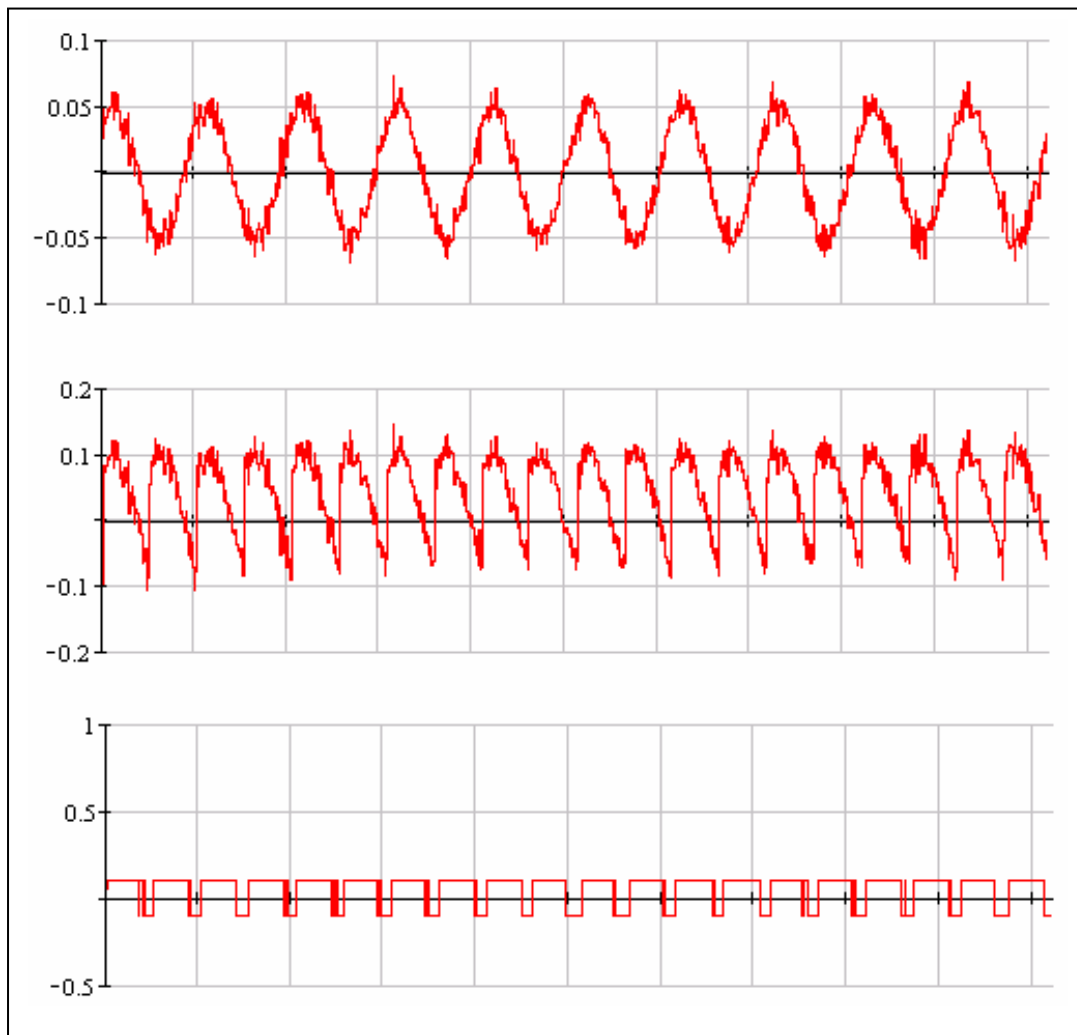


Abb. 36 realer Spannungsverlauf am Gleichrichter

Das erkennbare Rauschen setzt sich zusammen aus thermischem Rauschen (auch der Halbleiter) und dem Frequenz/Phasenrauschen der Oszillatoren. Nach dem Korrelieren mit dem Ausgangssyn-

chrontakt (mittlerer Verlauf) und anschließendem Nulldurchgangskomparator entsteht der untere Spannungsverlauf. Im Nulldurchgang ist hier noch das Rauschen zu erkennen. Der Mittelwert des Tastverhältnisses (High zu Low) gibt die Phasenkorrelation an. Da bei der Mittelwertbildung integriert wird und das Rauschen gleichverteilt ist, hat das Rauschen nur bei sehr kurzen Mittelwertintervallen einen negativen Einfluß auf die Phasenkorrelation.

3.11.2.3 Geräteinterne Einflüsse

Sie bestehen vor allem aus Temperaturabhängigkeiten und daraus resultierenden Schwankungen der Durchlaufzeit der aktiven Bauteile, z.B. HF-Verstärker. Derartige Änderungen in der Durchlaufzeit wirken ähnlich einer Entfernungsänderung und verfälschen das Messergebnis. Für den Nachweis der Funktion haben diese Einflüsse keine Bedeutung.

3.11.2.4 Dämpfung des Signals

Für einen großen Funktionsbereich zw. Basis und Transponder werden möglichst kugelförmig strahlende Antennen ohne Gewinn eingesetzt. Deswegen nimmt die zur Auswertung zurückgesendete Energie gegenüber dem thermischen Rauschen stark ab. Durch diese Funkfelddämpfung verschlechtert sich das Signal-Rausch-Verhältnis und begrenzt die maximale Entfernung. Der Nulldurchgangskomparator bewirkt durch die Amplitudenbefreiung, daß trotzdem auch bei mittlerer Entfernung noch eine einfache Auswertung möglich ist. Dazu das folgende Bild:

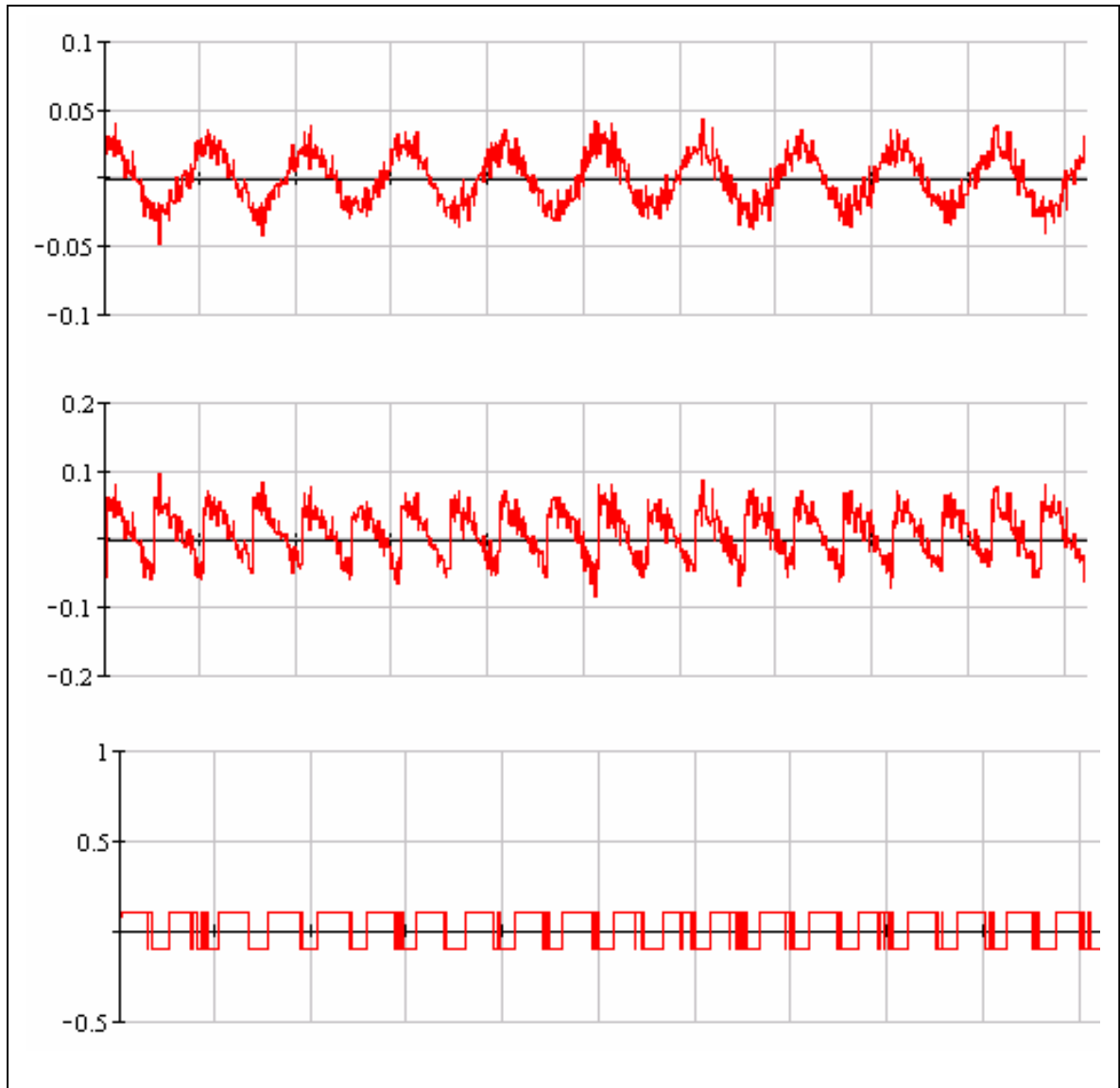


Abb. 37 Signalverlauf bei gedämpften Signalen

3.11.2.5 Einflüsse durch Mehrwegeausbreitung

Die Verhältnisse einer einfachen realen Zielumgebung zeigen, daß bereits ein seitlich stehender Reflektor ausreicht, um eine einzelne Messung ungenau oder gar unbrauchbar zu machen.

Darstellung einer realen Spannungskennlinie unter guten Verhältnissen:

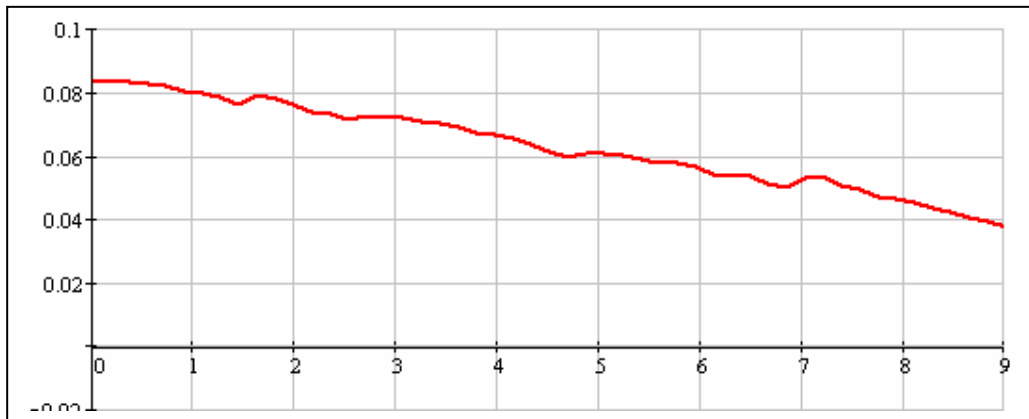


Abb. 38 Spannungskennlinie bei guten Verhältnissen

Es ist ein Verlauf ähnlich dem unter idealen Verhältnissen, allerdings mit qualitativen Einschränkungen, vor allem bei der Genauigkeit und besonders an den nichtmonotonen Stellen.

Darstellung einer realen Spannungskennlinie inklusive einem festen Reflektor bei ca. 2m:

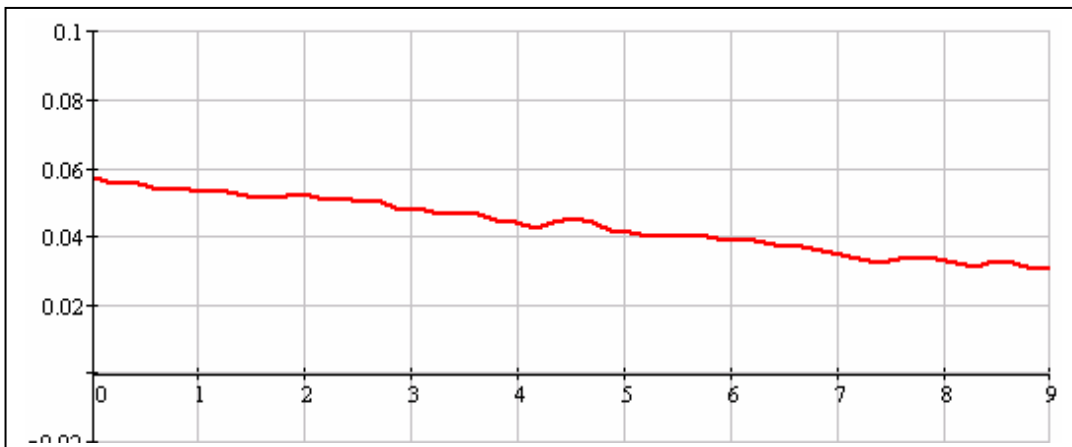


Abb. 39 Reflektor in 2m Entfernung

Man erkennt auch hier gut die Entwicklung des Signals über der Entfernung. Es bleibt charakteristisch fallend und linear. Die Genauigkeit sinkt noch weiter. Ein solche Einzelmessung zeigt eine falsche Entfernung, es muß mit Hilfe ein größeren Meßdatenbasis und Plausibilisierung erkannt werden, ob diese Messung zur Ermittlung der Entfernung verwendet werden kann.

4 Diversity und Laufzeitmessung (Projektpartner Marquardt)

4.1 Untersuchung zu Diversity

Das Keyless-System muß sowohl im freien Umfeld, in Tiefgaragen und im Auto selbst genaue Meßwerte liefern. Umgebungsbedingungen, Reflexionen und Dämpfung haben erwartungsgemäß Einfluß auf die Genauigkeit der Messung. Es wurden ausgiebige Messungen und Untersuchungen zu den Themen reflexionsbehafteter Umgebung und Auswirkungen von Fading auf die Meßgenauigkeit durchgeführt. Es wurde eine Meßanordnung entwickelt mit welcher reproduzierbar die Einflüsse des Fading untersucht werden kann. Als Ergebnis dieser Untersuchungen zeigte sich die Notwendigkeit eines Antennendiversity. Es wurden verschiedene Arten des Antennendiversity untersucht, aufgebaut und die Wirkung untersucht. Nachfolgender Bericht ist eine kurze Zusammenfassung der Theorie, des Meßaufbaus und der Diversity-Verfahren. Um die Effekte unabhängig von den restlichen Keyless Komponenten zu untersuchen und entsprechende Änderungen durchführen zu können, wurden Teile des HF-Teils diskret nachgebildet.

4.2 Grundlagen

4.2.1 Entstehung starker Dämpfungen / Auslöschungen

4.2.1.1 Fresnel-Zonen

Die resultierende Feldstärke am Empfangsort entsteht nach dem Huygens-Fresnel-Prinzip durch eine Überlagerung unendlich vieler Elementarwellen, welche von den einzelnen Punkten einer Wellenfront ausgehen. Verbindet man die Zentren der Elementarwellen mit gleichem Phasenunterschied auf allen Wellenfronten, ergeben sich Ellipsen mit dem Sender und Empfänger als Brennpunkte. Die Bereiche zwischen den Ellipsen heißen Fresnel'sche Zonen m-ter Ordnung. Der Hauptteil der Energie wird innerhalb der ersten Fresnel-Zone übertragen. Schirmt man, abgesehen von der ersten, alle anderen Fresnel-Zonen ab, so nimmt die an den Empfänger übertragene Energie sogar noch zu, da nur Elementarwellen zum Empfänger gelangen, die zum direkten Strahl eine Phasendifferenz von $\Delta\varphi < 90^\circ$ aufweisen.

Eine problemlose Funkstrecke setzt eine hindernisfreie erste Fresnel-Zone voraus.

4.2.1.2 Reflexion

In den wenigsten Fällen der Funkübertragung kann eine hindernisfreie 1. Fresnel-Zone gewährleistet werden.

Elektromagnetische Wellen werden beim Auftreffen auf Grenzschichten (Oberflächen) reflektiert. Eine solche Reflexion wird durch den komplexen Reflexionsfaktor beschrieben. Dieser ist sowohl vom Auftreffwinkel der polarisierten Welle, der Frequenz des Signals sowie den Materialeigenschaften (beschrieben durch die komplexe Dielektrizitätszahl ϵ_r) der Grenzschicht abhängig. Mit Hilfe des komplexen Reflexionsfaktors ist es möglich, den Amplituden-Quotienten aus reflektiertem und dem direkt empfangenen Signal zu berechnen.

Neben Einzelreflexionen können auch Mehrfachreflexionen auftreten, welche aufgrund des Reflexionsfaktorbetrags jedoch in vielen Fällen vernachlässigbar sind.

Mehrwegeausbreitung

Bedingt durch die Reflexionen erreichen die elektromagnetischen Wellen ihren Empfangsort nicht nur auf dem direkten Weg zwischen Sender und Empfänger (LOS: Line-Of-Sight), sondern auf beliebig vielen Umwegen.

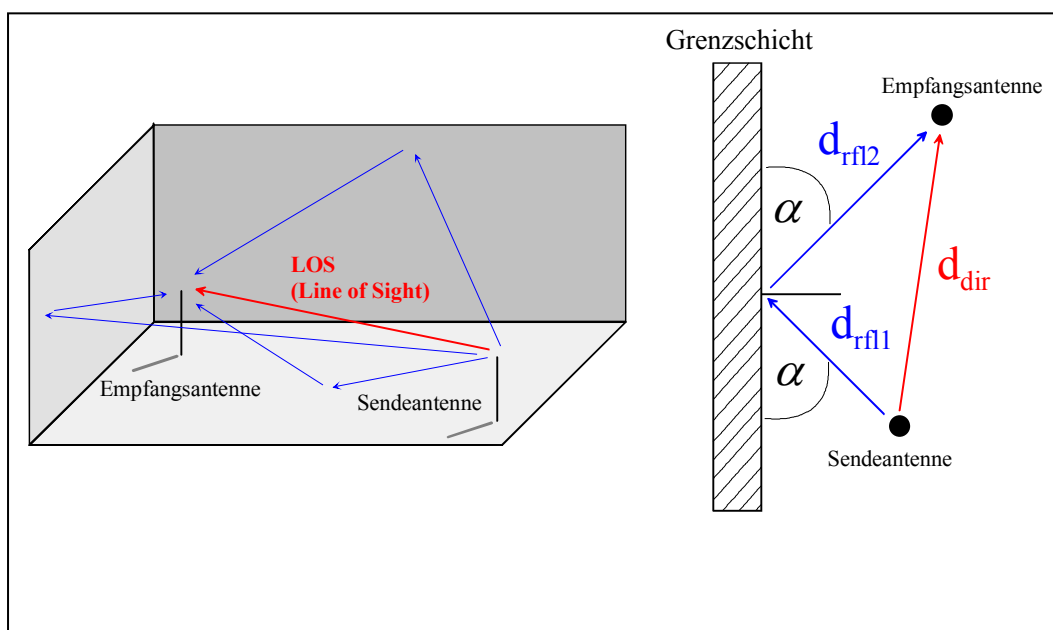


Abb. 40: Reflexionsmodell (links 3-D; rechts 2-D)

Anhand Abb. 40: Reflexionsmodell (links 3-D; rechts 2-D) wird folgender Zusammenhang deutlich:

$$d_{rfl} = d_{rfl1} + d_{rfl2}$$

$$\Delta d = d_{rfl} - d_{dir}$$

ddir	Weglänge des direkt empfangenen Signals (Line-Of-Sight)	[m]
drfl	Weganteile des reflektierten Signals	[m]
Δd	Umweg-Lauflänge des reflektierten Signals	[m]

Es ist ersichtlich, dass der von den reflektierten Signalen durchlaufene Weg in allen Fällen größer ist als der des direkt empfangenen Signals. Mit Hilfe der Ausbreitungsgeschwindigkeit für elektromagnetische Wellen (Lichtgeschwindigkeit c) kann diese Umweg-Lauflänge direkt in eine relative zeitliche Verzögerung bzw. in einen zum direkt empfangenen Signal relativen Phasenversatz umgerechnet werden:

$$\Delta t = \frac{\Delta d}{c}$$

$$\Delta \varphi = \frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta d}{\lambda} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \Delta d \cdot f}{c}$$

Δt	Zeitdifferenz zwischen direktem und reflektiertem Signal	[s]
c	Lichtgeschwindigkeit (300.000.000 m/s)	[m/s]
λ	Wellenlänge [m]	

4.2.1.3 Interferenzfeld

Am Ort des Empfangs findet eine Überlagerung des direkt empfangenen Signals (Line-Of-Sight-Signal) und der, demgegenüber, in Amplitude und Phase veränderten Reflexionen statt. Diese Überlagerung mehrerer Signale am Empfänger wird auch als Interferenzfeld bezeichnet und mathematisch durch eine vektorielle Addition beschrieben. Das Summensignal ist sowohl in seiner Amplitude als auch Phase geändert. Grundsätzlich wird zwischen zwei charakteristischen Fällen der Interferenz unterschieden:

Konstruktive Interferenz

Summensignal hat höheren Pegel (Amplitude) als das direkte Signal

Destruktive Interferenz

Summensignal hat kleineren Pegel (Amplitude) als das direkte Signal

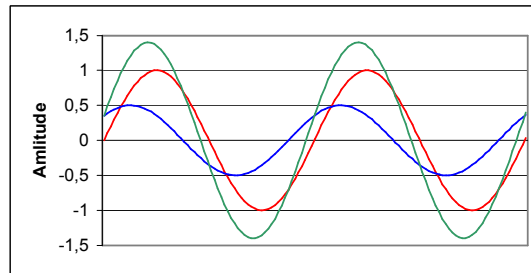
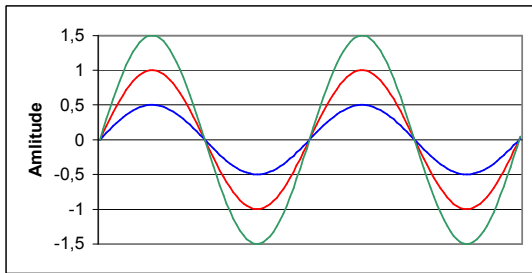
Gleichung (4) verdeutlicht, dass bei identischer Ausbreitungsgeometrie die Wellenlänge über die Phasenbeziehung zwischen direktem Signal und der Reflexion entscheidet. Deshalb ist der Interferenztyp frequenzabhängig (frequenz-selektiver Schwund).

Die folgenden beiden graphischen Darstellungen verdeutlichen mit Hilfe von Sinuswellen und den dazugehörigen Zeigerdiagrammen die beiden Fälle der Interferenz. Dabei ist das direkt empfangene Signal rot gefärbt und mit einer Amplitude von 1,0 gewichtet. Dieses Modell berücksichtigt der Einfachheit halber lediglich ein reflektiertes Signal welches blau gefärbt, sowie mit einer Amplitude von 0,5 gewichtet ist. Das aus der vektoriellen Addition resultierende Summensignal ist grün dargestellt.

Konstruktive Interferenz

Phasenbereich für konstruktive Interferenz:

$$\frac{3 \cdot \pi}{2} \leq \Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2}$$



$$\Delta\varphi = 0$$



$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{4}$$



Abb. 41 Darstellung von zwei Fällen konstruktiver Interferenz

Die Darstellung auf der linken Seite stellt den Fall der konstruktiven Interferenz dar, bei der das resultierende Signal, bedingt durch die Gleichphasigkeit beider Einzelsignale einerseits keinerlei Phasenänderung andererseits maximale Amplitude erfährt.

Ein weiterer Fall der konstruktiven Interferenz ist auf der rechten Abbildungsseite zu erkennen. Dort wird von einem Phasenversatz von $\Delta\varphi = \pi / 4$ ausgegangen. Auch hier ist ersichtlich, dass das resul-

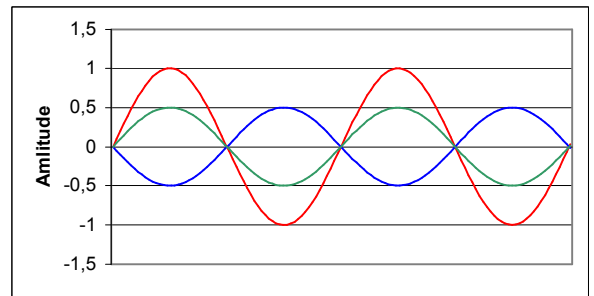
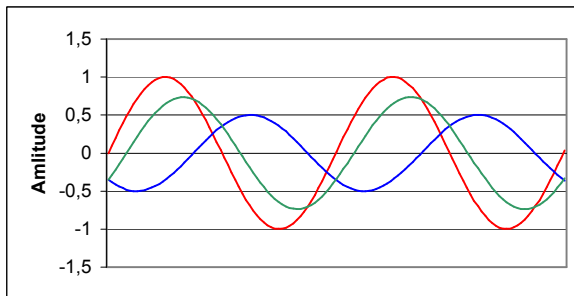
tierende Signal größer ist als das direkte. Jedoch ist das resultierende Signal gegenüber dem direkten Signal in seiner Phase verändert.

Die beiden Darstellungen stellen lediglich zwei Beispiele aus einer Vielzahl weiterer Möglichkeiten, die innerhalb des angegebenen Phasenbereichs liegen, dar.

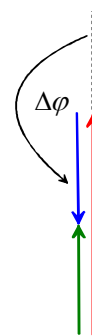
Destruktive Interferenz

Phasenbereich für destruktive Interferenz:

$$\frac{\pi}{2} \leq \Delta\varphi \leq \frac{3 \cdot \pi}{2}$$



$$\Delta\varphi = \frac{3 \cdot \pi}{4}$$



$$\Delta\varphi = \pi$$

Abb. 42 Darstellung von zwei Fällen destruktiver Interferenz

Eine resultierende Amplitude, welche kleiner als die des direkten Signals ist, zeigt die linke Seite der Abb. 42 Darstellung von zwei Fällen destruktiver Interferenz. Den extremsten Fall der destruktiven Interferenz stellt die rechte Abbildungsseite dar. Dieser tritt auf, wenn der Phasenversatz zwischen direktem und indirektem Signal genau π beträgt.

In sehr stark reflektierenden Umgebungen sind die Amplituden der Reflexionen gegenüber dem direkten Signal oft nur wenig gedämpft. Weiterhin kann man grundsätzlich von mehreren Reflexionen ausgehen, welche am Empfangsort interferieren. Dies kann so zu sehr starken Dämpfungen bis hin zu kompletter Auslöschung des Empfangssignals führen.

4.3 Diversity-Verfahren

Zur Verringerung der aus der Mehrwegeausbreitung resultierenden Auswirkungen, werden verschiedene Arten des Diversity (Mehrfachempfang) eingesetzt. Dabei werden mehrere, jedoch mindestens zwei Kanäle zur Übertragung genutzt. Die Art der „Trennung“ der Kanäle ist charakteristisch für das jeweilige Diversity-Verfahren. Das fundamentale Prinzip aller Verfahren ist, die von den verschiedenen Übertragungswegen (Pfadern) stammenden Signale so zu kombinieren (mit Hilfe einer Auswertelogik der sog. Combiner-Schaltung), dass der Einfluss der Mehrwegeausbreitung auf das resultierende Empfangssignal möglichst gering ist. Entscheidend ist, dass die auf unterschiedlichen Wegen empfangenen Signale möglichst wenig korreliert sind.

Eine Korrelation der Signale untereinander würde bedeuten, dass auf allen Wegen die gleichen bzw. ähnlichen Schwunderscheinungen auftreten. Deren Kombination würde zu keiner bzw. zu keiner nennenswerten Verbesserung führen.

Die verschiedenen Diversity-Verfahren lassen sich in zwei Kategorien einordnen. Werden die Signale redundant gesendet spricht man von einem expliziten Diversity-Verfahren. Das einmalige Senden fällt hingegen in die Klasse der impliziten Diversity-Verfahren.

4.3.1 Antennen- /Raum-Diversity (Space-Diversity)

Bei diesem Verfahren werden mehrere (jedoch mindestens zwei) voneinander unabhängige Sende- bzw. Empfangsantennen an räumlich unterschiedlichen Orten platziert. Die Signale erreichen die Antennen so über unterschiedliche Wege durch den Übertragungskanal welche in ihren Eigenschaften idealer Weise unkorreliert sind. Das Maß der Dekorrelation hängt in großem Maße vom Abstand der Antennen ab. In vielen Fällen ist laut Literatur eine Distanz von 0,5 - 0,8 der Wellenlänge ausreichend.

Vorteilhaft sind sowohl die einfache Implementierung sowie die Tatsache, dass keine zusätzlichen spektralen Ressourcen nötig sind. Der Nachteil dieser Technik stellt der, in einigen Applikationen unvorteilhafte, erhöhte Platzbedarf dar, welcher für die Unterbringung der Antennen nötig ist.

4.3.2 Frequenz-Diversity

Die Übertragungs-Charakteristik des Kanals hängt von der Wellenlänge des Signals und somit von seiner Frequenz ab. Die Übertragung der Information auf unterschiedlichen Träger-Frequenzen (Diversity-Frequenzen) führt im Idealfall zu unkorrelierten Übertragungseigenschaften. Hier bestimmt der Abstand zwischen den Trägerfrequenzen das Maß der Dekorrelation. In Hinsicht auf die verfügbare Bandbreite ist diese implizite Diversity-Technik nicht sehr effizient, da zusätzliche spektrale Ressourcen notwendig sind. In einigen Anwendungen wird das Signal jedoch nicht gleichzeitig auf allen Trägerfrequenzen gesendet, sondern lediglich auf der, welche eine gute Übertragung gewährleistet. Frequenz-Diversity kommt in Mehrträgerkommunikationssystemen wie z.B. GSM oder DECT zur Anwendung. Die Dekorrelation über unterschiedliche Trägerfrequenzen wird auch bei Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) oder Code Division Multiple Access – Frequency-Hopping (CDMA/FH) angewendet. Auf dieser Technik beruhende Kommunikationssysteme zeichnen sich besonders bei frequenzselektivem Schwund (Fading) und Interferenzen aus.

4.3.3 Polarisations-Diversity

Die Orientierung des elektromagnetischen Feldes ist positionsabhängig. Bei Verwendung einer linear polarisierten Empfangsantenne ist stets die Wahrscheinlichkeit gegeben, dass die Orientierung beziehungsweise die Polarisation der Antenne nicht mit deren, des in einer Polarisations Ebene abgestrahlten elektromagnetischen Feldes des Sendesignals übereinstimmt. Dies führt zu einem schwachen Empfangspegel. Verwendet man verschieden polarisierte (kreuzpolarisierte) Antennen, erhält man wiederum unkorrelierte Signale. Der Vorteil der Technik liegt in der recht einfachen Verwirklichung. Nachteilig ist, je nach Anwendungsfall der erhöhte Platzbedarf.

4.3.4 Feld-Komponenten-Diversity

In einer stark reflektierenden Ausbreitungsumgebung kann die elektrische Feldstärke sehr stark von der magnetischen Feldstärke abweichen. Dies kann mit stehenden Wellen verglichen werden, wie sie beispielsweise bei Leitungen auftreten. Das Maximum des elektrischen Felds findet sich dort, wo sich das Minimum des magnetischen Feld befindet, beziehungsweise umgekehrt. Verwendet man Antennen, welche vorzugsweise nur eine der beiden Feldkomponenten koppelt, erhält man unkorrelierte Signale.

Die relativ schlechte Effizienz von kleinen magnetischen Antennen ist nachteilig. Speziell im Frequenzbereich zwischen 1 GHz und 5 GHz bieten elektrische Antennen wesentlich bessere Eigenschaften. Für diese Methode spricht jedoch die Tatsache, dass beide Antennen am selben Ort untergebracht werden können. Weiterhin kann selbst eine direkte Summation des Signals der elektrischen Antenne (z.B. Dipol-Antenne) sowie der magnetischen Antenne (z.B. Schleifen-Antenne) verglichen zu einer Einzelantenne bereits zu wesentlich besseren Signalen führen. In einem solchen Fall kann auf eine zusätzliche Kombinationslogik verzichtet werden.

4.3.5 Winkel-Diversity

Die ortsabhängigen elektromagnetischen Felder entstehen aus Überlagerung von zwei oder mehreren Wellen. Verwendet man eine Richtantenne beziehungsweise eine Antenne mit starker Richtcharakteristik, können unerwünschte (meist reflektierte) Wellen unterdrückt werden. Effiziente Winkel-Diversity-Systeme verwenden mehr als eine Richtantenne oder Richtantennen, deren Richtcharakteristik verändert werden kann. Phased-Arrays bieten die Möglichkeit unerwünschte Wellen zu unterdrücken. Man spricht von „Null-Steering“. Die kleinste Phased-Array-Anordnung setzt sich aus zwei Antennen und einem variablen Phasenschieber zusammen. Space-Diversity mit Equal-Gain- oder Maximum-Ratio-Combining beispielsweise bilden eine solche Phased-Array.

4.3.6 Zeit-Diversity

Vor allen Dingen in der Mobilkommunikation führt die Bewegung des Empfangs- bzw. Sendeobjekts und die Streuung des Signals zu zeitabhängigen Schwunderscheinungen mit einer Rayleigh-Fading-Charakteristik der Signalhüllkurve. Die Eigenschaft des Übertragungskanals ist folglich eine Funktion der Zeit.

Werden die Informationen mehrfach (auf derselben Frequenz) über den Kanal übertragen, steigt die Wahrscheinlichkeit eines guten Empfangs. Das Maß der Dekorrelation steigt mit dem zeitlichen Abstand der Übertragung. Nachteilig ist die kleinere realisierbare Übertragungsbandbreite. Deshalb ist diese Technik nicht sehr verbreitet, kommt jedoch noch in Pager-Applikationen zur Anwendung. Vorteilhaft ist, dass eine Implementierung dieser Technik keine zusätzliche Hardware erfordert.

Eine Abwandlung des Zeit-Diversity findet bei Time Division Multiple Access (TDMA) Anwendungen. Dort werden die Informationen der Quelle kodiert und mit Informationen anderer Quellen in mehreren Datenpaketen (Zeitschlitz) übertragen. Im Fall einer Interferenz mit einer benachbarten Kommunikationszelle, wird ein anderer Zeitschlitz auf selber oder anderer Trägerfrequenz gewählt (Slot-Hopping).

4.4 Combiner-Schaltungen (Kombinierlogiken)

Prinzipiell besteht die Aufgabe der Combiner-Schaltungen darin, aus den von zwei oder mehreren Diversity-Pfaden stammenden Signalen ein möglichst optimales Ausgangssignal zu gewinnen.

Im Rahmen dieser Voruntersuchung erfolgt die Bewertung der Signalqualität direkt über die Empfangsleistung (je höher der Pegel der empfangenen Leistung desto höher die Qualität). Die nachfolgend erläuterten Combiner-Schaltungen werden durch graphisch dargestellte Funktionsprinzipien ergänzt, deren Beschriftung folgende Bedeutung zukommt:

UAnt1, UAnt2	Signale der einzelnen Antennen
UAus	Aus der Kombination resultierendes Signal
UAus,1	Aktuell geschaltetes Signal
UAus,2	Neu geschaltetes Signal
US	Definierter Schwellwert

- RX Empfänger
- Sq Indikator für die Signalqualität.
- C Combiner-Schaltung

4.4.1 Switched Combining

Bei Switched-Combining (SwC) wird lediglich ein Diversity-Signal verwendet, während die anderen Signale nicht zur Anwendung kommen. Die Entscheidung darüber welches Signal verwendet wird erfolgt über einen definierten Schwellwert. Solange der Pegel des aktuell verwendeten Diversity-Signals größer ist als der Schwellwert wird der Kanal beibehalten. Sobald der Level unter den vordefinierten Schwellwert sinkt, wird auf einen der anderen Kanäle umgeschaltet. Ist der Level dieses Kanals ebenfalls unter dem Schwellwert wird wiederum auf den nächsten Kanal umgeschaltet. Diese Prozedur wird solange wiederholt bis ein Signal mit ausreichendem Pegel bzw. ausreichender Qualität gefunden ist.

Dieser Algorithmus wird wie folgt beschrieben:

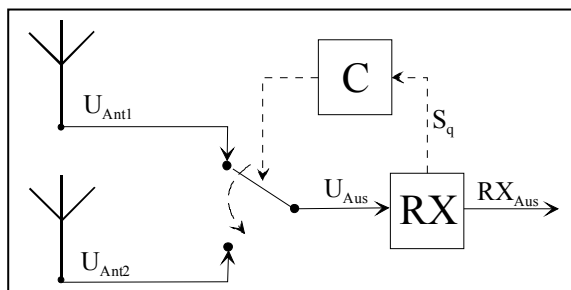


Abb. 43 Funktionsprinzip Switched-Combining

$$U_{Aus,2} = \begin{cases} U_{Ant1} & \text{wenn } U_{Aus,1} = U_{Ant1} \text{ und } |U_{Aus,1}| \geq U_S \\ U_{Ant1} & \text{wenn } U_{Aus,1} = U_{Ant2} \text{ und } |U_{Aus,1}| \leq U_S \\ U_{Ant2} & \text{wenn } U_{Aus,1} = U_{Ant2} \text{ und } |U_{Aus,1}| \geq U_S \\ U_{Ant2} & \text{wenn } U_{Aus,1} = U_{Ant1} \text{ und } |U_{Aus,1}| \leq U_S \end{cases}$$

(7)

In der praktischen Anwendung wird nach jeder Umschaltung eine gewisse Zeit gewartet. Dies entspricht einem Hysterese-Verhalten. Ohne einer solchen Hysterese würde der Umschalter zwischen den verschiedenen Diversity-Signalen oszillieren.

4.4.2 Selective-Combining

Im Gegensatz zum Switched-Combining werden beim Selective-Combining (SC) die Diversity-Kanäle ständig verglichen und jenes Antennen-Signal durchgeschaltet, welches den höchsten Level aufweist.

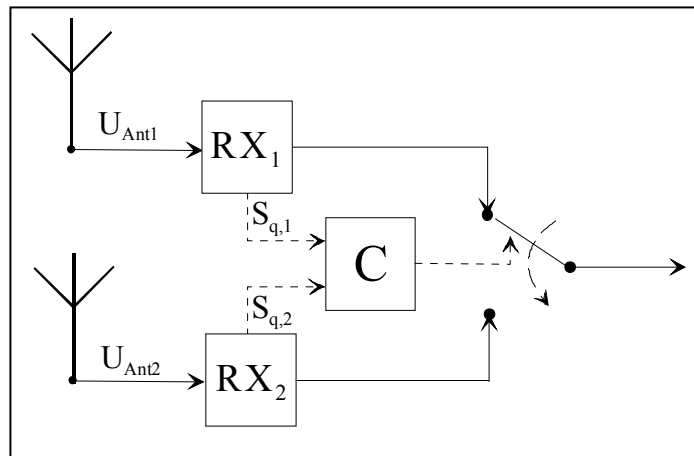


Abb. 44 Funktionsprinzip Selective-Combining

Dieser Algorithmus wird wie folgt beschrieben:

$$U_{Aus} = \begin{cases} U_{Ant,1} & \text{wenn } |U_{Ant,1}| \geq |U_{Ant,2}| \\ U_{Ant,2} & \text{wenn } |U_{Ant,2}| > |U_{Ant,1}| \end{cases}$$

4.4.3 Equal-Gain-Combining

Entgegen den beiden bisher vorgestellten Combining-Schaltungen, werden beim Equal-Gain-Combining (EGC) stets beide Antennen-Signale zu einem möglichst optimalen Gesamtsignal kombiniert. Dabei werden beide Antennen-Signale so addiert, dass die Summe derer ein Maximum ergibt. Dies ist dann erfüllt, wenn die Signale eine gleichphasige Addition erfahren. Ein einstellbarer Phasenschieber (gleichbedeutend mit einer zeitlichen Verzögerung t_d) in einem Diversityzweig ermöglicht eine Phasenanpassung. Aufgabe der Combiner-Logik ist die entsprechende Ansteuerung dieses Phasenschiebers.

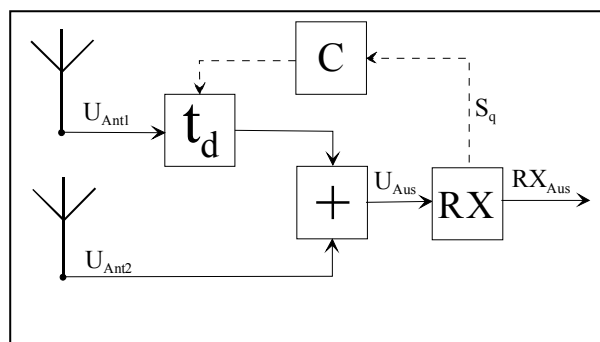


Abb. 45 Funktionsprinzip Equal-Gain-Combining

4.4.4 Maximum-Ratio-Combining

Das Maximum-Ratio-Combining (MRC) stellt eine Erweiterung des Equal-Gain-Combining dar. Jedoch wird bei diesem Verfahren nicht nur die Phasendifferenz zwischen den beiden Antennensignalen ausgeglichen, sondern zusätzlich eventuelle Amplitudendifferenzen.

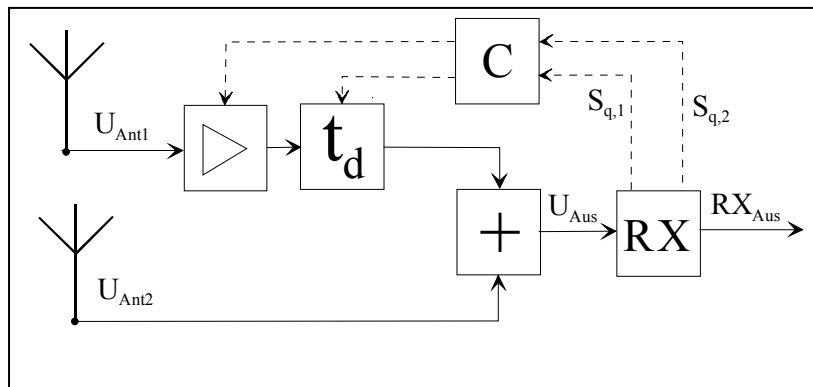


Abb. 46 Funktionsprinzip Maximum-Ratio-Combining

4.5 Messung der Empfangsfeldstärke

Das Messen der Feldstärke bzw. Empfangsleistungspegeln im Fahrzeuginnenraum ist ein wichtiger Bestandteil der Voruntersuchung. Zunächst liefern erste Messungen Informationen über Verteilung, Häufigkeit und Intensität der erwarteten Auslöschungen und dienen deshalb nicht zuletzt als Basiswissen für die spätere Konzeption eines Diversitysystems. Nach Realisierung des Diversitysystems erfolgt mit erneuten Messungen eine Bewertung der durch das Antennendiversitysystem erreichten Verbesserung.

4.5.1 Realisierung der Messvorrichtung

„Messkran“

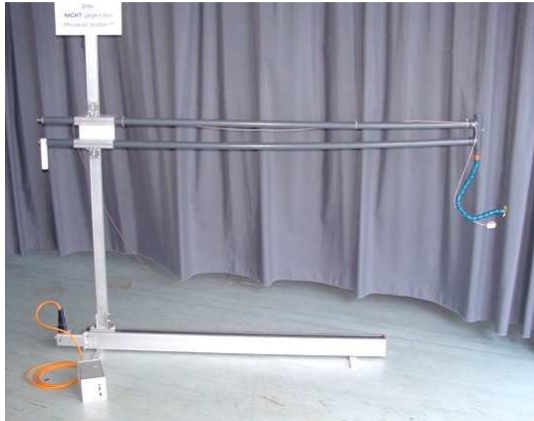


Abb. 47 „Messkran“ mit Steuereinheit



Abb. 48 „Messkran“ im Fahrzeug

Der „Messkran“ wird durch einen Schrittmotor-Linearantrieb (CNC-Achse), welcher über die serielle Schnittstelle (RS232) der Schrittmotorantriebseinheit angesteuert wird, bewegt. Der Vertikalträger ist aus Aluminiumprofil gefertigt und auf dem beweglichen Schlitten des Linearantriebs montiert. Der am Vertikalträger höhenvariabel montierte horizontale Ausleger des Messarms ist eine Konstruktion aus Kunststoffrohren und entsprechenden Kunststoffrohrverbindungselementen. Am äußeren Ende können, je nach Zugänglichkeit der zu vermessenden Stelle, verschieden lange und flexible Kunststoffaufnahmen für die Antenne montiert werden.

Sowohl der Linearantrieb (CNC-Achse) als auch der Aluminium-Vertikalträger befinden sich während den Messungen im Außenbereich des PKW. Der Kunststoffausleger (Messarm) mit der am Ende befestigten Antenne wird durch ein möglichst weit geschlossenes Seitenfenster des Fahrzeugs in den Pkw-Innenraum geführt.

Aufbau der Messungen

Der durch ein teilweise geöffnetes Seitenfenster in das Fahrzeuginnere ragende „Messkran“ nimmt an seinem flexiblen Ende die Sendeantenne auf. Diese wird von einem Signalgenerator mit der zu untersuchenden Frequenz gespeist. Die Empfangsantenne wird auf der Front- oder Heckscheibe platziert. Das empfangene Signal wird einem Spektrum-Analysator zugeführt. Sowohl der Spektrum-Analysator als auch das Steuergerät für die CNC-Achse sind über je eine serielle Schnittstelle mit einem Rechner verbunden. Die Messsoftware steuert den Messkran entlang einer Linie durch den Fahrzeuginnenraum und fordert vom Spektrum-Analysator in regelmäßigen Abständen den Wert der empfangenen Leistung.

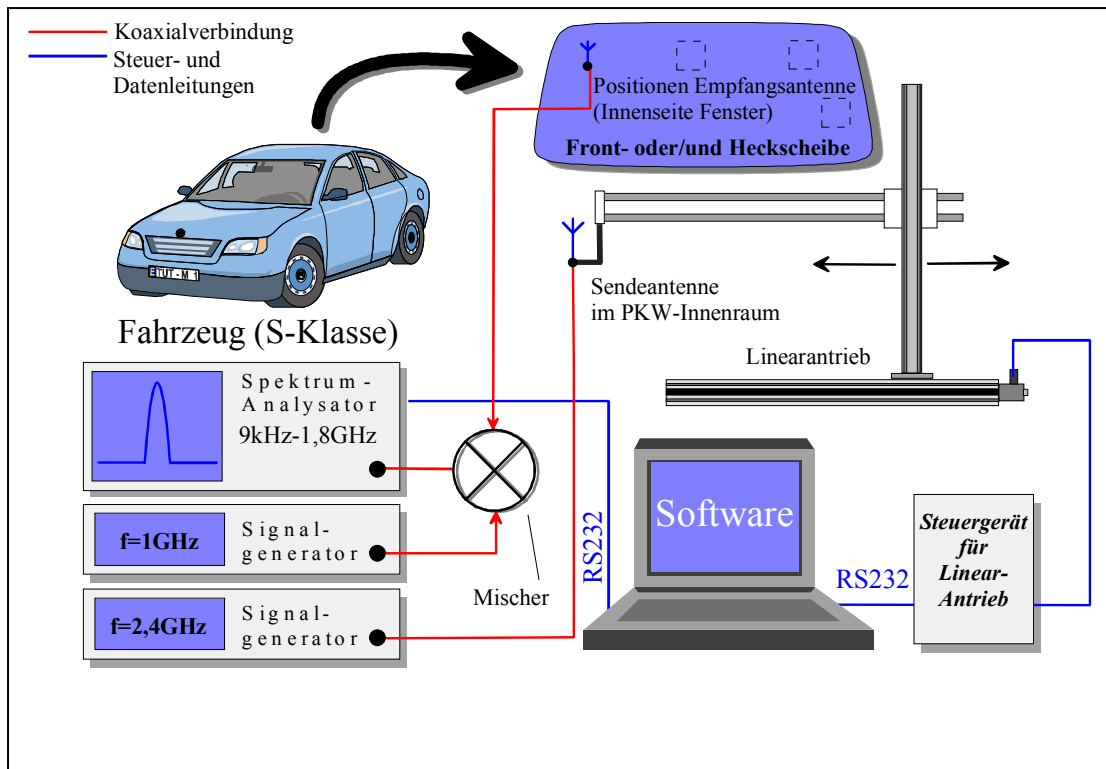


Abb. 49 Schematischer Aufbau der Messungen

4.6 Diversity-Konzept

Die Erkenntnisse dieser Voruntersuchung sollen Aufschluss darüber geben, inwiefern ein Antennendiversitysystem zur Minderung der durch Mehrwegeausbreitung bedingten Problematik fähig ist.

Wie gezeigt, existiert grundsätzlich jedoch eine Vielzahl an Diversity-Verfahren. Die Entscheidung welche Verfahren speziell für die vorliegende Problematik in Frage kommen ist durch entsprechende Überlegungen zu treffen. Diese Vorüberlegungen sind von starker Relevanz. Denn das zur Entwicklung kommende System soll, neben hoher Leistungsfähigkeit auch in Hinblick auf ein eventuell späteres Serienprodukt, in seiner technischen als auch betriebswirtschaftlichen Realisierung ein Optimum bieten.

Eine Gegenüberstellung zweier Diversity-Verfahren eröffnet eine bessere Bewertungsmöglichkeit der oben genannten Parameter.

4.6.1 Diversity-Verfahren

Die im Grundlagenkapitel vorgestellten Diversity-Verfahren eignen sich nicht alle optimal für den hier zu betrachtenden Problemfall. Betrachtet man die Ergebnisse der Grundlagenmessungen, ist diese Forderung durchaus plausibel.

Wie sich aus den Darstellungen, aber auch aus den Grundlagen der Wellenausbreitung, schließen lässt, ist die Empfangsleistungssituation abhängig von den Antennenpositionen. Sie unterliegt im Wesentlichen den geometrischen Gegebenheiten zwischen Sende- und Empfangsantenne.

Die Wahrscheinlichkeit mit mehreren unabhängigen Antennen in eine „Nullstelle“ zu „blicken“ ist zwar abhängig von der gewählten Antennenkonstellation, jedoch wesentlich geringer als mit einer Einzelantenne.

Der Einsatz mehrerer, unterschiedlich platzierter Antennen im Fahrzeuginnenraum ist möglich. Antennen lassen sich sowohl in Form eines Kabelstumpfes als auch einer, auf einer Fahrzeugscheibe aufgebrachten Antennenstruktur realisieren und bei den in Frage kommenden Frequenzen problemlos unterbringen. Auch neuartige Chipantennen (wie hier verwendet), welche durch ihre kleinen Abmessungen und relativ isotroper Abstrahlcharakteristik bestechen, könnten für den Einsatz im KFZ

messungen und relativ isotroper Abstrahlcharakteristik bestehen, könnten für den Einsatz im KFZ in Frage kommen.

4.6.2 Combiner-Schaltung

Die Art der Kombination der Einzelantennensignale kann auf verschiedene Arten erfolgen. Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die vier gängigen Combiner-Schaltungen. Inwiefern sich die Leistungsfähigkeit eines Antennendiversitysystems bei unterschiedlichen Combiner-Schaltungen unterscheidet ist bislang unklar und kann lediglich grob abgeschätzt werden. Grundsätzlich kann man die vier Combining-Verfahren in zwei Kategorien einteilen:

Kategorie 1: Geschaltete Combining-Verfahren

Verwendung eines ausgewählten Einzelantennensignals

Selective-Combining, Switched Combining

Kategorie 2: Additive Combining-Verfahren

Verwendung der Summe der manipulierten Einzelantennensignale

Equal-Gain-Combining, Maximum-Ratio-Combining

Die Wirkungsweise des Selective-Combining hat durchaus Ähnlichkeit mit der des Switched-Combining. Beide Verfahren nutzen zu jedem Zeitpunkt t lediglich ein ausgewähltes Einzelantennensignal. Nur der Algorithmus des Umschaltens auf eine andere Antenne unterscheidet sich.

Auf der anderen Seite ist das Maximum-Ratio-Combining (amplituden- und phasenoptimale Addition) stark mit dem Equal-Gain-Combining (phasenoptimale Addition) verwandt. Bei beiden Verfahren wird die Summe der optimal manipulierten Einzelantennensignale verwendet.

4.7 Realisierung

Die Realisierung der beiden im vorhergegangenen Kapitel vorgestellten Konzepte umfasst zuerst die gedankliche dann die praktische Umsetzung der Funktionsprinzipien in entsprechende elektrische Schaltungen. Zu Beginn des Realisierungsprozesses ist eine Aufschlüsselung der Gesamtfunktionalität in einzelne Funktionsblöcke sinnvoll. Bereits die beiden Blockschaltbilder im Kapitel 4.2 zeigen eine Aufteilung der Diversitysysteme in je einen hochfrequenten Teil (HF-Komponenten) sowie in je einen Combiner-Teil (Kombinier-Logik).

4.7.1 HF-Schaltung

4.7.1.1 Vorüberlegung

Die Entwicklung von hochfrequenten Schaltungen ist erfahrungsgemäß recht anspruchsvoll und verlangt neben entsprechendem Basiswissen auch Erfahrungspotential. Je komplexer eine HF-Schaltung, desto größer ist die Gefahr einer gegenseitigen Beeinflussung (z.B. Kopplung) verschiedener Schaltungsteile.

Eine Analyse der beiden Blockschaltbilder führt zur Erkenntnis, dass sich der Aufbau und die Zusammensetzung der HF-Komponenten beider Diversity-Systeme zwar unterscheiden, aber auch Gemeinsamkeiten zeigen.

Gemeinsame Komponenten:

Bandpassfilter

Verstärker

Leistungsteiler

Leistungskombinierer

HF-Detektor

Aufgrund dieser Feststellungen werden die HF-Schaltungsteile der beiden Diversitysysteme in dieser Arbeit nicht in je einem einzigen Layout realisiert, sondern, wie in den Blockschaltbildern dargestellt, in Form einzelner, voneinander unabhängiger Teilkomponenten.

Die Komponenten können, je nach zu untersuchendem Diversitysystem, beliebig miteinander kombiniert und verbunden werden und bilden so optimale Voraussetzungen für verschiedene Diversitysystem-Testaufbauten.

4.7.1.2 HF-Gehäuse

Die Unterbringung der bestückten Substratplättchen erfolgt in kleinen, verschließbaren Aluminium-Miniatur-Gehäusen (HF-Gehäuse).

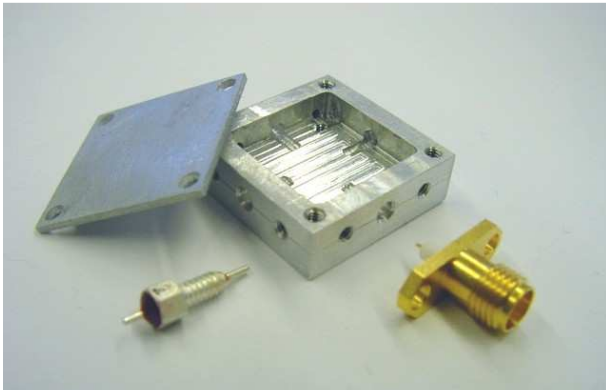


Abb. 50HF-Gehäuse, SMA-Buchse und Durchführungskondensator

SMA-Buchsen bilden die Schnittstelle für die hochfrequenten Ein- und Ausgangssignale. Die Steuer- und Versorgungsspannungen werden mittels Durchführungskondensatoren den Gehäusen zu- bzw. abgeführt.

Aufgrund dieser Vorkehrungen wird eine „hochfrequenzdichte“ Umgebung für die Schaltungen geschaffen. Dies bedeutet, dass weder hochfrequente Leistung das Gehäuse verlassen noch in das Gehäuse eindringen kann.

Die einzelnen HF-Schaltungskomponenten sind aufgrund dieser Maßnahmen hochfrequenzmäßig voneinander unabhängig.

4.7.1.3 HF-Komponenten

Nachfolgend sind die einzelnen HF-Komponenten einzeln beschrieben.

Die mittels diskreten SMD-Bauteilen realisierten Komponenten seien an dieser Stelle nur oberflächlich erwähnt.

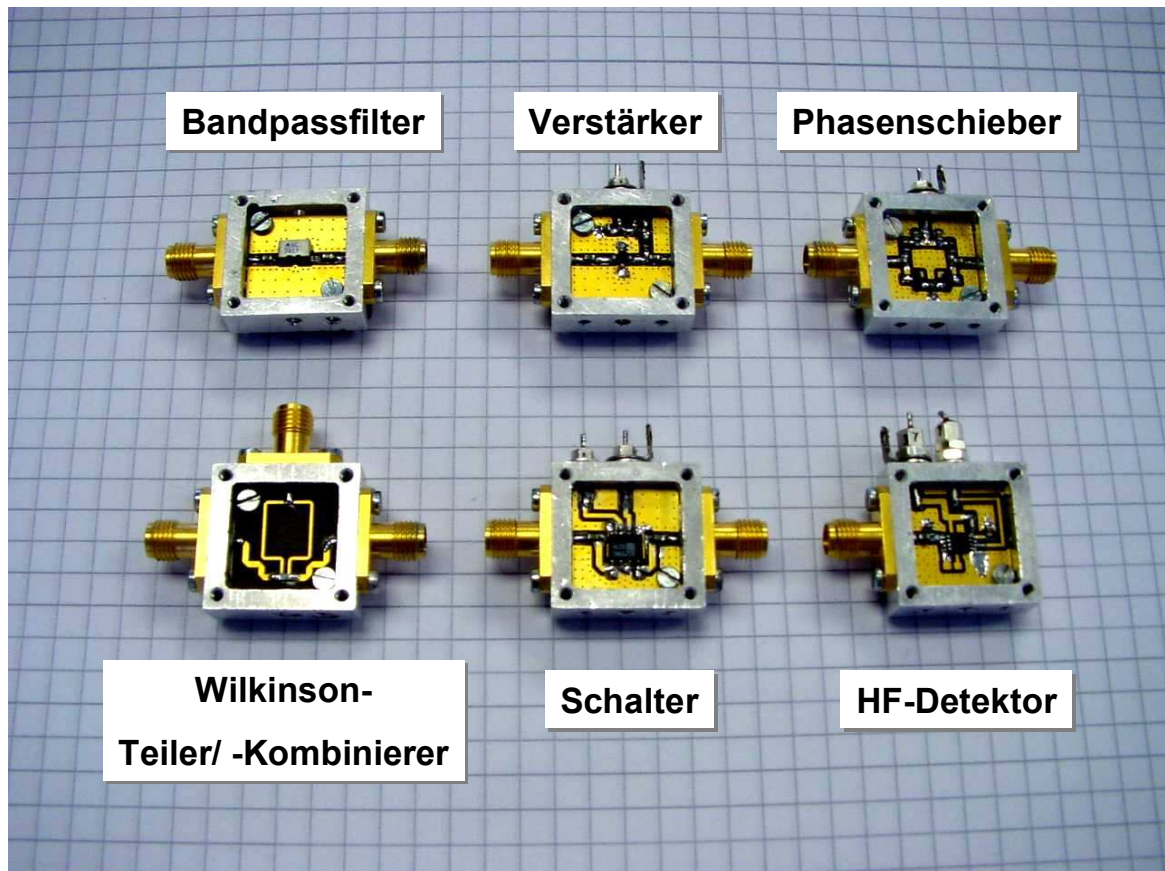


Abb. 51 HF-Komponenten

In Abb. 51 sind alle HF-Komponenten dargestellt.

Die Substratplättchen werden mittels Schraubverbindungen in den Gehäusen fixiert. Die Massegrundplatte der Substratplättchen kontaktiert so mit dem Gehäuse. Dieser Kontakt wird mit Silberleitpaste verbessert. Hochfrequente Ein- und Ausgangssignale werden über die vergoldeten SMA-Buchsen zu- bzw. abgeführt. An den oberen Gehäuseseiten sind bei den vier rechten Komponenten

Durchführungs-kondensatoren erkennbar. Im Betrieb sind sämtliche Komponenten mit Aluminiumdeckeln verschlossen.

4.7.2 Messungen

Erst umfangreiche Messungen liefern Erkenntnisse über die Leistungsfähigkeit der ausgewählten und realisierten Antennendiversitysysteme.

Die Messungen werden sowohl bei den verschiedenen Einzelantennen-konstellationen als auch bei den beiden verschiedenen kombinierten Antennendiversity-systemen (Selective-Combining und Equal-Gain-Combining) durchgeführt.

4.7.2.1 „Ebenenmessung“

Eine komplette Auflösung der Empfangsleistungsverteilung im Fahrzeuginnenraum ist nicht möglich. Um die Ergebnisse der Messungen darstellen und vergleichen zu können, ist es trotzdem sinnvoll, die Messungen systematisch vorzunehmen.

Für alle anstehenden Messungen werden deshalb dieselben Voraussetzungen geschaffen. Dies bedeutet, dass bei den zahlreichen Messungen sowohl Messpositionen als auch die Messmittelkonfigurationen unverändert bleiben.

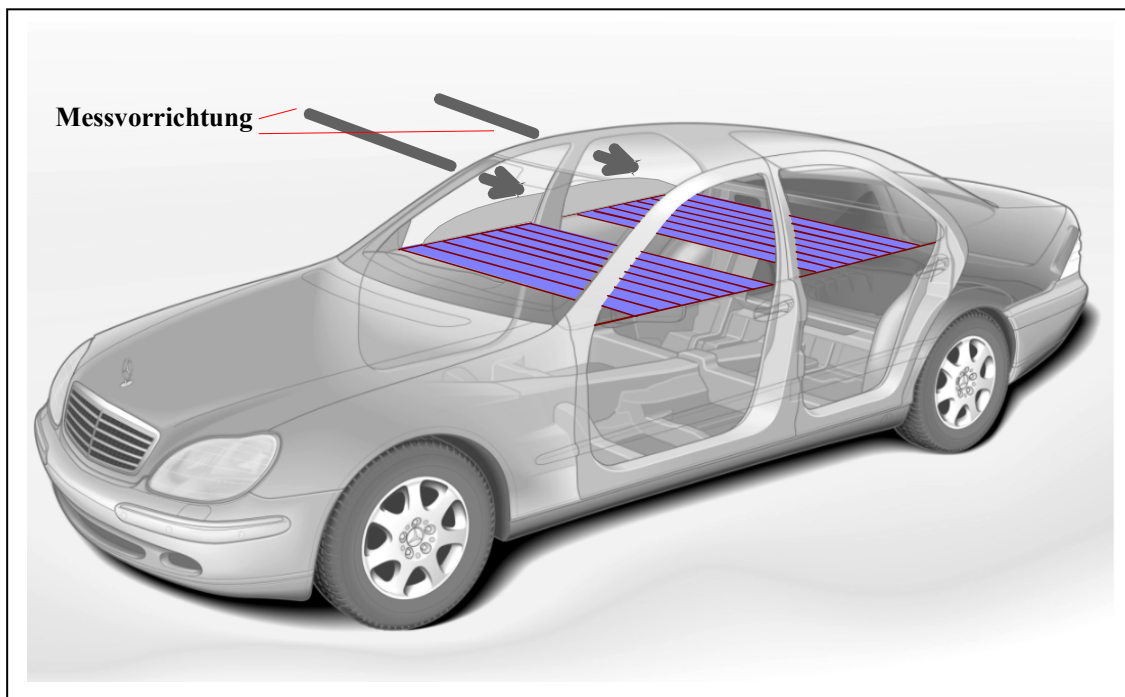


Abb. 52 Darstellung der „Ebenen“ und der „Messlinien“

Abb. 52 zeigt die Lage der diskreten „Messlinien“ (rot) im Fahrzeuginnenraum. Aufgrund der Lage der Linien auf einer einzigen Ebene wird diese Messung von nun an als „Ebenenmessung“ bezeichnet.

Bereits die Grundlagenmessungen gaben zu erkennen, dass Leistungs-Maxima bzw. -Minima typischerweise einen Abstand von der halben Wellenlänge aufweisen.

Deshalb werden die Abstände der „Messlinien“ entsprechend dieser Verteilung dimensioniert.

$$\lambda_{2,4GHz} = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}}{2,4 \cdot 10^9 \frac{1}{s}} = 0,125m$$

$$\frac{\lambda_{2,4GHz}}{2} = 0,0625m = 6,25cm$$

Bei dieser Einteilung wird sowohl der Fahrzeugfrontbereich als auch der Heckbereich mit je acht „Messlinien“ („Teilebene“) abgedeckt.

Jede „Messlinie“ beginnt auf der linken Fahrzeugseite (Beifahrerseite) und endet auf der rechten Fahrzeugseite (Fahrerseite).

Die Höhenlinie der einzelnen „Messlinien“ bildet der Seitenfensteransatz.

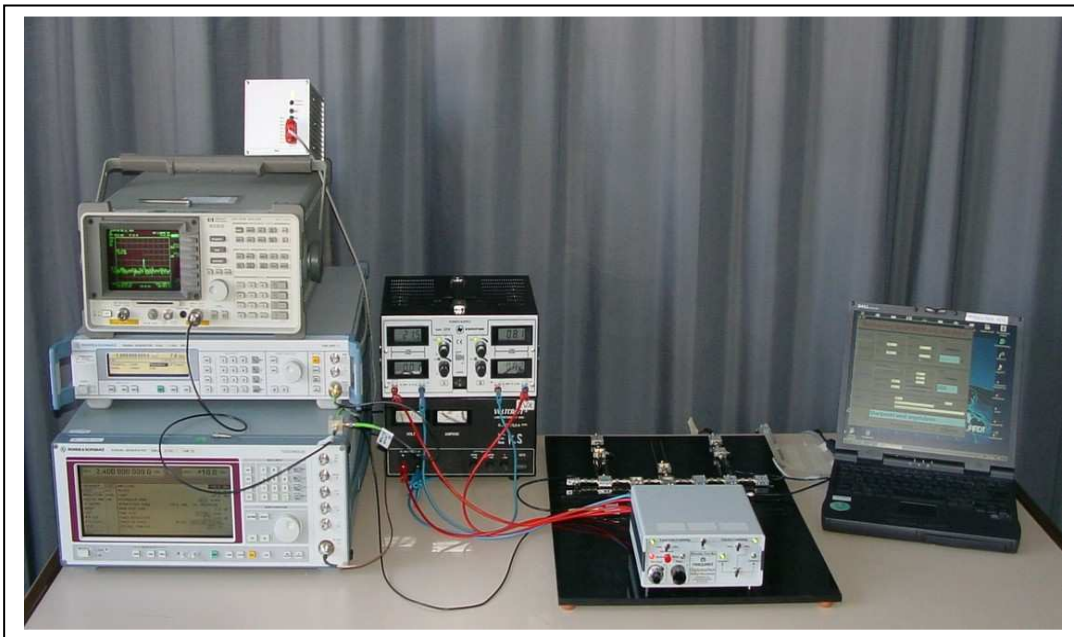


Abb. 53 Aufbau der Messgeräte sowie des Antennendiversity-Testsystems

4.7.3 Darstellung der Messergebnisse

Die Messungen führen zu sehr großen Messdatenumengen. Um die Ergebnisse schnell und folgerichtig beurteilen zu können, ist eine angemessene Visualisierung der Datenmengen vorzunehmen. An dieser Stelle wird eine übersichtliche Art der Messwertdarstellung diskutiert.

4.7.3.1 Darstellung einer einzelnen „Messlinie“

Um die grundsätzliche Wirkungsweise der Antennendiversitysysteme zu erläutern, bietet sich zunächst die Betrachtung einzelner Messlinien an.

Einzelantennensignale

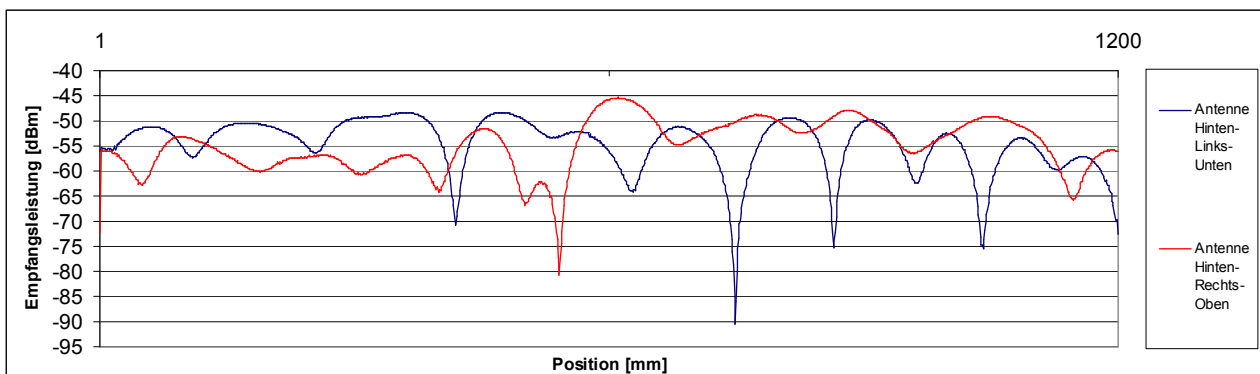


Abb. 54 Empfangspegelverläufe der Einzelantennen

In Abb. 54 sind die Verläufe der empfangenen Leistung einer „Messlinie“ bei zwei verschiedenen Einzelantennenpositionen dargestellt. Der blaue Verlauf repräsentiert den positionsabhängigen Empfangspegel der Antenne, die links unten auf der Heckscheibe, der rote Verlauf deren Antenne welche rechts oben auf der Heckscheibe platziert ist.

Bei beiden Signalverläufen sind deutlich die Pegelzüge („Nullstellen“) zu erkennen.

4.7.4 Selective-Combining

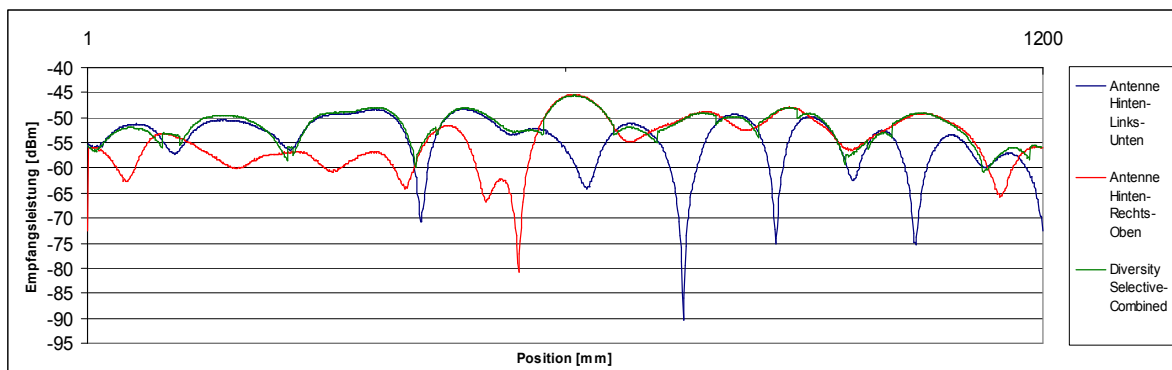


Abb. 55 Empfangspegelverläufe der Einzelantennen SC

Abb. 55 stellt neben den erneut dargestellten Einzelantennensignalen den Verlauf der Empfangsleistung des selective-kombinierten Antennendiversitätssystems dar (grüner Verlauf).

Die Funktionsweise des Selective-Combining ist deutlich daran zu erkennen, dass der grüne Verlauf stets jenem Einzelantennensignal folgt, welches die größte empfangene Leistung aufweist. Die Zeitpunkte der Umschaltungen zeigen, dass erst dann umgeschaltet wird, wenn das zukünftig geschaltete Signal um ein gewisses Maß größer ist als das momentan geschaltete. Dieses verzögerte Umschalten ist beabsichtigt und Folge der, im Komparator realisierten, Hysterese.

4.7.5 Equal-Gain-Combining

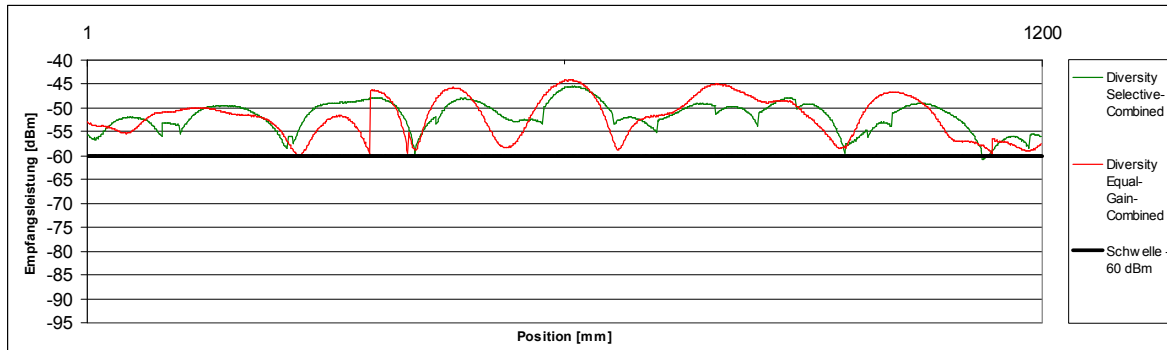


Abb. 56 Empfangspegelverläufe SC und EGC

Eine Gegenüberstellung der beiden verschiedenen Antennendiversitätssysteme zeigt Abb. 56. Der grüne Verlauf stellt wiederum den selective-kombinierten Signalverlauf dar. Der rote Verlauf resultiert aus dem Antennendiversitätssystem mit Equal-Gain-Combining.

Die farbliche Abstufung der Empfangsleistungspegel sowie

eine Interpolation zwischen den einzelnen „Messlinien“ führt zur einer Darstellung wie in Abb. 57.

Bereits beim ersten Blick ist eine grobe, spontane Aussage über die Empfangsleistungssituation möglich. Für die weiteren umfangreichen Messungen wird deshalb diese interpolierte, farbliche Darstellungsform verwendet.

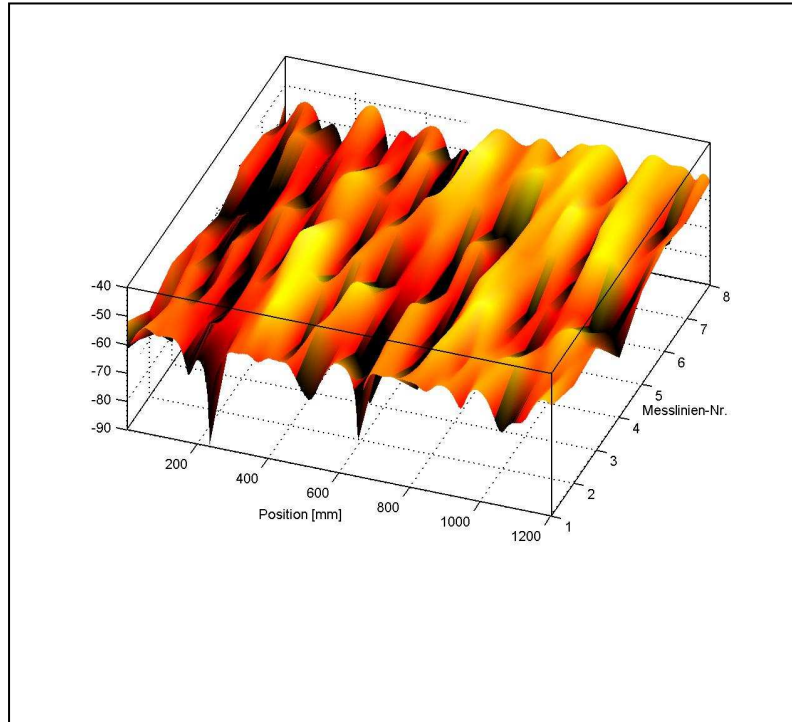
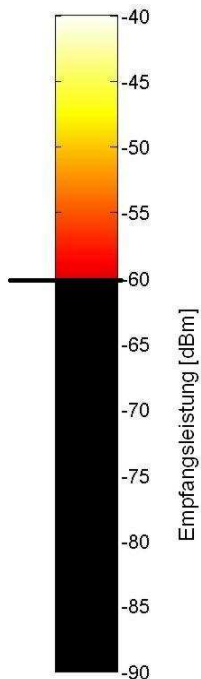


Abb. 57 Interpolierte Empfangsleistungsverläufe mehrerer Messlinien



Die Farbpalette macht die farbliche Abstufung der Leistungspegel deutlich.

Werte um -40 dBm werden als weiß dargestellt. Ein fließender Übergang von gelb nach dunkelrot stuft die Empfangsleistungswerte bis zu -60 dBm ab.

Weiter ist zu erkennen, dass alle Pegel kleiner -60 dBm schwarz gefärbt sind. Dies entspricht der persönlich definierten Schwelle bei welcher das EGC-Diversity aktiv wird. Der abrupte Farbübergang erleichtert später die optische Beurteilung der vorhandenen Nullstellen.

4.7.5.1 Stellvertretend ein paar Meßergebnisse

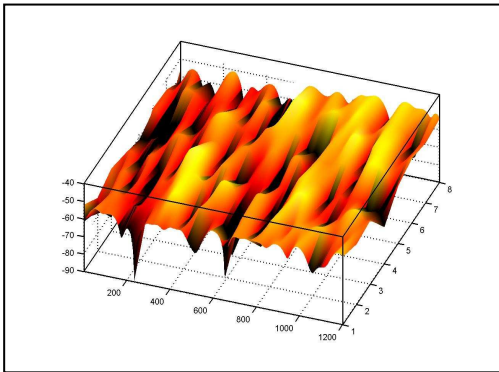


Abb. 58 Einzelantenne1

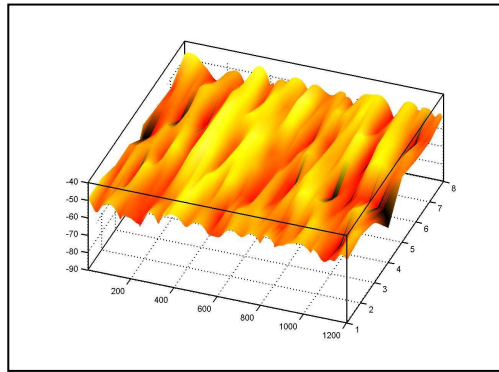


Abb. 59 Einzelantenne2

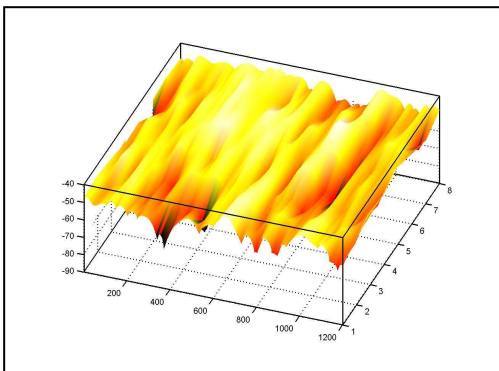


Abb. 60 Equal-Gain Combining

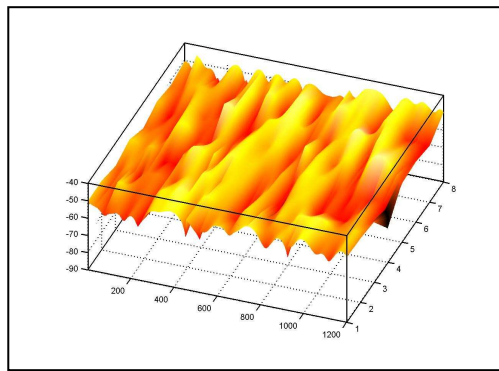


Abb. 61 Selective Combining

4.8 Bewertung

4.8.1 Bewertung der Messergebnisse

4.8.1.1 Optische Bewertung

Bereits die rein optische Betrachtung der, als interpolierte Oberfläche, visualisierten Messdaten, lässt eine deutliche Verbesserung der Empfangssituation erkennen. Ein Vergleich der Einzelantennen-Diagramme mit den Diagrammen der beiden unterschiedlich kombinierten Antennendiversitätssystemen zeigt, dass die Messergebnisse der Antennendiversitätssysteme erkennbar höhere Pegel aufweisen.

Dieser Sachverhalt wird durch durchschnittlich hellere Farbabstufung deutlich.

Die dargestellten Oberflächendiagramme der Antennendiversitätssysteme weisen allesamt eine ebenere Oberfläche als die der Einzelantennen auf. Daraus kann auf eine geringere Anzahl an Empfangspegelbrüchen („Nullstellen“) geschlossen werden.

Empfangsleistungswerte unter -60 dBm, welche durch ihre schwarze Färbung charakterisiert sind, treten deshalb merklich seltener auf.

4.8.1.2 Numerische Beurteilung der Messdaten

Eine Bestätigung des durch optische Beurteilung gewonnenen Eindrucks erfolgt durch eine zusätzliche zahlenmäßige Betrachtung der Messdaten.

Hierzu werden sowohl alle Messdaten der Einzelantennen, als auch die der beiden Antennendiversitätssysteme untersucht (bei allen drei Antennenkonstellationen).

Die Bewertung der Messdaten erfolgt auf folgende Weise:

Durchschnittliche Empfangsleistung (arithmetischer Mittelwert)

Bei dieser Betrachtung wird der Durchschnittswert aller in einer „Ebene“ (16 „Messlinien“ je 1200 Messwerte) gemessenen Empfangsleistungswerte gebildet.

Dieser arithmetische Mittelwert bildet sich wie folgt:

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}$$

x_1, x_2, \dots Erster Messwert, zweiter Messwert, ...

x_n Letzter Messwert

n Anzahl aller Messwerte in einer Ebene

(hier: $16 \cdot 1200 = 19.200$)

In den nachfolgenden Tabellen ist dieses arithmetische Mittel als „Durchschnittliche PE [dBm]“, also als durchschnittliche Empfangsleistung in der Dimension dBm, angegeben.

Unterschreitung der Empfangsleistungsschwelle

Dieser Indikator stellt die Summe aller Messwerte einer „Ebene“ dar, welche kleiner bzw. gleich der definierten Schwelle von -60 dBm sind.

Bei einer Gesamtanzahl von 19.200 Messwerten je „Ebene“ lässt sich zudem der prozentuale Anteil jener Messwerte ermitteln, die kleiner bzw. gleich dieser Schwelle sind.

Diese beiden Beurteilungshilfen werden in den nachfolgenden Tabellen als „Anzahl Positionen wo PE < -60 dBm“ sowie „Anteil Positionen wo PE < -60 dBm“ gekennzeichnet.

4.8.1.3 Einzelantennen

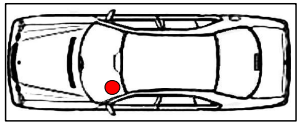
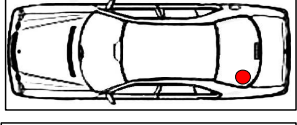

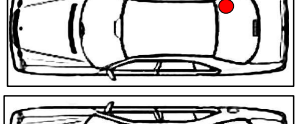
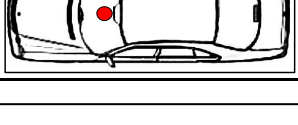
Einzelantennen	Durchschnittliche P_E [dBm]	Anzahl Positionen wo $P_E < -60$ dBm	Anteil Positionen wo $P_E < -60$ dBm
	-53,02	2025	10,54%
	-53,23	2033	10,59%
	-53,53	2475	12,89%
	-53,85	2788	14,52%
	-54,46	2967	15,45%

Tabelle 1: Numerische Bewertung der Einzelantennen

Obenstehende Tabelle zeigt eine Übersicht der numerisch beurteilten Messdaten der vermessenen „Ebene“ bei Betrachtung der Einzelantennen.

Das arithmetische Mittel der empfangenen Leistung lässt zwischen den verschiedenen Antennenpositionen Differenzen von bis zu 1,44 dB erkennen.

Betrachtet man den prozentualen Anteil der Werte kleiner bzw. gleich -60 dBm erkennt man Werte zwischen 10,54% und 15,45%.

Dies bedeutet, dass bei Einsatz einer Einzelantenne, im Extremfall fast jeder sechste Messwert unter der definierten Schwelle liegt.

4.8.1.4 Antennendiversity Selective-Combining

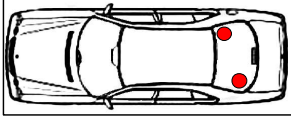
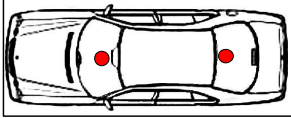
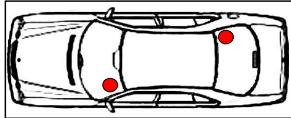
Antennendiversity Selective-Combining	Durchschnittliche P_E [dBm]	Anzahl Positionen wo $P_E < -60$ dBm	Anteil Positionen wo $P_E < -60$ dBm
	-50,61	313	1,63%
	-50,67	354	1,84%
	-50,84	205	1,06%

Tabelle 2: Numerische Bewertung SC

Eine Gegenüberstellung der drei unterschiedlichen Antennenkonstellationen unter Verwendung des Antennendiversitysystems mit Selective-Combining zeigt Tabelle 4. Die durchschnittlichen Empfangsleistungswerte zeigen minimale Unterschiede von bis zu maximal 0,23 dB.

Der Anteil jener Messpunkte, welche die definierte Schwelle unterschreitet, variiert zwischen 1,06% und 1,84%. Dies bedeutet, dass im schlechtesten Fall ca. jeder 54. Messwert die Schwelle unterschreitet.

Gesamtdurchschnitt der empfangenen Leistung bei allen betrachteten Antennenkonstellationen bei Selective-Combining -50,71 dBm

Gesamtanteilsdurchschnitt der Positionen wo $P_E < -60$ dBm bei allen betrachteten Antennenkonstellationen bei Selective-Combining 1,51 %

4.8.1.5 Antennendiversity Equal-Gain-Combining

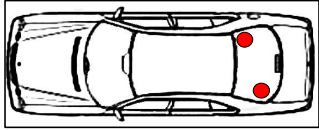
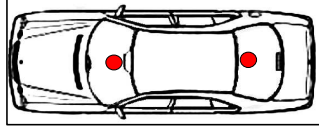
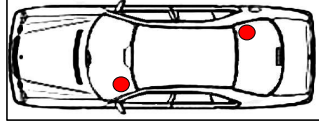
Antennendiversity Equal-Gain-Combining	Durchschnittliche P_E [dBm]	Anzahl Positionen wo $P_E < -60$ dBm	Anteil Positionen wo $P_E < -60$ dBm
	-50,26	96	0,50%
	-50,00	192	1,00%
	-50,65	180	0,94%

Tabelle 3: Numerische Bewertung EGC

Die Gegenüberstellung wiederum aller drei Antennenkonstellationen, jedoch unter Einsatz des Antennendiversitysystems mit Equal-Gain-Combining, ist in Tabelle 5 dargestellt.

Das arithmetische Mittel der empfangenen Leistung differiert um 0,65 dB. Dies resultiert in einer prozentualen Schwellwert-Unterschreitung zwischen 0,5% und 1,0% was einer maximalen Schwellwert-Unterschreitung jedes 100. Messwertes entspricht.

Gesamtdurchschnitt der empfangenen Leistung bei allen betrachteten Antennenkonstellationen bei Equal-Gain-Combining -50,30 dBm

Gesamtanteilsdurchschnitt der Positionen wo $P_E < -60$ dBm bei allen betrachteten Antennenkonstellationen bei Equal-Gain-Combining 0,81 %

4.8.1.6 Leistungsvergleich

Tabelle 3 zeigt eine Zusammenstellung aller Gesamtdurchschnittswerte. Dies bedeutet, dass in der ersten Reihe die Gesamtdurchschnittswerte sämtlicher untersuchten Einzelantennenpositionen dargestellt sind.

Die zweite bzw. dritte Reihe repräsentieren entsprechend die Gesamtdurchschnittswerte für die beiden unterschiedlich kombinierten Antennendiversityverfahren.

	Gesamtdurchschnitt P_E [dBm]	Durchschnittliche Anzahl Positionen wo $P_E < -60$ dBm	Durchschnittlicher Anteil Positionen wo $P_E < -60$ dBm
Einzelantennen	-53,62	2458	12,80%
Antennendiversitysysteme Selective-Combining	-50,71	291	1,51%
Antennendiversitysysteme Equal-Gain-Combining	-50,30	156	0,81%

Tabelle 3: Numerische Gesamtbewertung

Die Leistungsfähigkeit des Selective-Combining äußert sich in einer durchschnittlichen, relativen Verbesserung der empfangenen Leistung gegenüber den Einzelantennen um 2,91 dB.

Der prozentuale Anteil der Werte kleiner bzw. gleich der definierten Schwelle sinkt bei Selective-Combining um durchschnittlich 11,29 % auf eine Schwellwert-Unterschreitung von 1,51 %.

Demgegenüber führt der Einsatz von Equal-Gain-Combining zu einem relativen Empfangspegelgewinn gegenüber Einzelantennen von 3,32 dB.

Weiterhin führt dieses System zu einer Senkung der prozentualen Schwellwert-Unterschreitung auf 0,81 %.

5 Diversity und Laufzeitmessung (Projektpartner Marquardt)

Wie die Untersuchungen zum Ausbreitungsverhalten gezeigt haben ist mit starken Schwankungen in der Empfangsfeldstärke zu rechnen, weiterhin wird durch Reflexionen die Laufzeitmessung der Signale erschwert. Für das Fahrzeug sowie für den Schlüssel wurde somit ein Diversitysystem vorgesehen. Jede Komponente verfügt dabei über mindestens 2 Antennen welche zu einem Array mit variabler Phase zusammengeschaltet werden können. Durch die Variation der Phasen der Einzelantennen lassen sich mehrere virtuelle Antennen bilden welche für das Diversity eingesetzt wurden. In einer mehrmonatigen Versuchsreihe wurde eine entsprechende Auswertesoftware realisiert welche mit möglichst wenigen Einzelmessungen die Entfernung doch hinreichend genau bestimmen kann.

Da dieser Punkt entscheidend für die Verwendbarkeit dieses Systems ist wurde ein Grossteil der Zeit auf die Optimierung und den Test unter unterschiedlichen Bedingungen aufgewendet. Stellvertretend für über hundert Messungen sich hier beispielhaft 2 Messungen aufgeführt welche die beiden Extreme darstellen.

5.1 Messung in ungestörter Umgebung

Erste Messungen wurden zunächst in einer reflexionsarmen Umgebung durchgeführt um eventuell auftretende Nebeneffekte genauer beurteilen zu können. Als Mögliche Reflektoren konnten hier nur der Untergrund und das Fahrzeug selbst dienen



Abb. 62 Messung im Freifeld

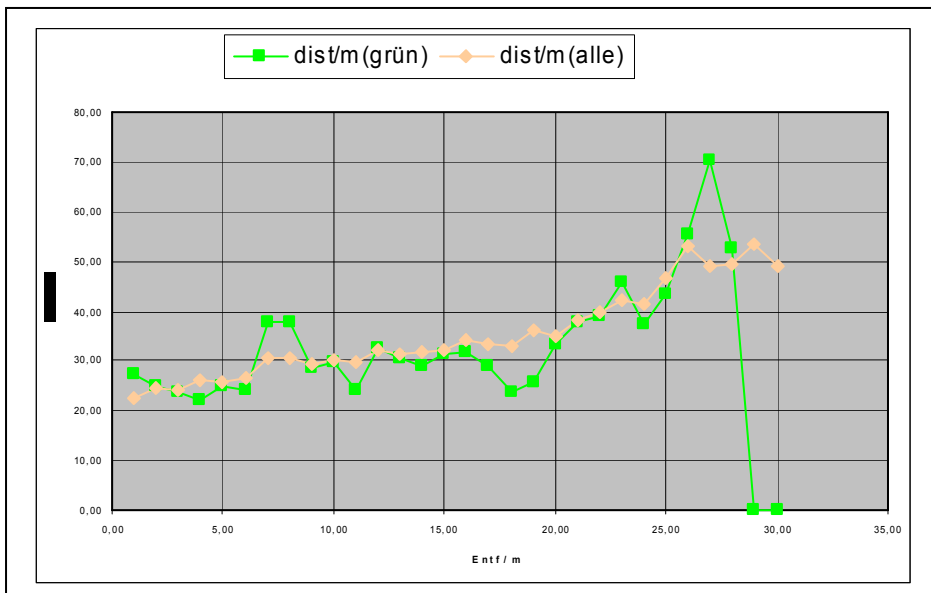


Abb. 63 :Vergleich von Einzelantenne zu Diversity

Abb. 63: zeigt den Vergleich einer Einzelmessung einer Antenne mit dem ausgewerteten Diversity-signal in einer ungestörten Umgebung. Die Laufzeitschwankungen in dem Einzelsignal sind auf Reflexionen am Boden und Fahrzeug zurückzuführen. Das ausgewertete Signal weist eine wesentlich geringere Abweichung vom Erwartungswert auf.

Messung in der Tiefgarage

Die nächsten Messungen wurden dann in einer Stahlbetontiefgarage durchgeführt. Durch die Vielzahl an auftretenden Reflexionen und der dadurch auftretenden Mehrwegeausbreitung und Auslöschung stellt dieser Fall extreme Herausforderungen an die Auswertung.



Abb. 64 : Messungen in der Tiefgarage

Abb. 64 zeigt die Umgebung der Messungen. Alle Positionen wurden mehrfach gemessen und als Punkteschaar in dem Diagramm dargestellt. Als Vergleich wird hier die Messung aus einer Antennenkonstellation des Antennen-Diversity gegenüber der bewerteten Auswertung des gesamten Antennendiversityraums.

Hier zeigen sich die Probleme der Laufzeitmessung. Durch die starken Reflexionen ist das Einzelsignal einer Messung nahezu unbrauchbar. Selbst an einer Position werden durch leichte Variationen der Umgebung deutlich unterschiedliche Messwerte ermittelt.

Nach der Auswertung der Diversity-Signale weist der berechnete Abstand einen wesentlich geringeren Fehler auf, jedoch liegt der Fehler deutlich über dem der Freifeldmessung.

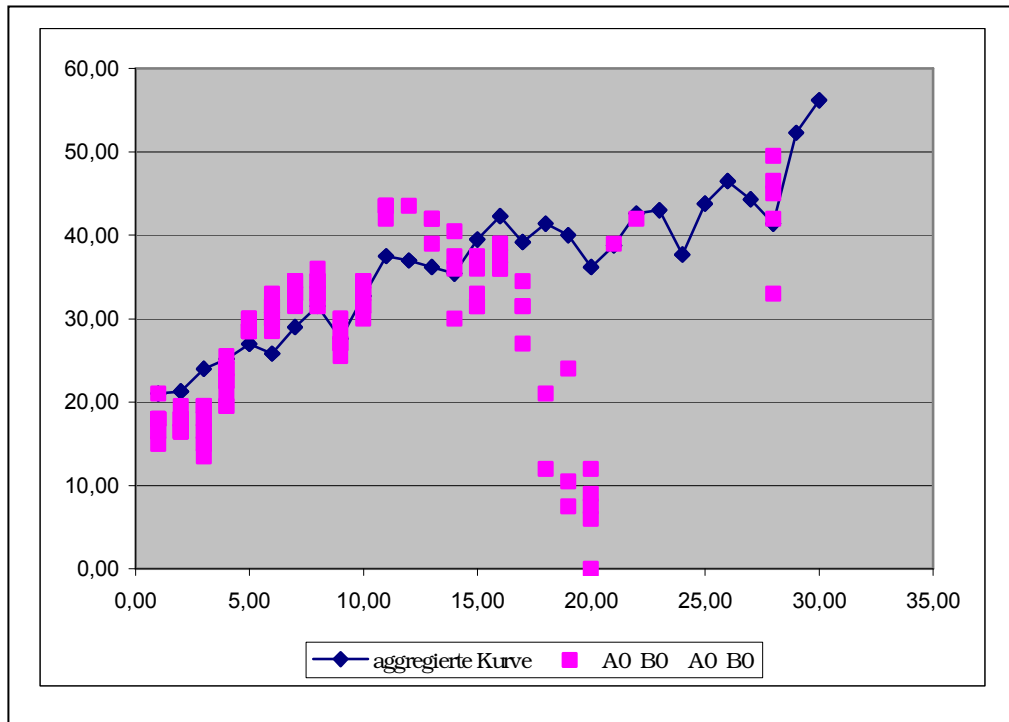


Abb. 65 : Vergleich von Einzelmessung zum bewerteten Signal

5.2 Zusammenfassung

Folgende Punkte lassen sich zusammenfassen:

- eine Laufzeitmessung ist prinzipiell bis 35m möglich
- in freien Feld sind die Ergebnisse gut reproduzierbar
- auch im Freifeld ist der Einsatz des Diversity notwendig
- in stark reflektierender Umgebung ist das Diversity absolut unabdingbar
- der Fehler in reflektierender Umgebung ist deutlich höher und liegt bei bis zu 5%

Das Abstandsmessprinzip auf Basis der Laufzeitmessung ist prinzipiell zur Abgrenzung der Funkreichweite und zur Erkennung einer Funkstreckenverlängerung geeignet. Zur Abgrenzung am Fahrzeug wird die gewünschte Genauigkeit von +/- 5cm jedoch nicht erreicht.

6 Nachbereichortung mit Langwelle (Projektpartner Marquardt)

Das bisherige System erreicht im Nahbereich aufgrund der Mehrwegeausbreitung und den damit verbundenen Auslöschungen trotz Diversity nicht die gewünschte Auflösung im cm Bereich.

Zur Erhöhung der Auflösungsgenauigkeit im Bereich 0-3m wurde das System um ein Ortungssystem auf Niederfrequenzbasis erweitert. Durch die niedrigere Frequenz ist das Verhalten des Feldes im Nahbereich rein magnetisch.

Das Langwellensystem selbst besitzt nur eine geringe Reichweite (einige Meter) und die Möglichkeit mit Hilfe einer einfachen Funkbotschaft das HF-System zu synchronisieren.

Das System wurde zunächst als diskreter Aufbau mit Hilfe von FPGAs realisiert. Eine Umsetzung in einen ASIC läuft derzeit.

Im weiteren wird hier speziell das neue LW-Ortungssystem beschrieben.

6.1 Evaluationssystem

6.1.1 Analoger Teil

Das Ortungssystem verfügt über einen Mehrkanaligen Geradeausempfänger. Ziel dieses Empfängers ist es ein LF-signal mit einer Amplitude von $300\mu\text{V}$ zu verstärken und die OOK-modulierten Daten zu demodulieren. Weiterhin wird ein dB-lineares Feldstärkesignal generiert welches für die Bestimmung des Abstandes zwischen Sender und Empfänger verwendet wird.

Um eine ausreichende Lebensdauer der verwendeten Batterie des Typs CR2025 zu gewährleisten, darf der Empfänger einen Strom von $5\mu\text{A}$ nicht überschreiten.

In einem ersten Schritt wurde dieser Empfänger auf einen Multiprojekt-ASIC realisiert. Zusammen mit einem FPGA dient er als Testplattform für die 2.Integrationsstufe.

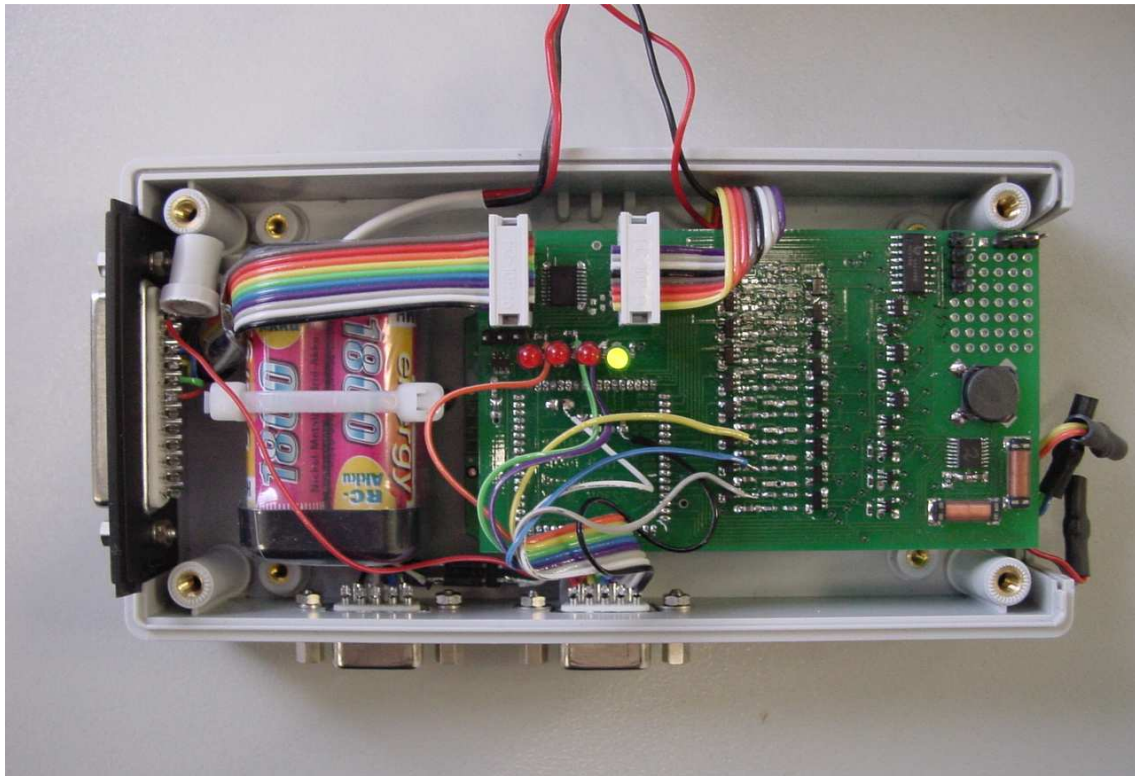


Abb. 66 Versuchsaufbau

6.1.2 Messungen der elektrischen Daten

Stromverbrauch:	typ 4 μ A	gefordert <5 μ A
Empfindlichkeit:	typ 250 μ Vpp	gefordert <300mV
Linearer RSSI	60dB	gefordert >50dB

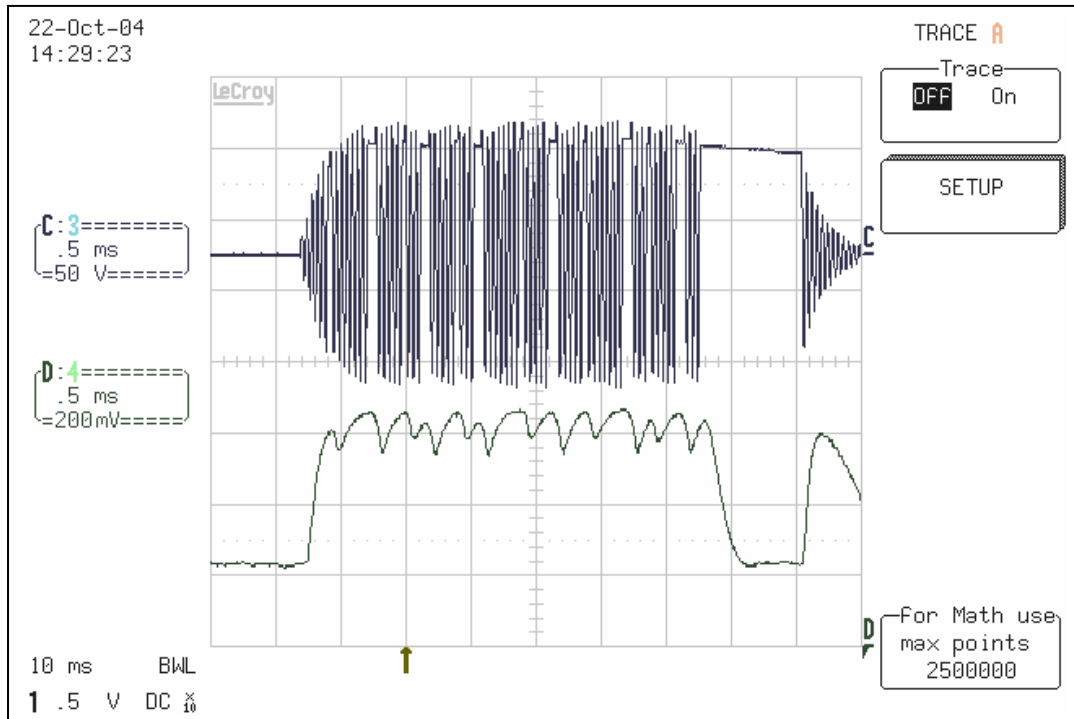


Abb. 67 Sendesignal sowie empfangene Feldstärke

6.2 Digitaler Teil

Der Digitalteil hat die Aufgabe dem Datenstrom ein spezielles Synchronisationswort zu entnehmen. Das Datenwort soll dabei selbst unter starken Störungen erkennbar sein.

Weiterhin beinhaltet der Digitalteil ein Demodulationssystem für eine komplexe Modulationsart.

Die verwendeten Empfangsantennen besitzen prinzipbedingt eine starke Richtungsabhängigkeit, es ist somit notwendig das System mit 3 Kanälen für die jeweilige Raumrichtung aufzubauen. Die 3 Kanäle werden von dem digitalen Teil parallel bearbeitet um eine kleinere Reaktionszeit des Systems zu gewährleisten.

Um das Risiko der ASIC-Entwicklung zu minimieren wird der Digitalteil derzeit noch in einem FPGA realisiert. Nach erfolgreichem Test wird dann dieser Teil mit in den ASIC übernommen.

6.3 Messungen

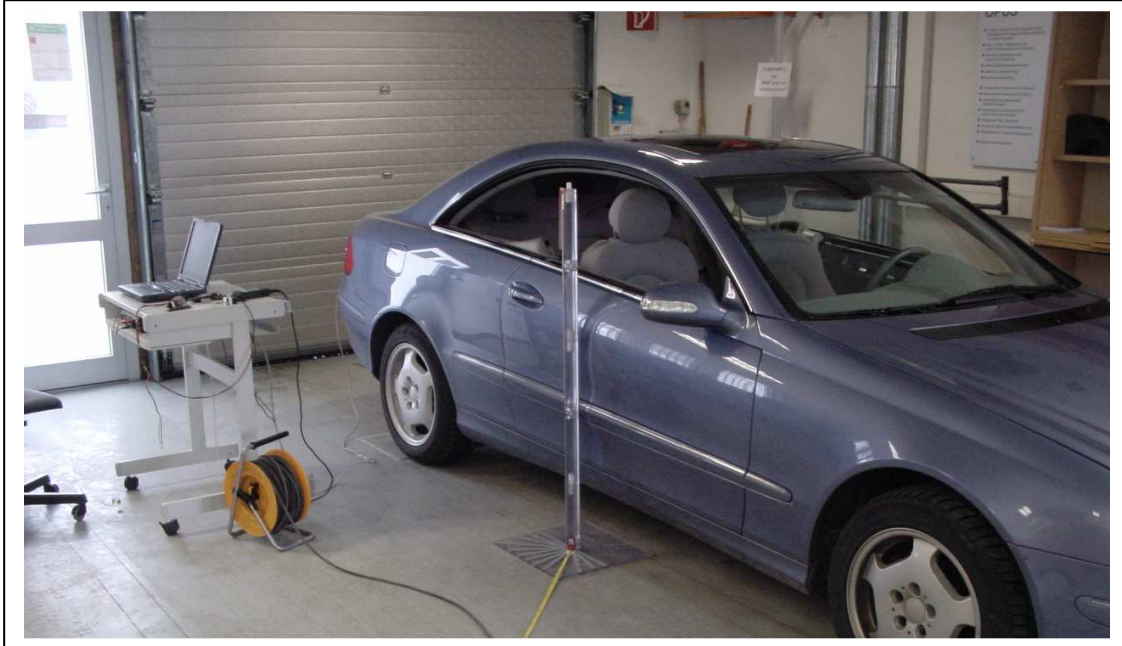


Abb. 68 Messung der Nahbereichabgrenzung

Das Fahrzeug wurde mit einem diskret aufgebauten Sender ausgerüstet und Messungen durchgeführt an welchen Positionen noch ausreichend Signal empfangen werden kann.

Hierbei wurden 2 unterschiedliche Testchips untersucht. Die beiden Chips unterscheiden sich hauptsächlich durch die Wahl des Modulationsverfahrens. Bei dem Vektor-Chip wurde das gewöhnliche OOK-Modulationsverfahren realisiert, bei den 306-er Testchips wurde ein komplexes Modulationsverfahren eingesetzt. Es zeigte sich hierbei deutlich die bessere Reichweite des komplex arbeitenden Modulationsverfahrens. Nachfolgende Messung steht stellvertretend für viele an verschiedenen Fahrzeugen durchgeführte Messreihen

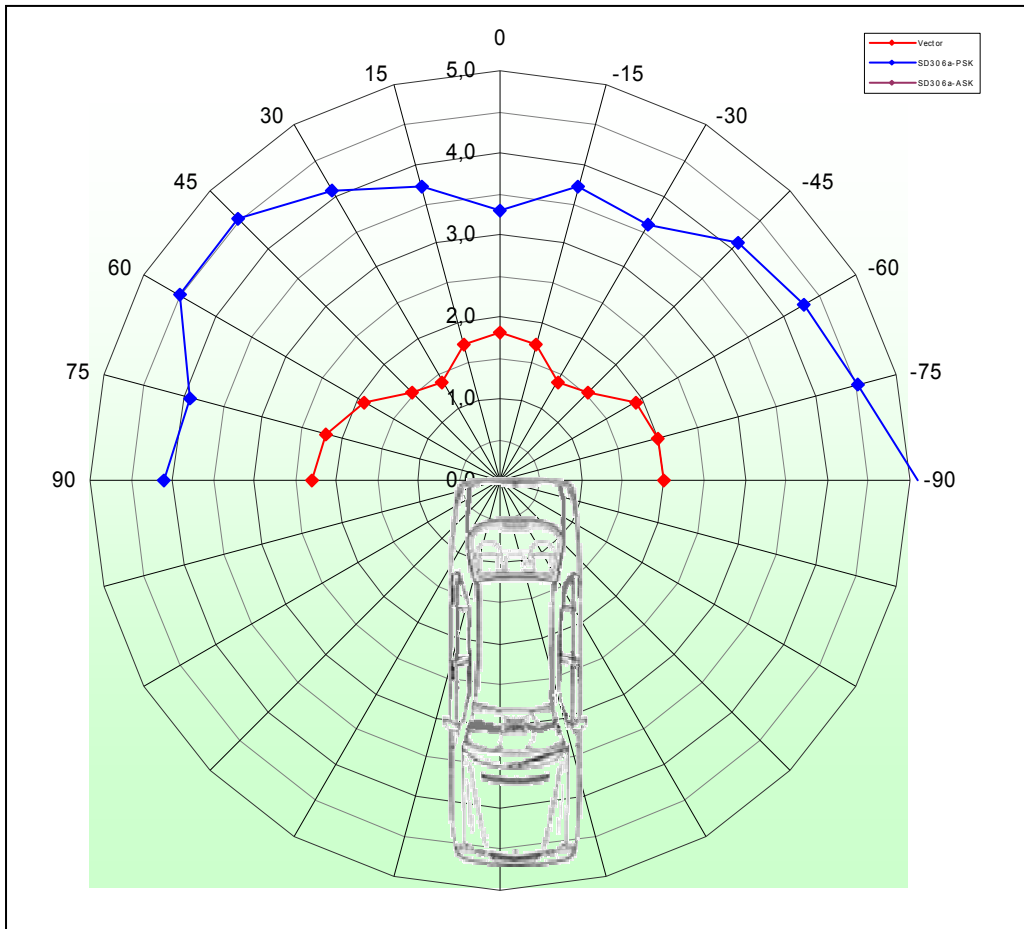


Abb. 69 Reichweite des Nahbereichsortungssystems

Die bisherigen Messungen zeigen die volle Funktionalität des Testchips. Die geforderten Parameter werden eingehalten und zum Teil übertroffen.

Erste Abgrenzungsmessungen Zeigen eine Auflösung im Bereich kleiner 3cm.

Weitere Schritte:

Der ASIC wird nun zusammen mit dem Digitalteil realisiert

Kopplung des GHZ-Funksystems mit dem Ortungssystem

Der diskrete Langwellensender wird integriert

Weitere Feldtest

7 Ergebnisse Gesamtsystem (Projektpartner MTS)

Zusammenfassend wird festgestellt, daß sich ein KFZ-Basisstation und Portable-Transpondersystem nach dem angestrebten Funktionsprinzip realisieren läßt. Für einen wirtschaftlichen Einsatz ist allerdings noch weitergehende Entwicklung notwendig.

Die Themen der weiterführenden Entwicklung sind unter „Verbleibende Aufgaben“ beschrieben.

Erreichte Funktionen

Das Prinzip der Entfernungsermittlung durch Einsatz eines Paares von Mikrowellenbasis und –transponder ließ sich nachweisen. Die einfache Entfernungsermittlung unter günstigen Verhältnissen wird erreicht.

Das System zeigt lineares Verhalten auch unter schweren Bedingungen, wobei zwar die Genauigkeit abnimmt, aber das Messignal nicht divergiert.

Durch Verwendung eines korrelierenden Systems (Synchrongleichrichter) sind die Verluste bei mittleren Entfernungen kompensierbar. (Hier kann man durch angepasste Parametrisierung der Messung noch besser werden)

Verbleibende Aufgaben

Systemtechnische Aufgaben:

Mehrwegeausbreitung und Auslöschungen im Übertragungsweg

Bei Unterbrechung der freien Sicht zwischen Basis und Transponder, sowie bei Auslöschung der abgestrahlten HF-Welle wie sie bei Bewegung über Grund vorkommt, kann es zu Signaleinbrüchen kommen. Diese positionsabhängigen Störungen sind nicht vermeidbar. Man umgeht sie durch das Schaffen eines Ortsfindungssystems, bei dem ein Transponder mit mehreren Basisstationen in Verbindung steht. Die Aufgabe der Koordination der verschiedenen Momententfernungswerte fällt einem übergeordneten Rechner zu, der sich z.B. im Fahrzeug befindet. Dazu ist ein Algorithmus zu finden.

Messungen im Vorfeld der Erteilung des Zutrittsrechtes, Annäherungsbeobachtung

Zur Ermittlung der Position einer Person, die z.B. Zutritt zu einem Fahrzeug erlangen möchte, kann die einfache Entfernungsermittlung und die Entfernungsermittlung zu mehreren Basisstationen ausgedehnt werden, indem die Entfernung kontinuierlich auch schon vor dem Antrag auf Zutritt (Betätigung des Türgriffs) ermittelt wird. Eine derartige Annäherungsbeobachtung setzt voraus, daß die beteiligten Basisstationen immer wieder prüfen, ob sich ein Transponder bereits in der Umgebung befindet, der Zutritt erlangen wollen könnte.

Zur Realisierung einer kontinuierlichen Annäherungsbeobachtung ist ein geringer Energiebedarf Voraussetzung.

Technische Aufgaben:

Abweichungen in den Durchlaufzeiten

Die genaue Entfernungsermittlung setzt voraus, daß die Erzeugung, Übertragung und Rückgewinnung der Messignale stabil bleiben, z.B. bei unterschiedlichen Temperaturen. Außerdem müssen Aufbau und Abgleich der Systeme sehr einfach sein, um eine große Anzahl (KFZ-Markt) von Sensorsystemen herzustellen und betreiben zu können. Dies wird am besten durch hohe Integration der elektrischen Komponenten erreicht. Empfehlenswert ist hier der Einsatz von z.B. ASICs, sinnvollerweise aufgeteilt auf einen für die digitale Auswertung und einen für die Hochfrequenz.

Verbesserung der Entfernungsermittlung

Die Verwendung mehrerer Messfrequenzen am Synchrongleichrichter bietet in Zusammenarbeit mit Entfernungscodes die beste Entfernungsermittlung. Eine hohe Bandbreite bei der Wahl der Messfrequenzen erzielt eine hohe Genauigkeiten und ein Entfernungscodes sorgt für Eindeutigkeit im Entfernungsbereich. Beides erfordert schnelle digitale Schaltungen, die in dem ASIC zur digitalen Auswertung untergebracht werden sollten.

Energiebedarf

Die systemtechnischen Aufgaben erfordern eine Vielzahl an Messungen und eine möglichst hohe Anzahl an beteiligten Basisstationen. Die Vielzahl der Messungen und die Annäherungsbeobachtung (s.o.) führen zu viel Messaktivität. Dies benötigt viel Energie, die vor allem am batteriebetriebenen Transponder sehr knapp ist. Der Energiebedarf ist z.Zt. *der* kritische Parameter, der die Marktreife beeinträchtigt.

Platzbedarf

Ein guter Schritt zur Platzminimierung ist durch die Gigahertz-Trägerfrequenz gegeben. Vor allem Antennen benötigen oft sehr viel Platz. Je höher die Betriebsfrequenz einer Batterie ist, desto geringer fällt ihre Baugröße aus.

Bei Verwendung hochintegrierte Baugruppen (ASIC) bleibt noch die Größe der benötigten Batterien kritisch (s.o. Energiebedarf). Dies gilt vor allem beim Transponder.

8 Ergebnisse Gesamtsystem (Projektpartner Marquardt)

Das Projekt hat gezeigt, dass es möglich ist ein Keyless/Go System auf Mikrowellenbasis aufzubauen. Entscheidende Probleme konnten erkannt und gelöst werden. Das System existiert nun als funktionsfähiger Prototyp und kann Kunden vorgeführt werden. Teile des Systems werden derzeit als ASIC-Lösung umgesetzt um der Forderung an eine weitere Miniaturisierung Rechnung zu tragen. Das System ist nach weiterer Kostenoptimierung reif für einen Serieneinsatz und wird entsprechenden Kunden vorgestellt.

9 Abbildungsverzeichnis

Abb. 1	Blockschaltbild des Messaufbaus für die unidirektionale Abstandsmessung	12
Abb. 2	Spannung am Synchrongleichrichterausgang über Abstand der Gegenstellen BS und TR	14
Abb. 3	Funktionelles Blockschaltbild des KEYLESS-Systems	15
Abb. 4	Blockschaltbild der HF-Elektronik.....	16
Abb. 5	Leistung des Modulationssignals sowie der ersten Harmonischen, normiert auf den Sendepiegel des Trägers	18
Abb. 6	Leistungspegel des ZF-Signals und dessen erster Harmonischen, am ZF1-Tor der HF-Platine	19
Abb. 7	Blockschaltbild der Signalverarbeitungselektronik.....	20
Abb. 8	Konzept für die nächste Generation der HF-Module	25
Abb. 9	Layout des OSC3350	27
Abb. 10	Ausgangspegel der Grundwelle und ihrer Harmonischen des OSC3350.....	27
Abb. 11	Layout des VCO3350	28
Abb. 12	Ausgangspegel der Grundwelle und ihrer Harmonischen des VCO3350.....	28
Abb. 13	Tuningkennlinie des VCO3350	29
Abb. 14	Layout des SOM3350.....	29
Abb. 15	Ausgangspegel der Grundwelle und ihrer Harmonischen des SOM3350	30
Abb. 16	Übertragungskennlinieer getesteten Chip-Bandpass-Filter S21 => Johanson (Herstellerdaten); S43 => ACX; S65 => uRata.....	33
Abb. 17	Eingangsanpassung der getesteten Chip-Bandpass-Filter S21 => Johanson (Herstellerdaten); S43 => ACX; S65 => uRata.....	33
Abb. 18	Übertragungskennlinie der getesteten Chip-Bandpass-Filter; S21 => Johanson (Herstellerdaten); S43 => ACX; S65 => uRata.....	34
Abb. 19	Eingangsanpassung der getesteten Chip-Bandpass-Filter; S21 => Johanson (Herstellerdaten); S43 => ACX; S65 => uRata.....	34
Abb. 20	Dimensionen der 5.8GHz-Antenne von ACX (baugleich mit Johanson-Antenne)	36
Abb. 21	Dimensionen der 2.45GHz-Antenne von ACX (baugleich mit Johanson-Antenne)	36
Abb. 22	Substratlayout für die ACX- und Johanson-Antennen (laut Datenblatt);	37
Abb. 23	Substratlayout für die ACX- und Johanson-Antennen (minimaler Flächenbedarf); Layout für beide Antennentypen (2.45 und 5.8GHz) verwendbar	37
Abb. 24	Layout der linear polarisierten Doppelpatch-Antenne.....	38
Abb. 25	Foto der linear polarisierten Doppelpatch-Antenne	38

Abb. 26	Gemessene Anpassung der linear polarisierten Doppelpatch-Antenne	39
Abb. 27	Gemessenes Antennenrichtdiagramm der linear polarisierten Doppelpatch-Antenne.....	39
Abb. 28	Layout der einseitig gespeisten zirkular polarisierten Patch-Antenne	40
Abb. 29	Anpassung der einseitig gespeisten zirkular polarisierten Patch-Antenne	40
Abb. 30	Antennenrichtdiagramm der einseitig gespeisten zirkular polarisierten Patch-Antenne.....	41
Abb. 31	Schaltung des ZF-Filters.....	43
Abb. 32	Simulation des ZF-Filters	43
Abb. 33	Messung der ZF-Kette mit Verstärkern und Filter	44
Abb. 34	Spannungsverlauf am Synchrongleichrichter	45
Abb. 35	Ausschnittvergrößerung der Kurve	46
Abb. 36	realer Spannungsverlauf am Gleichrichter	47
Abb. 37	Signalverlauf bei gedämpften Signalen	49
Abb. 38	Spannungskennlinie bei guten Verhältnissen	50
Abb. 39	Reflektor in 2m Entfernung	50
Abb. 40	Reflexionsmodell (links 3-D; rechts 2-D)	53
Abb. 41	Darstellung von zwei Fällen konstruktiver Interferenz.....	56
Abb. 42	Darstellung von zwei Fällen destruktiver Interferenz	57
Abb. 43	Funktionsprinzip Switched-Combining	62
Abb. 44	Funktionsprinzip Selective-Combining	63
Abb. 45	Funktionsprinzip Equal-Gain-Combining	64
Abb. 46	Funktionsprinzip Maximum-Ratio-Combining.....	65
Abb. 47	„Messkran“ mit Steuereinheit.....	66
Abb. 48	„Messkran“ im Fahrzeug.....	66
Abb. 49	Schematischer Aufbau der Messungen	67
Abb. 50	HF-Gehäuse, SMA-Buchse und Durchführungskondensator	72
Abb. 51	HF-Komponenten	73
Abb. 52	Darstellung der „Ebenen“ und der „Messlinien“	74
Abb. 53	Aufbau der Messgeräte sowie des Antennendiversity-Testsystems	76
Abb. 54	Empfangspegelverläufe der Einzelantennen	76
Abb. 55	Empfangspegelverläufe der Einzelantennen SC	77
Abb. 56	Empfangspegelverläufe SC und EGC	78

Abb. 57	Interpolierte Empfangsleistungsverläufe mehrerer Messlinien.....	79
Abb. 58	Einzelantenne1.....	80
Abb. 60	Equal-Gain Combining	80
Abb. 62	Messung im Freifeld	89
Abb. 63	Vergleich von Einzelantenne zu Diversity	89
Abb. 64	Messungen in der Tiefgarage	90
Abb. 65	Vergleich von Einzelmessung zum bewerteten Signal	91
Abb. 66	Versuchsaufbau	94
Abb. 67	Sendesignal sowie empfangene Feldstärke	95
Abb. 68	Messung der Nahbereichabgrenzung	96
Abb. 69	Reichweite des Nahbereichsortungssystems.....	97