

Grundlagen der

Radartechnik

zur Füllstandmessung

4., überarbeitete und erweiterte Auflage

von Dr.-Ing. Detlef Brumbi

Mai 2003

Vorwort zur 4. Auflage

Die erste Ausgabe der „Grundlagen der Radartechnik zur Füllstandmessung“ im Jahr 1995 entstand aus dem Wunsch, eine kompakte geschlossene Darstellung der technischen Basis für die damals noch relativ junge industrielle Radartechnik zu verfassen. Es gab zwar auch damals schon unzählige Bücher und Fachartikel über Hochfrequenztechnik und Radarverfahren, man vermisste jedoch Informationen über die speziellen Belange der Füllstandmesstechnik.

Auf Grund der großen Nachfrage erscheint dieses Grundlagenbuch nun in der 4. Auflage. Nach den Ergänzungen der 3. Auflage wurde mit dieser neuen Auflage wiederum der Inhalt aktualisiert, dem Stand der Technik angepasst und deutlich erweitert. So wurden zahlreiche Aspekte durch zusätzliche Informationen, Berechnungsformeln und Bilder kommentiert, sowie den Themen TDR und Signalauswertung ein höherer Stellenwert zugeordnet.

Dieses Buch ist keine Werbebroschüre für ein bestimmtes industrielles Produkt, sondern eine wissenschaftlich fundierte Abhandlung über die technischen Grundlagen zum Verständnis der Vorgänge in Radar- und TDR-Füllstandmessern. Für den einen mag sie eine Art Lehrbuch sein, um ein tieferes Verständnis über die Füllstandmesstechnik zu erlangen, für den anderen ein Nachschlagewerk, um spezielle Inhalte zu vertiefen.

Nicht enthalten sind allgemeine Themen wie Bussysteme oder Versorgungskonzepte (z.B. 2-Leiter-Technik), da sie eine generelle Gültigkeit für die Prozessmesstechnik haben und schon in vielen Werken ausgiebig behandelt werden.

Moers, im Januar 2003

Detlef Brumbi

<u>Inhalt:</u>	Seite
1 Einleitung	7
1.1 RADAR-Systeme	7
1.2 Historische Daten zum RADAR.....	7
2 Allgemeines	8
2.1 Frequenz, Wellenlänge und Ausbreitungsgeschwindigkeit.....	8
2.2 Elektromagnetisches Frequenzspektrum.....	8
2.3 Postalische Bestimmungen	10
2.4 Gefährdung durch Mikrowellen.....	10
2.5 Anwendungsgebiete	10
3 Radar-Füllstandmesssysteme.....	11
3.1 Übersicht über Verfahren zur Füllstandmessung	11
3.2 Allgemeines zur Radar-Füllstandmessung	12
3.3 Vergleich der Radar-Verfahren.....	13
3.4 Interferometer-Radar	14
3.5 Puls-Radar.....	15
3.5.1 Bandbreite eines HF-Pulses.....	16
3.6 FMCW-Radar	17
3.6.1 Prinzip	17
3.6.2 Ausführung	18
3.6.3 Frequenzregelung mittels PLL.....	18
3.7 Leistungsbilanz ("Radargleichung").....	19
4 Komponenten für Radarsysteme	20
4.1 Aktive Bauelemente.....	20
4.1.1 GaAs-Transistoren.....	20
4.1.2 Aktive Dioden	20
4.1.3 Silizium-Bauelemente	21
4.1.4 Laufzeitröhren.....	21
4.2 Oszillatoren zur Erzeugung höchstfrequenter Schwingungen	22
4.2.1 Festfrequenz-Sender	22
4.2.2 DRO	22
4.2.3 VCO	22
4.3 Schaltungsstufen zur Verarbeitung der Radar-Signale	23
4.3.1 Mischer.....	23
4.3.2 Empfänger-Rauschen	23
4.4 Leitergebundene Übertragungsstrecken.....	23
4.4.1 Koaxialleitung	23
4.4.2 Parallellleitung.....	24
4.4.3 Planarleitungen.....	25
4.4.4 Draht im freien Raum.....	25
4.4.5 Hohlleiter	26

4.4.6	Einkopplung in Hohlleiter	26
4.4.7	Richtkoppler.....	27
4.4.8	Reflexionen an Übergängen.....	28
4.4.9	Steckverbindungen	29
5	Antennen.....	30
5.1	Antennenarten	30
5.2	Antennengewinn	31
5.3	Abstrahlwinkel	31
5.4	Polarisation.....	33
5.5	Richtdiagramme.....	33
6	Ausbreitung der Wellen.....	35
6.1	Ausbreitungsgeschwindigkeit	35
6.1.1	Einflüsse durch das Übertragungsmedium (Atmosphäre)	35
6.1.2	Ausbreitungsgeschwindigkeit auf Leitungen	37
6.1.3	Ausbreitungsgeschwindigkeit in Schwallrohren/Hohlleitern	37
6.2	Transmission durch dielektrische Fenster.....	38
6.3	Freiraumdämpfung.....	39
6.4	Atmosphärische Signaldämpfung	39
6.5	Modifizierte Radargleichung	40
6.6	Äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIRP).....	42
6.7	Ausbreitung über Leitungen (TDR-Verfahren)	43
7	Reflexion	45
7.1	Reflexionsfaktor	45
7.2	Reflexion an Trennschichten	46
7.3	Dielektrizitätszahl.....	47
7.3.1	Chemisch-physikalische Zusammenhänge.....	48
7.3.2	Frequenzabhängigkeit.....	49
7.3.3	Temperatur- und Viskositätsabhängigkeit.....	50
7.3.4	Flüssigkeits-Mischungen	50
7.3.5	Schüttgüter	50
7.4	Streuung an Schüttgütern	51
7.5	Rückstrahlquerschnitt begrenzter Objekte	52
7.6	Reflexionswinkel	52
8	Auswerteverfahren	53
8.1	Ortsauflösung	53
8.2	Eindeutigkeit	53
8.3	Messunsicherheit.....	54
8.4	Störeinflüsse	54
8.5	Berechnungsbeispiel der Empfangsleistungen	56
8.5.1	Nutzsignal.....	56
8.5.2	Signal-Rausch-Abstand	56
8.5.3	Störabstand eines Stör-Reflektors.....	56

8.6	Signalauswertung beim Pulsverfahren	57
8.7	Signalauswertung beim FMCW-Radar	58
8.7.1	Zählverfahren	58
8.7.2	Fourier-Transformation	58
8.7.3	Phasensteigungs-Verfahren.....	60
8.7.4	Tracking.....	60
8.7.5	Signal-Filterung.....	61
8.8	Spezielle Verfahren.....	63
8.8.1	Leerspektrum.....	63
8.8.2	Tankbodenverfolgung	65
8.8.3	Trennschichtmessung	66
	Anhang.....	68
A	Tabelle der Dielektrizitätszahlen.....	68
B	Systemtheoretischer Vergleich zwischen Interferometer- und FMCW-Verfahren.....	71
C	Literaturangaben.....	74

Verwendete Formelzeichen

a	Abstand
b	Breite
Δa	Ortsauflösung; Messfehler
A	Apertur-Fläche
A_E	Empfangs-Fläche
A_R	Reflexions-Fläche
B	Bandbreite
c	Ausbreitungsgeschwindigkeit, Lichtgeschwindigkeit
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ($\sim 3 \cdot 10^8$ m/s)
d	Leitungs-Durchmesser
D	Durchmesser, (Hohlleiter-, Antennen-)
D_1, D_2	Ausbreitungsdämpfungen
D_{Freiraum}	Freiraumdämpfung
E	Elektrische Feldstärke
E_{eff}	Effektivwert der elektrischen Feldstärke
E_p	Spitzenwert der elektrischen Feldstärke
EIRP	Equivalent Isotropic Radiation Power
f	Frequenz
Δf	Frequenzdifferenz; Spektrallinien-Abstand
f_0	Grundfrequenz
f_A	Abtastfrequenz

f_c	Grenzfrequenz im Hohlleiter
f_D	Doppler-Frequenz
f_g	Grenzfrequenz
f_i	Folgefrequenz
F	Sweepfrequenz; Rauschzahl
ΔF	Linearitätsfehler
G_1, G_2	Antennengewinn
h	Tankhöhe
h_v	Verschobene Tankhöhe
H	Magnetische Feldstärke
k	Boltzmann-Konstante ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K)
K	Korrekturfaktor
L	Füllhöhe
N	ganze Zahl; Zahl der Abtastpunkte
p	Druck; Leistungsdichte
p_N	Normal-Druck
P	Leistung
P_E	Empfangsleistung
P_S	Sendeleistung
r	Spannungs-Reflexionsfaktor
R	(Leistungs-)Reflexionsfaktor
R_S	Reflexionsstreuung eines Schüttguts
t	Zeit, Laufzeit, Verzögerungszeit
T	Temperatur (in Kelvin); Sweepzeit
T_N	Normal-Temperatur
v	Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium; Objekt-Geschwindigkeit
Z_L	Wellenwiderstand
α	Ausbreitungs-Dämpfungsfaktor
ϵ_0	Absolute Dielektrizitätskonstante im Vakuum ($8.854 \cdot 10^{-12}$ As/Vm)
ϵ_r	Relative Dielektrizitätszahl
ϵ_r'	Realteil der relativen Dielektrizitätszahl
ϵ_r''	Imaginärteil der relativen Dielektrizitätszahl
$\epsilon_{r,N}$	Dielektrizitätszahl des Gases unter Normalbedingungen
φ	Phase
$\Delta\varphi$	Phasendifferenz
λ	Wellenlänge
λ_c	Grenzwellenlänge im Hohlleiter
λ_0	Wellenlänge im freien Raum
η_1, η_2	Antennen-Wirkungsgrade
σ	Rückstrahlquerschnitt
τ	Pulsdauer
ϑ	Temperatur (in °C)

1 Einleitung

1.1 RADAR-Systeme

Unter dem Begriff "Radar" versteht man im allgemeinen Verfahren, mittels kurzer elektromagnetischer Wellen Objekte zu erfassen, sowie deren Ort und Bewegungszustand zu bestimmen. Die Bezeichnung RADAR stammt aus dem Englischen und ist die Abkürzung für:

RAdio **D**etection **A**nd **R**anging

Im systemtechnischen Sinne besteht eine Radar-Messeinrichtung aus einem Sender mit Antenne, einer Übertragungsstrecke, dem reflektierenden Objekt, einer weiteren Übertragungsstrecke (die meistens mit der ersten identisch ist) und einem Empfänger mit Antenne. Es können zwei getrennte Antennen verwendet werden, häufig wird aber eine gemeinsame Antenne für das Senden und den Empfang des Radar-Signals eingesetzt.

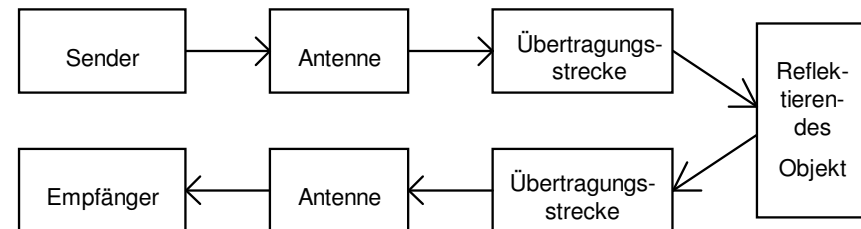


Bild 1: Systemtechnische Grundstruktur eines Radar-Systems

1.2 Historische Daten zum RADAR

Wenn auch schon im 19. Jahrhundert von Maxwell die Existenz elektromagnetischer Wellen vorausgesagt und die theoretischen Grundlagen gelegt wurden, gelang es jedoch erst 1922, ein Radar-Gerät technisch zu realisieren. Damals konnte mit einem Dauerstrich-Radar mit 5 m Wellenlänge erstmalig ein hölzernes Schiff detektiert werden. Seitdem hat sich die Radartechnik - für militärische, zivile und industrielle Anwendungen - rege weiterentwickelt, wie der folgenden kurzen Übersicht zu entnehmen ist:

- | | |
|------|---|
| 1865 | Theoretische Voraussage elektromagnetischer Wellen (Maxwell) |
| 1887 | Experimentelle Bestätigung der Maxwellschen Theorie (Hertz) |
| 1904 | Patent: "Verfahren um entfernte metallische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden" (Hülsmeier) |
| 1922 | Erstes Radargerät (Taylor & Young, USA) |
| 1935 | Anwendung zur Flugzeug-Ortung (Watson-Watt, GB) |

ab 1939	Intensive Forschung für militärische Anwendungen (GB, USA, D)
ca.1960	Radar-Geräte für Geschwindigkeitsüberwachung in Straßenverkehr
1976	Erstes Radar-Füllstandmessgerät
1989	Erstes kompaktes Radar-Füllstandmessgerät

2 Allgemeines

2.1 Frequenz, Wellenlänge und Ausbreitungsgeschwindigkeit

Zur Charakterisierung elektromagnetischer Wellen sind außer der Intensität¹ deren Frequenz f sowie Wellenlänge λ relevant, die über die Ausbreitungsgeschwindigkeit c miteinander verknüpft sind. Es bestehen folgende Zusammenhänge:

$$c = \lambda \cdot f \quad \lambda = \frac{c}{f} \quad f = \frac{c}{\lambda}$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit c ist die Lichtgeschwindigkeit; sie beträgt im Vakuum im Vakuum exakt² $c_0 = 299\,792\,458$ m/s, also etwa $3 \cdot 10^8$ m/s = 300 000 km/s; in Gasen ist sie nur unwesentlich niedriger.

2.2 Elektromagnetisches Frequenzspektrum

Unter Mikrowellen versteht man im allgemeinen elektromagnetische Wellen mit Frequenzen oberhalb 2 GHz bzw. Wellenlängen unter 15 cm. Technisch genutzt werden Mikrowellen-Frequenzen bis ca. 120 GHz - eine Grenze, die sich mit dem technischen Fortschritt weiter nach oben verschieben wird. Weit darüber schließen sich die Bereiche für Infrarot, sichtbares Licht und Ultraviolett an.

Wie aus dem Bild 2 auf der folgenden Seite zu erkennen ist, werden Mikrowellenfrequenzen intensiv für Kommunikations- und Ortungs-Aufgaben genutzt.

Der Frequenzbereich von 4 GHz bis 120 GHz ist in 7 Bänder aufgeteilt³, deren meist verwendeter Buchstabencode ebenfalls dem Bild 2 zu entnehmen ist.

¹ Meistens wird die Leistung oder Leistungs(fluss)dichte (Leistung/Fläche) als Maß für die Intensität verwendet, oder die elektrische bzw. magnetische Feldstärke.

² Die Lichtgeschwindigkeit c_0 wird seit 1983 als absolute Naturkonstante definiert. Seitdem wird die Einheit „Meter“ von c_0 abgeleitet (vorher umgekehrt).

³ Es existieren jedoch unterschiedliche Aufteilungen und Codierungen, z.B. Bänder ab 100 MHz mit fortlaufender Codierung A, B, C, D, E, F, G (4-6 GHz), H (6-8 GHz), I (8-10 GHz), J (10-20 GHz), K (20-40 GHz)

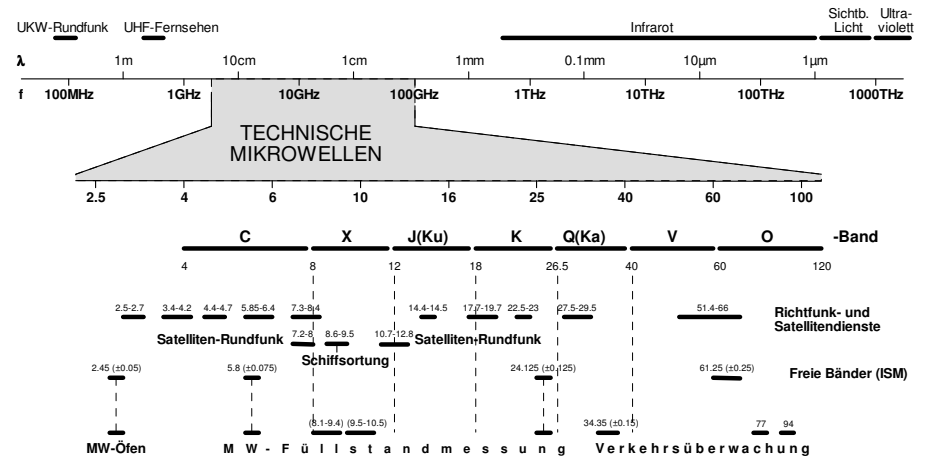


Bild 2: Elektromagnetisches Frequenzspektrum mit Beispielen für Anwendungen im Mikrowellenbereich

2.3 Postalische Bestimmungen

Um eine gegenseitige Beeinflussung und Störung zu verhindern, ist die Anwendung von Mikrowellen behördlich reglementiert. Hierzu ist in den meisten Ländern eine Zulassung bzw. Genehmigung der Postbehörden einzuholen, in der Europäischen Union nach den R&TTE (Radio and Telecommunications Terminal Equipment) Richtlinien. Die postalische Zulassung ist häufig mit Auflagen⁴ verbunden.

Es gibt aber auch international freigegebene⁵ Frequenzbänder für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Zwecke (sog. ISM-Bänder: Industrial Scientific Medical). Zur Zeit sind es die folgenden 4 Frequenzbereiche:

2.45 GHz	± 50 MHz	24.125 GHz	± 125 MHz
5.8 GHz	± 75 MHz	61.25 GHz	± 250 MHz

2.4 Gefährdung durch Mikrowellen

Das gesundheitliche Gefährdungspotential elektromagnetischer Wellen ist ein weitgehend umstrittenes Gebiet.

Nach dem heutigen Wissensstand kann jedoch von einer Nicht-Gefährdung für Personen ausgegangen werden, wenn die beiden Richtlinien nach DIN-VDE 0848 [DIN0848-2] und der Berufsgenossenschaft der Feinmechanik und Elektrotechnik [BG] eingehalten werden.

Diese setzen z.B. Grenzwerte für die Leistungsdichte fest: 1 mW/cm² [DIN0848-2] bzw. 6.7 mW/cm² [BG].

Betrachtet man als Beispiel typische Sendeleistungen von Mikrowellen-Füllstandmesssystemen von 0.1 ... 10 mW, so entsteht an der Austrittsfläche⁶ einer Antenne mit 100 mm Durchmesser eine Leistungsdichte von maximal 130 µW/cm². Die Grenzwerte werden selbst an dieser kritischsten Stelle weit unterschritten.

2.5 Anwendungsgebiete

Mikrowellentechnik und Radarsysteme haben sich in vielen technischen Bereichen etabliert - für militärische, zivile und industrielle Aufgaben. Einige davon sind bereits im Bild 2 dargestellt worden. Die folgende kurze Übersicht demonstriert einen Teil der großen Anwendungs-Bandbreite:

⁴ Z.B. Meldung des Standorts, Begrenzung der Sendeleistung, Vorsehen von Abschirmungen, Beschränkung auf bestimmte lokale Bereiche.

⁵ Auch hierfür ist meistens eine postalische Genehmigung einzuholen, jedoch sind die Auflagen weitaus weniger streng.

⁶ homogene Leistungsverteilung angenommen

- Ortung und Bewegungserfassung von Flugobjekten
- Flug- und Schiffs-Ortung sowie Navigation, Höhenmesser
- Geschwindigkeitserfassung im Straßenverkehr
- Abstandswarnung für Fahrzeuge
- Meteorologie
- Materialanalyse, chemische Analysen
- Feuchtemessung
- Industrielle Füllstandmessung

3 Radar-Füllstandmesssysteme

3.1 Übersicht über Verfahren zur Füllstandmessung

Die Messung des Füllstands von Flüssigkeiten oder festen Stoffen in Behältern ist eine häufig anzutreffende Messaufgabe in der Industrie. Hierzu haben sich viele traditionelle und moderne technische Verfahren herausgebildet [Webster]. Die Wichtigsten sind im folgenden kurz erläutert:

- Hydrostatisch: Ein Drucksensor wird am Tankboden angebracht und der Differenzdruck zur Umgebung gemessen. Ein häufig verwendeter Begriff ist "Bodendrucktransmitter". Vorteil: kostengünstig; Nachteile: abhängig von der Dichte des Mediums; geringe Genauigkeit.
- Auftrieb: a) Die Position eines Schwimmers, dessen Dichte geringer als die der Flüssigkeit sein muss, wird erfasst;
b) Ein Auftriebskörper ("Verdränger") taucht teilweise in die Flüssigkeit ein und die Veränderung seines Gewichts wird gemessen;
c) Eine Tastplatte wird mechanisch an die Oberfläche geführt, bis ein Auftrieb spürbar ist.
Vorteile: relativ kostengünstig; Nachteile: abhängig von der Dichte des Mediums; Versagen bei starker Verschmutzung.
- Kapazitiv: Es wird die füllhöhenabhängige Kapazität zwischen einer Elektrode, die in die Flüssigkeit eintaucht, und der Tankwand erfasst. Bei einer elektrisch leitenden Flüssigkeit muss die Elektrode isoliert sein, hier ist dann die Isolierkapazität im Bereich der Benetzung wirksam. Nachteile: geringe Genauigkeit, abhängig von der Flüssigkeit.
- Konduktiv: Es wird der Stromfluss durch eine Elektrode erfasst, sobald diese mit der Flüssigkeit in Kontakt kommt. Meist nur als Füllstandschalter ausgeführt.

- Vibration: Es wird die Dämpfung einer vibrierenden Schwinggabel beim Eintauchen in die Flüssigkeit erfasst. Meist nur als Füllstandschalter ausgeführt.
- Thermisch: Es wird die erhöhte Wärmeabfuhr beim Eintauchen eines stromdurchflossenen, temperaturabhängigen Widerstands in eine Flüssigkeit genutzt, der elektrische Widerstand verändert sich mit der Eintauchtiefe. Vorteil: sehr einfach; Nachteile: abhängig vom Medium, geringe Genauigkeit.
- Radiometrisch: Gammastrahlen werden beim Durchtritt durch das Medium stärker gedämpft als in der Atmosphäre. Vorteil: berührungslose Messung; Nachteile: Strahlenbelastung, aufwendige Kalibration.
- Laser: Es wird die Laufzeit eines Laserstrahls, der an der Flüssigkeitsoberfläche reflektiert wird, ermittelt. Vorteile: berührungslose Messung, sehr gute Genauigkeit, geringer Strahlwinkel; Nachteile: Verschmutzungsgefahr; versagt bei Dampf-Atmosphäre; teuer.
- Ultraschall: Ein Ultraschallsignal wird ausgesendet, an der Flüssigkeitsoberfläche reflektiert und wieder empfangen. Gemessen wird die Laufzeit des Signals. Vorteil: berührungslose Messung; Nachteile: Schallgeschwindigkeit ist stark abhängig von der Gaszusammensetzung und der Temperatur in der Atmosphäre; versagt bei Vakuum oder bei Dampf-Atmosphäre.
- Mikrowelle: Hierbei wird die Laufzeit eines Radar-Signals, das an der Flüssigkeitsoberfläche reflektiert wird, gemessen. Vorteile: berührungslose Messung, nahezu unabhängig vom Übertragungsmedium und der Oberfläche des Messstoffs; gute Genauigkeit.
- TDR: Auch „geführte Mikrowelle“ genannt. Ein Verfahren, das ebenfalls die Laufzeit von Hochfrequenzsignalen misst, die jedoch an einer Leitung entlang laufen, die in die Flüssigkeit eintaucht. Vorteile: weitgehend unabhängig von Tankbauten, auch sehr schwache Reflexionen detektierbar, gute Genauigkeit.

3.2 Allgemeines zur Radar-Füllstandmessung

Ein Radar-Signal wird über eine Antenne abgestrahlt, an der Messstoffoberfläche reflektiert und nach einer Verzögerungszeit t wieder empfangen.

Die Entfernung der reflektierenden Grenzschicht wird - unabhängig vom verwendeten Radarverfahren - über die Laufzeit t des Mikrowellensignals bestimmt: pro Meter Objektabstand durchlaufen die Wellen eine Strecke von 2 m, wozu sie ca. 6.7 ns benötigen. Allgemein beträgt der gemessene Abstand $a = c \cdot t / 2$. Der Füllstand ergibt sich dann rechnerisch aus der Differenz von Tankhöhe und Abstand.

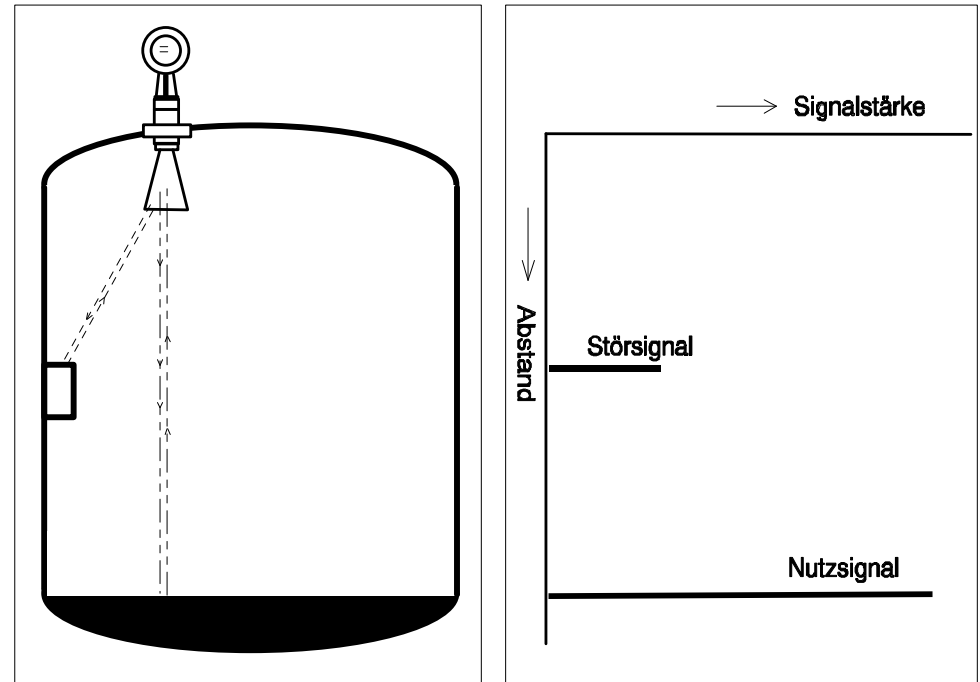


Bild 3: Geometrische Zuordnung von Reflektoren und der Signalstärke als Funktion des Abstands

3.3 Vergleich der Radar-Verfahren

Im folgenden werden die Signalformen und Eigenheiten der gebräuchlichen Radar-Verfahren kurz erläutert - abgestimmt auf die spezifischen Anwendungs-Anforderungen:

- CW-Radar (Continuous Wave): Es wird ein kontinuierliches Signal konstanter Frequenz f gesendet. Die Geschwindigkeit v bewegter Ziele kann durch die Dopplerverschiebung im empfangenen Signal ermittelt werden. Die Dopplerefrequenz beträgt: $f_D = 2 \cdot v \cdot f / c$. Dieses ist die bekannte Methode zur Geschwindigkeitskontrolle von Fahrzeugen
- Interferometer-Radar: Um mit Hilfe eines unmodulierten Hochfrequenz-Signals konstanter Frequenz Abstandsänderungen zu messen, kann die Phase des empfangenen Signal in Relation zur Sendephase ermittelt werden. Die absolute Entfernungsinformation ist jedoch $\lambda/2$ -periodisch (siehe Kapitel 3.4).

- Puls-Radar: Ein Radarsignal wird in kurzen Pulsen (trägerfrequenz-moduliert oder unmoduliert) ausgesandt. Aus der Laufzeit der Pulse vom Sender über das reflektierende Objekt bis zum Empfänger wird der Zielabstand ermittelt (siehe Kapitel 3.5). Aus der Dopplerverschiebung der Frequenz lässt sich gleichzeitig die Geschwindigkeit berechnen.
- FMCW-Radar (Frequency Modulated Continuous Wave): Das Signal liegt kontinuierlich an, die Frequenz wird jedoch moduliert, meist in sukzessiven (linearen) Rampen. Aus dem Empfangssignal kann man den Abstand des Zielobjekts ermitteln (siehe Kapitel 3.6).
- Reflektometer-Radar: Bei dieser Methode wird der komplexe Reflexionskoeffizient des Ziels gemessen. Daraus kann man Stoffinformationen ableiten, z.B. die Charakteristik von Absorbermaterialien oder die Feuchte von Produkten.
- Kombinierte Verfahren: Eine Kombination aus Reflektometer und Puls oder FMCW kann z.B. auch absolute Abstände messen. Bei einem anderen Verfahren werden Pulse frequenzmoduliert (sogenanntes "Chirp"-Radar).
- TDR-Verfahren (Time Domain Reflectometry): Es besitzt Ähnlichkeit mit dem Puls-Radar, wird jedoch gewöhnlich leitungsgebunden und mit elektrischen Impulsen ohne Trägerfrequenz benutzt.

Für Radar-Füllstandmeseinrichtungen werden als Grundverfahren das Puls-Radar oder das FMCW-Radar, sowie teilweise unterstützend das Interferometer-Verfahren eingesetzt. Diese Verfahren werden daher in den nächsten Abschnitten genauer erläutert.

3.4 Interferometer-Radar

Bei dem Interferometer-Verfahren wird eine Zeit lang ein Mikrowellensignal konstanter Frequenz gesendet, an einem Reflektor (z.B. Flüssigkeitsoberfläche) reflektiert und die hierbei auftretende Phasenabweichung $\Delta\varphi$ zum empfangenen Signal ermittelt:

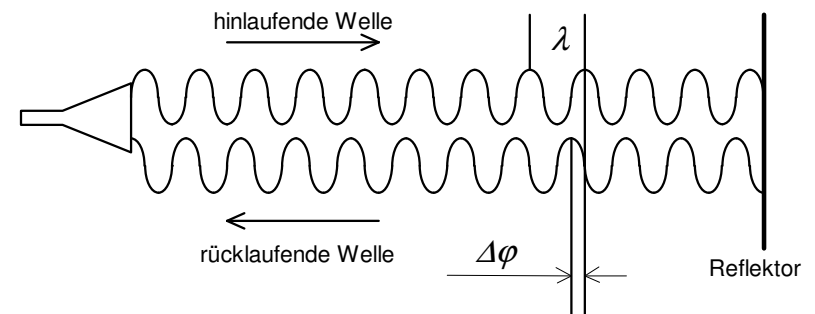


Bild 4: Prinzip des Interferometer-Radars

Dazu wird eine Phasenauswertung zwischen dem Sendesignal und dem mit $t = 2a/c$ zeitverzögerten Empfangssignal durchgeführt:

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} = \frac{\varphi_E - \varphi_S}{2\pi} = f \cdot t = \frac{2f}{c} \cdot a = \frac{a}{\lambda/2}$$

Die Genauigkeit des Interferometer-Verfahrens wird durch die Auflösung der Phasenmessung bestimmt, und kann deshalb sehr hoch sein. Allerdings ist das Ergebnis mit $N \cdot \lambda/2$ periodisch und daher mehrdeutig.

3.5 Puls-Radar

Das Prinzip ist sehr einfach und anschaulich: Ein kurzer elektrischer Impuls oder ein kurzes Wellenpaket wird gesendet und trifft nach der Zeit $t_1 = a/c$ auf den Reflektor, und wird nach der Gesamtzeit $t_2 = 2a/c$ wieder empfangen.

Die technische Schwierigkeit liegt darin, die Zeit t_2 sehr genau zu messen, denn für eine Abstand-Messgenauigkeit von 1 mm ist eine Genauigkeit der Zeitmessung von etwa 6 ps notwendig. Meistens wird durch Sampling⁷ eine Zeitdehnung vorgenommen, so dass die Signalauswertung im Bereich niedriger Frequenzen erfolgen kann (siehe Kapitel 8.6).

Trotzdem bleibt die Forderung an die ps-Zeitgenauigkeit für den Samplingvorgang die gleiche. Weitere Voraussetzung ist eine gute Reproduzierbarkeit der Reflexionssignale während der Dauer einer Samplingfolge.

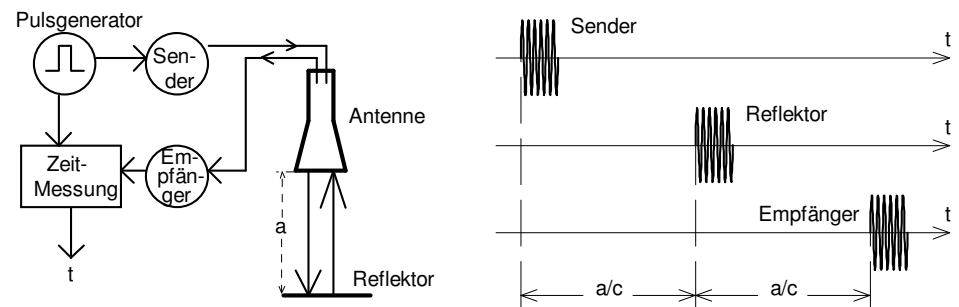


Bild 5: Pulsradar-Messsystem

⁷ Sequenzielle Abtastung eines periodischen Signals an kontinuierlich verschobenen Abtastzeitpunkten, z.B. bei einem Signal mit 1 MHz Wiederholfrequenz an den Zeitpunkten: 0.000µs; 1.001µs; 2.002µs; 3.003µs; 4.004µs usw.

3.5.1 Bandbreite eines HF-Pulses

Grundsätzlich lässt sich jedem Zeitsignal ein Frequenzspektrum zuordnen (Fourier-Transformation). Wird ein hochfrequentes Signal konstanter Frequenz f_0 pulsförmig mit der Dauer τ getastet, so entsteht ein Spektrum, das eine si-Funktion darstellt (siehe Bild 6). Die 3dB-Bandbreite beträgt etwa: $B = 1/\tau$. Um Puls-Radar-Systeme mit FMCW-Systemen (siehe Abschnitt 3.6) zu vergleichen, lässt sich die Signalbandbreite als Vergleichsgröße heranziehen: ein Puls-Radar mit 1 ns Pulsdauer hat z.B. die gleiche Bandbreite wie ein FMCW-Radar mit 1 GHz Sweep.

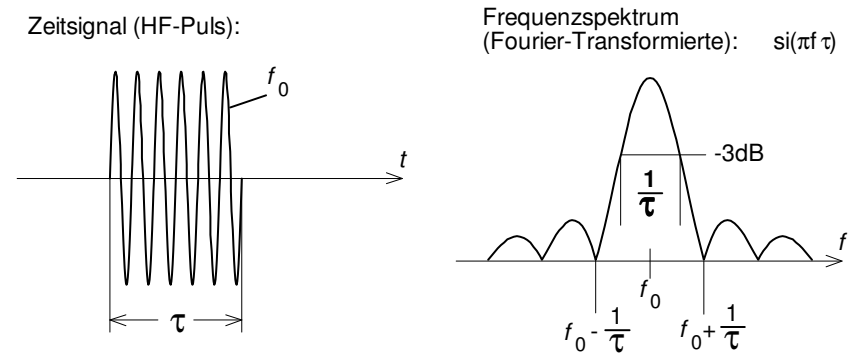


Bild 6: Zeitsignal und Spektrum eines Radar-Pulses

Das gleiche Bild gilt für einen (idealen) rechteckförmigen Impuls ohne Trägerfrequenz, wenn man $f_0 = 0$ einsetzt.

3.6 FMCW-Radar

3.6.1 Prinzip

Beim FMCW-Radar wird ein linear frequenzmoduliertes Hochfrequenz-Signal verwendet; die Sendefrequenz steigt z.B. in einem Zeitintervall linear an (Frequenz-Sweep).

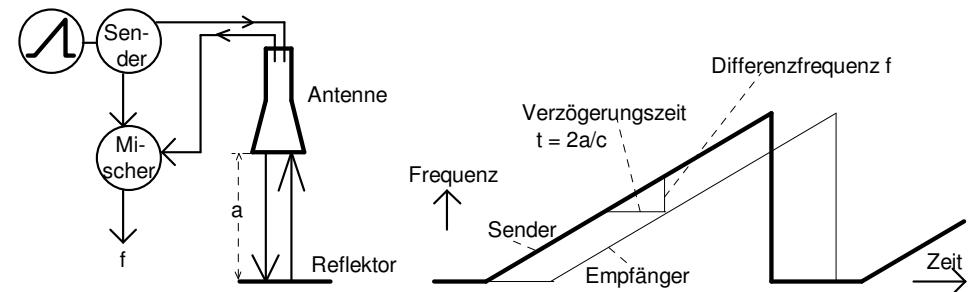


Bild 7: Funktionsprinzip und Signalverlauf beim FMCW-Radar

Durch die Verzögerungszeit während der Signalausbreitung ändert sich zwischenzeitlich die Sendefrequenz, so dass man aus der Differenz der momentanen Sendefrequenz und der Empfangsfrequenz ein niederfrequentes Signal (typisch bis einige kHz) erhält. Dessen Frequenz f ist proportional zum Reflektorabstand a ; bei diesem Verfahren wird also die Verzögerungszeit t in eine Frequenz umgewandelt (df/dt ist die Sweepgeschwindigkeit): $f = df/dt \cdot t$

Technisch wird die Differenzfrequenz durch Mischung gebildet. Ist der Frequenz-Sweep linear, bleibt die Frequenz des Niederfrequenz-Mischsignals während des Sweepvorgangs konstant. Durch die niedrigen resultierenden Signalfrequenzen⁸ ist die weitere Signalverarbeitung technisch einfach und sehr genau möglich. Gewöhnlich geschieht die Auswertung mittels digitaler Signalverarbeitung.

⁸ im Gegensatz zum Puls-Radar-Verfahren

3.6.2 Ausführung

Bild 8 zeigt ein Ausführungs-Beispiel für ein FMCW-Radar-System⁹. Ein variabler Oszillator VCO wird von einem Mikroprozessor gesteuert, so dass der gewünschte Frequenz-Sweep entsteht. Dieses Signal wird verstärkt und über einen Stiftkoppler in die Sendeantenne eingespeist.

Um eine gute Linearität des Sweeps zu gewährleisten, muss die augenblickliche Frequenz gemessen werden. Dieses geschieht durch Frequenzzählung nach Heruntermischen mit einer bekannten Frequenz (DRO).

Das empfangene Signal wird über einen Richtkoppler ausgekoppelt, mit dem Sendesignal zusammengemischt und vom Mikroprozessor weiterverarbeitet.

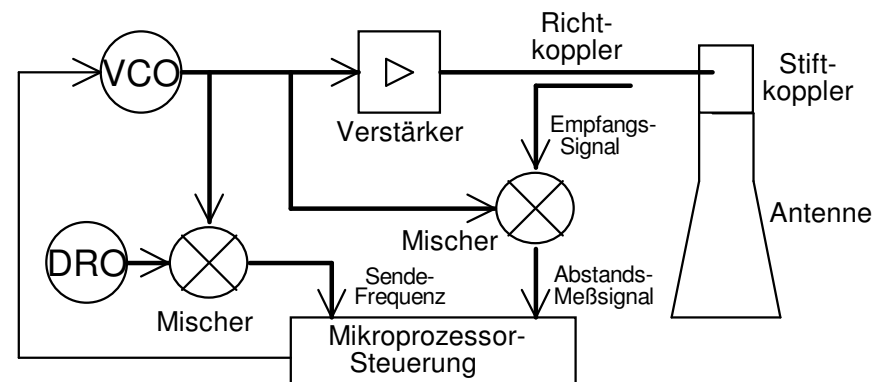


Bild 8: Prinzipschaltbild einer FMCW-Mikrowellenschaltung

3.6.3 Frequenzregelung mittels PLL

Die Messgenauigkeit eines FMCW-Systems hängt von der Nichtlinearität des Frequenzsweeps ab [Stolle.2]:

$$\Delta a/a < 8 \cdot \Delta F/F$$

Um eine Messunsicherheit im mm-Bereich bei Abständen von 10 m und mehr zu erzielen, muss die Frequenz-Nichtlinearität in der Größenordnung 10^{-6} liegen.

Mit einem solchen System kann man die gleiche Messgenauigkeit wie mit einem statischen Interferometer-Radar erzielen (siehe Anhang B), mit dem Vorteil, dass man eindeutige Abstandsinformationen gewinnt.

⁹ Die einzelnen elektronischen Komponenten werden in Kapitel 4 näher erläutert.

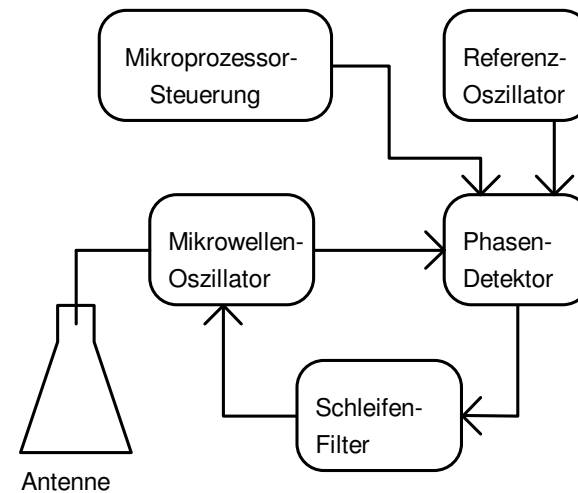


Bild 9: Struktur einer PLL-Frequenzregelung

3.7 Leistungsbilanz ("Radargleichung")

Bezug nehmend auf das in Bild 1 dargestellte Grundsystem werden den einzelnen Komponenten folgende Leistungsbilanzgrößen zugeordnet:

- Sender: Sendeleistung P_S
- Sendeantenne: Antennengewinn¹⁰ G_1
- Übertragungsstrecken: Ausbreitungsdämpfungen D_1 bzw. D_2
- Reflektierendes Objekt: Reflexionsfaktor R
- Empfangsantenne: Antennengewinn G_2
- Empfänger: empfangene Leistung P_E

Damit ergibt sich folgende Systemgleichung, die häufig als "Radargleichung" bezeichnet wird:

$$P_E = \frac{P_S \cdot G_1 \cdot R \cdot G_2}{D_1 \cdot D_2}$$

¹⁰ Eine Antenne kann natürlich nur soviel Leistung abstrahlen, wie in sie eingespeist wird. Der Antennengewinn beschreibt die gegenüber einem isotropen Strahler erhöhte Leistungsdichte, die durch die Richtwirkung der Antenne erzielt wird. Siehe auch Kapitel 5.2.

4 Komponenten für Radarsysteme

4.1 Aktive Bauelemente

4.1.1 GaAs-Transistoren

Transistoren aus Gallium-Arsenid sind verstärkende Halbleiter-Bauelemente (meist realisiert als sog. MESFET, d.h. Feldeffekt-Transistoren mit metallischem Gate), die vor allem bei Frequenzen im Bereich von 1 GHz bis etwa 30 GHz für Kleinleistungs-Anwendungen (einige mW) eingesetzt werden. Z.B. findet man diese Bauteile im Satellitenempfängern und anderen Hochfrequenz-Schaltungen für Oszillatoren, Mischer und Verstärker.

Neuere Entwicklungen bestehen in Hetero-Bipolar-Transistoren (HBT) und HEMT (High Electron Mobility Transistors). Diese Transistortypen bestehen aus verschiedenen Halbleiterschichten, die schematisch in Bild 10 dargestellt sind.

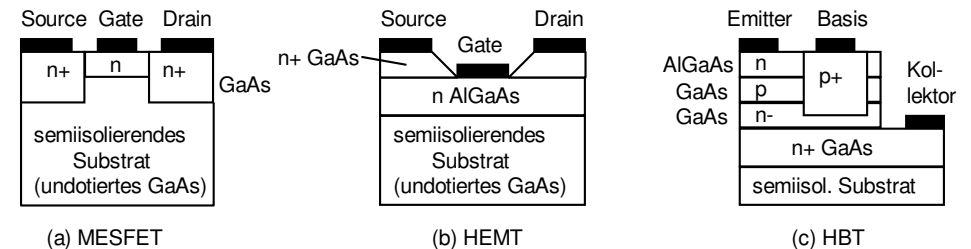


Bild 10: Querschnitte durch die Strukturen von MESFET (a), HEMT (b) und HBT (c) (nach [Meinke])

4.1.2 Aktive Dioden

Es existieren verschiedene zweipolige Halbleiter-Bauelemente, die sich unter bestimmten Betriebsbedingungen durch eine negative differentielle Widerstandscharakteristik auszeichnen und damit zu Verstärker- oder Oszillatorzwecken genutzt werden können. Mit ihnen kann man zum Beispiel mit wenig Bauteile-Aufwand und auf kleinstem Raum Kleinleistungs-Oszillatoren im Mikrowellenbereich bis etwa 100 GHz aufbauen.

Zu diesen aktiven Dioden gehören die:

- Tunnel diode, teilweise auch Esaki-Diode genannt (aus Ge, GaAs oder GaSb)
- Lawinen-Laufzeit-Diode (LLD) oder Impatt-Diode (impact avalanche transit time)

- Barritt-Diode (barrier injection transit time)
- Quanteneffekt-Diode, z.B. Resonanz-Tunnelodiode (RTD)
- Elektronentransfer- (Transferred Electron Device = TED) oder Gunn-Diode¹¹

Ein Einsatz für niedrige Frequenzen < 20 GHz ist unrentabel, da z.B. Gunn-Dioden relativ teuer sind. Eine Frequenzmodulation, wie sie für FMCW-Systeme erforderlich ist, wäre nur mit erheblichem Aufwand realisierbar.

Verwendet werden Gunn-Dioden daher hauptsächlich für Puls-Oszillatoren im Bereich oberhalb 20 GHz, da hier die GaAs-MESFET z.Zt. an technische Grenzen stoßen.

4.1.3 Silizium-Bauelemente

Auch bei Transistoren aus Silizium (Si) geht die Entwicklung immer weiter in Richtung höherer Grenzfrequenzen. In den letzten Jahren wurden beachtliche Fortschritte erzielt, z.B. mit der SIEGET-Familie¹² (Siemens Grounded Emitter Transistor), die zur Zeit mit Transitfrequenzen¹³ bis zu 45 GHz erhältlich ist und genügende Verstärkung im Bereich bis etwa 15 GHz erzielt.

4.1.4 Laufzeitröhren

Mit Laufzeitröhren (z.B. Magnetron, Klystron) lassen sich große Mikrowellenleistungen (bis einige kW) bei hohem Wirkungsgrad (80%) erzielen. Magnetrons werden z.B. in Mikrowellenöfen (2.45 GHz) verwendet. Mit speziellen Laufzeitröhren lassen sich Frequenzen bis einige 100 GHz erzeugen.

Für Radar-Füllstandmessungen sind Laufzeitröhren nicht geeignet, da deren Abmessungen zu groß sind und die hohen Leistungen nicht benötigt werden.

¹¹ Dieses Bauelement ist streng genommen keine Diode, weil kein pn-Übergang vorhanden ist, wird aber dennoch wegen der ähnlichen physikalischen Laufzeiteffekte bei den aktiven Dioden eingereicht.

¹² Im Gegensatz zur Struktur eines Standard npn- oder pnp- Bipolar-Transistors sind beim SIEGET die frequenzlimitierenden parasitären Effekte durch kurze Bondverbindungen, zwei Metallisierungsebenen und einen „vergrabenen“ Emitterbereich minimiert.

¹³ Die Transitfrequenz f_T ist die aus dem mit - 20 dB/Dekade abfallenden Frequenzgang extrapolierte Frequenz, bei der die Verstärkung auf 1 (0 dB) gesunken ist. Innerhalb des abfallenden Bereichs ist die Betriebsverstärkung etwa: $v = f_T/f$.

4.2 Oszillatoren zur Erzeugung höchstfrequenter Schwingungen

4.2.1 Festfrequenz-Sender

Oszillatoren für Systeme mit konstanter Sendefrequenz (CW-Radar) werden meist mit GaAs-FET, SIEGET oder Gunn-Dioden in bekannten Grundschaltungen aufgebaut.

4.2.2 DRO

Ein Oszillator für eine stabile Festfrequenz kann mit Hilfe eines dielektrischen Resonators (meist Keramik) in Verbindung mit einem Verstärkerelement (z.B. GaAs-MESFET oder SIEGET) realisiert werden, hierfür ist die Bezeichnung DRO = Dielectric Resonance Oscillator gebräuchlich. Da die Resonanzfrequenz im wesentlichen von den geometrischen Abmessungen des Resonators abhängt, wird eine sehr stabile Frequenz mit geringer Temperaturdrift garantiert. In Messsystemen wird häufig ein DRO als Mischer-Referenz für die Bestimmung der Sendefrequenz verwendet (siehe Bild 8).

4.2.3 VCO

Ein spannungsgesteuerter Oszillator (Voltage Controlled Oscillator) wird für Sender benötigt, die frequenzmodulierte Signale senden. Durch eine Steuerungsspannung, die z.B. auf eine Kapazitätsdiode (Varaktordiode) in einem Resonanzkreis wirkt, kann die Sendefrequenz variiert werden, was zur Realisierung eines FMCW-Radars notwendig ist (siehe Bild 8 und Bild 11).

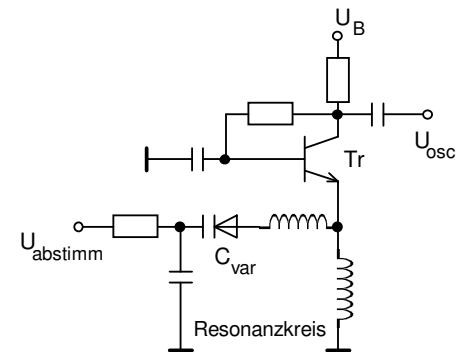


Bild 11: Schematischer Aufbau einer Oszillatorschaltung mit Transistor Tr und Varaktordiode C_{var}

4.3 Schaltungsstufen zur Verarbeitung der Radar-Signale

4.3.1 Mischer

Mischer werden verwendet, um aus zwei Signalen unterschiedlicher Frequenz ein Ausgangssignal mit der entsprechenden Differenzfrequenz zu erzeugen. Bei der Multiplikation zweier Sinusfunktionen entstehen Sinussignale mit der Differenz- und der Summenfrequenz. Letztere wird i.a. durch Frequenzfilterung eliminiert. Mischer lassen sich beispielsweise mit Hilfe von Transistoren in verschiedenen Schaltungskonfigurationen (als Multiplizierer oder nichtlinearer Verstärker) oder mit Dioden unter Nutzung ihrer nichtlinearen Kennlinie realisieren.

In FMCW-Systemen (siehe Bild 8) gibt es i.a. zwei Mischer:

- einen, um die Sendefrequenz des VCO nach Mischung mit der DRO-Frequenz messen zu können (z.B. VCO = 10 GHz und DRO = 9 GHz ergibt eine Mischfrequenz von 1 GHz, die sich messtechnisch einfacher verarbeiten lässt als die wesentlich höhere VCO-Frequenz auf direktem Wege);
- einen weiteren, um das Empfangssignal der Antenne mit dem Sendesignal zu mischen; die Differenzfrequenz wird als abstandproportionales Signal zur Füllstandmessung verarbeitet.

4.3.2 Empfänger-Rauschen

Das natürliche thermische Rauschen berechnet sich nach: $P_{\text{rausch}} = k \cdot T \cdot B$, wobei k die Boltzmann-Konstante, T die absolute Temperatur und B die Empfangs-Bandbreite ist.

Für einen Empfänger erhöht sich das eingangsbezogene Rauschen um die Rauschzahl F : $P'_{\text{rausch}} = F \cdot k \cdot T \cdot B$.

Das Signal-Rausch-Verhältnis sollte möglichst groß sein, um eine hohe Detektionssicherheit und eine geringe Fehlerrate zu erzielen.

Daraus bestimmt sich unter Berücksichtigung der gesamten Übertragungsfunktion (siehe Kapitel 6.5) die benötigte Sendeleistung. Bei den relativ kleinen Entfernungen (bis einige 10 m), die für Füllstandmessungen relevant sind, genügen Leistungen von weniger als 1 mW, um einen ausreichend großen Rausch-Störabstand zu erhalten.

4.4 Leitergebundene Übertragungsstrecken

4.4.1 Koaxialleitung

Eine Koaxialleitung besteht i.a. aus einem Draht als Innenleiter und einem Außenleiter-Drahtgeflecht oder -Rohr mit dazwischenliegendem Kunststoff als Dielektrikum. Koaxialleitungen können - abhängig von der Qualität - elektrische Signale von Gleichstrom bis zu Hochfrequenzwellen von etwa 20 GHz übertra-

gen. Das elektromagnetische Feld bildet sich nur im Inneren der Leitung aus, daher ist die Koaxialleitung abstrahlungsarm.

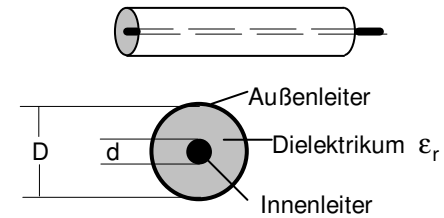


Bild 12: Koaxialleitung

Der Wellenwiderstand Z_L ist ein wichtiger Parameter einer Übertragungsleitung. Er beschreibt das Verhältnis der Spannungen und Ströme der einzelnen Wellen auf der Leitung und berechnet sich beim Koaxialkabel nach der Gleichung¹⁴ (Fußnote):

$$Z_L \approx \frac{60\Omega \cdot \ln(D/d)}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Um eine „Standard“-Leitung mit $50\ \Omega$ zu bauen, muss das Durchmesserverhältnis bei Luftfüllung $D/d=2.3$ und bei Teflonfüllung ($\epsilon_r = 2.1$) $D/d = 3.35$ betragen

4.4.2 Parallelleitung

Bei einer Parallelleitung werden zwei Leiter durch Abstandhalter oder eine dielektrische Ummantelung parallel geführt. Das elektromagnetische Feld verläuft durch den gesamten Raum um die Parallelleitung. Sie ist geeignet für Signale von Gleichstrom bis zu wenigen GHz.

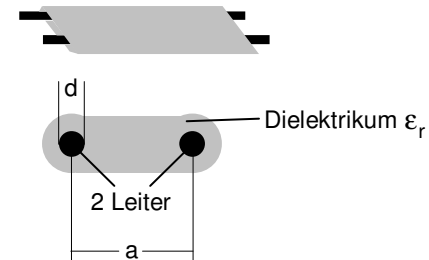


Bild 13: Parallelleitung

¹⁴ Bei Annahme einer verlustfreien Leitung sowie unmagnetischer Umgebung ($\mu_r=1$)

Der Wellenwiderstand berechnet sich nach der Gleichung:

$$Z_L \approx \frac{120\Omega \cdot \ln(2a/d)}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

4.4.3 Planarleitungen

Planarleitungen (auch Streifenleitungen oder Mikrostrip-Leitungen genannt) bestehen aus ebenen Leitungsstrukturen, die auf einem dielektrischen Substrat aufgebracht sind. Ein Beispiel ist in Bild 14 aufgezeigt. Diese Leitungsform hat den Vorteil, dass auch andere Bauteile auf einfache Weise planar montiert werden können.

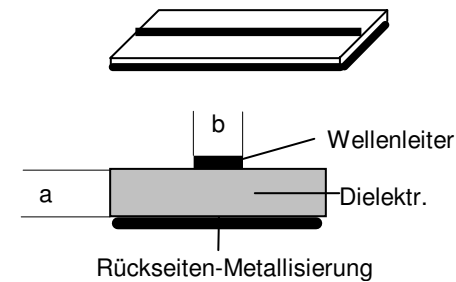


Bild 14: Planarleitung

In der in Bild 14 dargestellten Struktur ist für $b \geq a$ der Wellenwiderstand näherungsweise [Pehl.1]:

$$Z_L = \frac{1}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 10a/b}}}} \cdot \frac{377\Omega}{\left[1.393 + \frac{b}{a} + 0.667 \cdot \ln\left(1.44 + \frac{b}{a}\right) \right]}$$

Z.B. für ein gängiges Teflon-Substrat ($\epsilon_r = 2.2$) mit $a = 0.25$ mm Dicke muss die Leitungsbreite $b = 0,75$ mm betragen, wenn der Wellenwiderstand 50Ω sein soll.

4.4.4 Draht im freien Raum

Ein einzelner Draht, der durch den freien Raum führt, überträgt ebenfalls elektromagnetische Wellen - allerdings verlustbehaftet, weil eine Abstrahlung stattfindet. Näherungsweise ist dieses die Anordnung, die ein TDR-System (s. 3.1 und 6.7) mit einem Stab oder Seil darstellt. Der Wellenwiderstand $Z_L = 377 \Omega / \sqrt{\epsilon_r}$ ist annähernd gleich dem des freien Raums (sog. Feldwellenwiderstand).

4.4.5 Hohlleiter

Ein Hohlleiter besteht aus einem metallischen Rohr mit rundem oder rechteckigem Querschnitt, in dem sich hochfrequente elektromagnetische Wellen ausbreiten können. Das Innere des Hohlleiters kann mit Luft oder auch mit einem Dielektrikum gefüllt sein.

Im Gegensatz zur Parallel- oder Koaxialleitung können im Hohlleiter nur Signale mit einer bestimmten Mindestfrequenz f_c übertragen werden,

Für die H_{11} -Grundwelle im Rund-Hohlleiter mit einem Innendurchmesser D beträgt f_c z.B. bei $D = 25$ mm etwa 7 GHz. Es gilt die Formel:

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c} \approx \frac{c}{1.7 \cdot D \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{176 \text{ GHz}}{D[\text{mm}] \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

Es sollte jedoch vermieden werden, dass die Betriebsfrequenz deutlich höher als die Grenzfrequenz f_c ist, da sich dann auch höhere Moden mit anderer Geschwindigkeit:

$$c = c_0 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}$$

die langsamer als im freien Feld ist, ausbreiten können. Die Grenzwellenlänge λ_c beträgt für einzelne Moden im Rund-Hohlleiter zum Beispiel:

Typ	H_{11}	E_{01}	H_{21}	E_{11}/H_{01}	E_{21}	H_{12}
λ_c/D	1.706	1.306	1.029	0.820	0.612	0.589

Die Übertragungsverluste eines Hohlleiters sind bei GHz-Frequenzen niedriger als bei Parallel- oder Koaxialleitungen.

4.4.6 Einkopplung in Hohlleiter

Zum Übergang von der doppelleitungs-gebundenen Übertragungsstrecke (z.B. Koaxialleitung) auf einen Hohlleiter ist ein Einkoppelglied notwendig, z.B. ein so genannter Stiftkoppler.

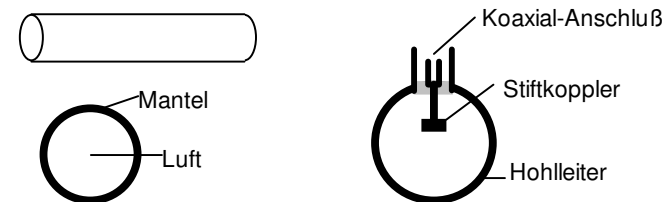


Bild 15: Hohlleiter (links) und Einkopplung in Hohlleiter mittels Stiftkoppler (rechts)
 Des weiteren gibt es eine Vielzahl an planaren Einkoppelmöglichkeiten - direkt von der Leiterkarte auf den Hohlleiter (Bild 16).

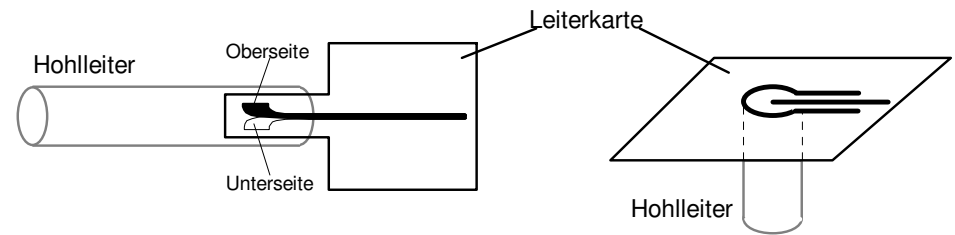


Bild 16: Planare Hohlleiter-Einkopplung mit Finleitung (links) oder radial (rechts)

4.4.7 Richtkoppler

Ein Richtkoppler transformiert nur solche Wellen auf eine zweite Leitungsstruktur, die in einer vorgegebenen Richtung auf der ersten Leitung übertragen werden. Er wird bei Ein-Antennen-Systemen vor dem Antennenanschluss benötigt, um das Empfangssignal auszukoppeln und vom Sendesignal zu trennen. Denn beide Signale liegen gleichzeitig am Kopplungspunkt an.

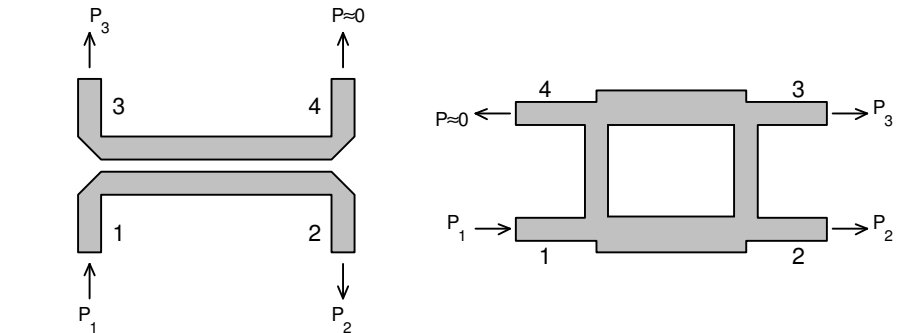


Bild 17: Ausführungsbeispiele von planaren Richtkopplern [Pehl.1]

Die in Bild 17 gezeigten Planarstrukturen haben die Eigenschaft, dass eine in ein Tor eingespeiste Welle (P_1) nur auf 2 Tore übertragen wird (P_2 und P_3), während das 4. Tor weitgehend leistungslos bleibt ($P \approx 0$). Bei Einspeisung in ein anderes Tor gilt der Analogie Entsprechendes.

Zum Beispiel könnte in dem System nach Bild 8 an Tor 1 der Sendeverstärker, an Tor 2 die Antenne und an Tor 4 der Empfangsmischer angeschlossen werden. Tor 3 wird hierbei nicht genutzt und muss reflexionsfrei abgeschlossen werden. Das energiereiche Sendesignal wird auf diese Weise nicht zum empfindlichen Mischer übertragen.

4.4.8 Reflexionen an Übergängen

An jeder Übergangsstelle einer Leitung (speziell auch in Hohlleitern), an der die Querschnittsgeometrie oder das dielektrische Material sich ändert, ändert sich auch der Wellenwiderstand, so dass an diesen Stellen störende Reflexionen entstehen können. Daher sind geeignete konstruktive Maßnahmen bei Übergängen notwendig, um die Reflexionen klein zu halten.

Bei einem Übergang von einer Leitungsstruktur mit dem Wellenwiderstand Z_1 auf eine andere Leitung mit Z_2 ergibt sich folgender Spannungs-Reflexionsfaktor r :

$$r = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

Ein negativer Wert für r bedeutet, dass sich die Polarität des reflektierten Pulses umkehrt.

Bild 18 zeigt den Wert von r beim Übergang von einer (Standard-) 50Ω-Leitung auf eine Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_2 :

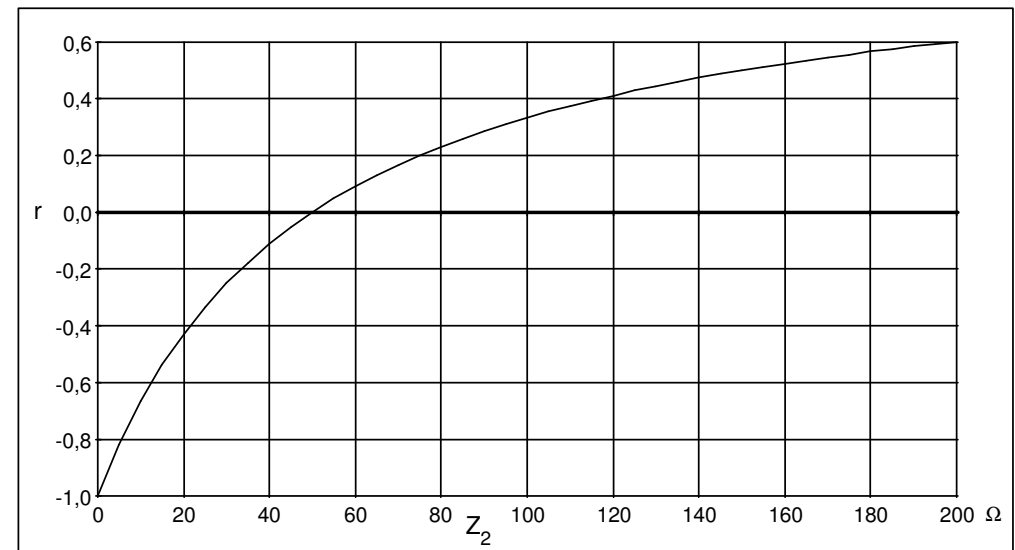


Bild 18: Spannungs-Reflexionsfaktor beim Übergang von einer 50Ω-Leitung

Bei Hohlleiter-Strukturen besteht die Herausforderung, bei einer Füllung des Hohlleiters mit Werkstoffen verschiedener Dielektrizitätszahlen ϵ_r einen möglichst reflexionsarmen Übergang zu realisieren.

Durch die Kombination unterschiedlicher Werkstoffe mit angepasstem ϵ_r und mit speziellen Geometrien¹⁵ kann ein annähernd reflexionsfreier Übergang realisiert werden, der eine wellentechnische "Impedanztransformation" bewirkt (Bild 19).

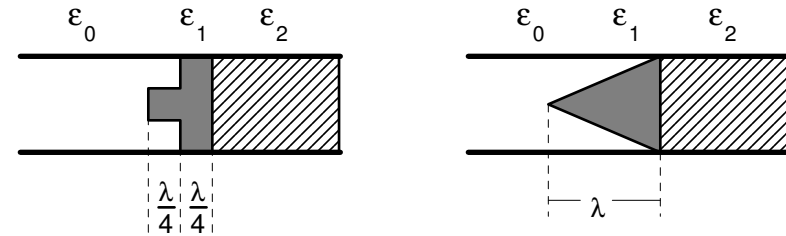


Bild 19: Beispiele für Impedanzwandler in Hohlleitern

4.4.9 Steckverbindungen

Um Koaxialleitungen untereinander oder mit Schaltungsmodulen lösbar zu koppeln, werden Steckverbindungen benötigt. Für den Höchstfrequenzbereich bis 26 GHz sind die so genannten SMA-Verbinder am gebräuchlichsten. Sie weisen eine geringe Durchgangsdämpfung bei guter Reflexionsdämpfung auf.

¹⁵ Meist dielektrische Körper mit stetig oder abrupt sich änderndem Querschnitt oder Füllung des Hohlleiters, wobei die Geometrie in einem bestimmten Verhältnis zur Wellenlänge im Dielektrikum stehen muss.

5 Antennen

5.1 Antennenarten

In der folgenden Abbildung sind einige der gebräuchlichsten Antennenarten wiedergegeben. Das Spektrum der Geometrien ist sehr vielseitig¹⁶, jedoch stellen die abgebildeten Formen die für Füllstand-Messsysteme praktischsten Ausführungen dar.

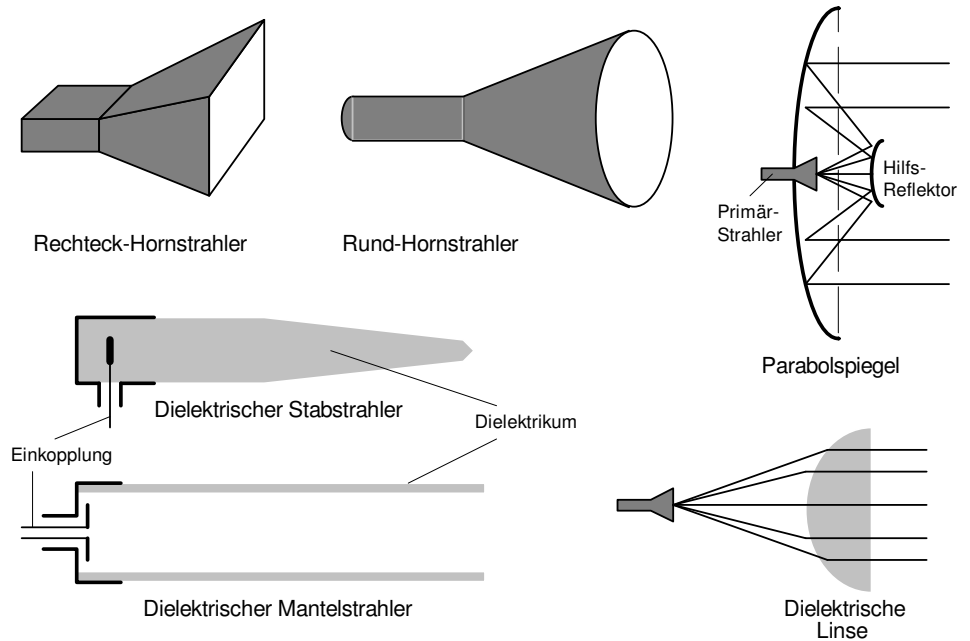


Bild 20: Verschiedene Antennenformen

¹⁶ Hierzu sei auf die Literatur verwiesen, z.B. [Pehl.2], [Philippow.3]

5.2 Antennengewinn

Die Antenne strahlt die Hohlleiter-Welle in den Freiraum unterhalb der Antennenöffnung ab. Neben einer Anpassung der Wellenwiderstände bewirkt sie außerdem eine Richtwirkung. Die Größe "Antennengewinn" hängt eng mit der Richtwirkung zusammen: da die Hochfrequenz-Leistung in einen kleineren Raumwinkel abgestrahlt wird, ist die Leistungsdichte in der Strahlkeule größer, die Antenne "verstärkt" sozusagen das Signal. Der Antennengewinn ist um so besser, je größer die Austrittsfläche A der Antenne und je kleiner die Wellenlänge λ ist. Zwischen dem Antennendurchmesser D bzw. der Aperturfläche A eines Rund-Hornstrahlers und dem Antennengewinn G_1 besteht folgender Zusammenhang:

$$G_1 = \eta_1 \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2 = \eta_1 \cdot \frac{4\pi \cdot A}{\lambda^2}$$

Typische Werte für den Antennen-Wirkungsgrad η_1 liegen bei etwa 0.5 - 0.8. Aufgrund der Reziprozität¹⁷ wird auch einer Empfangsantenne ein Gewinn G_2 zugeschrieben, der im Allgemeinen gleich dem Sende-Gewinn G_1 ist:

$$G_2 = \frac{\text{empfangene Leistung der Antenne in einem ebenen Wellenfeld (optimal ausgerichtet)}}{\text{empfangene Leistung eines idealen Kugelstrahlers}}$$

Mit der effektiven Empfangsfläche A_E besteht der folgende Zusammenhang:

$$A_E = G_2 \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

5.3 Abstrahlwinkel

Eine charakteristische Größe für die Beschreibung der Richtwirkung ist der Abstrahlwinkel oder die Halbwertsbreite. Hierunter versteht man den Kegelwinkel, an dessen Rand die Leistungsdichte 3 dB unter der maximalen Leistungsdichte ist (d.h. am Rande dieser Keule ist die Leistungsdichte halb so groß wie in der Mitte).

Der Abstrahlwinkel ist um so kleiner, je größer die Aperturfläche, d.h. je höher der Antennengewinn ist. Das Bild 21 gibt eine grobe Abschätzung der Halbwertsbreite von Hornstrahlern mit einem Öffnungswinkel von etwa 40° wieder (D = Antennendurchmesser). Näherungsweise gilt die Beziehung:

$$\varphi \cong 70^\circ \cdot \frac{\lambda}{D}$$

¹⁷ Umkehrbarkeit der Charakteristik für den Sende- und Empfangsfall

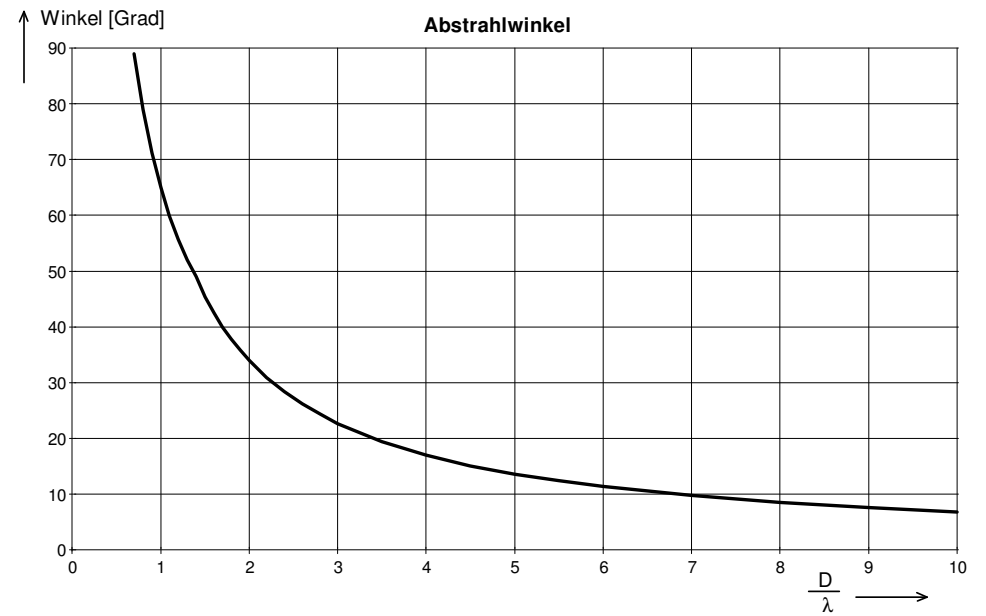


Bild 21: Abstrahlungs-Winkel von Horn-Antennen (Näherungswerte nach [Pehl.2])

Die Abstrahlkeule ist geringfügig unsymmetrisch (elliptisch), bedingt durch die Polarisation der Wellen (siehe nächsten Abschnitt).

Für Füllstandmesssysteme ist ein kleiner Abstrahlwinkel, d.h. eine gute Fokussierung anzustreben, um Störreflexionen durch die Tankwände oder durch Einbauten möglichst zu vermeiden.

5.4 Polarisation

Bei den von der Antenne abgestrahlten Mikrowellen sind die Vektoren der elektrischen Feldstärke E und der magnetischen Feldstärke H konstant orientiert (lineare Polarisation), oder die Polarisierungsrichtung dreht sich örtlich und zeitlich (elliptische oder zirkulare Polarisation). Die Vektoren E und H stehen immer senkrecht zueinander, sowie senkrecht zur Ausbreitungsrichtung¹⁸.

Die Richtung der linear polarisierten Welle kann in der Füllstandmesstechnik in der Nähe von metallischen Flächen (z.B. einer Behälterwandung) Bedeutung erlangen, da hier nur solche H -Vektoren existent sind, die parallel zur leitenden Fläche verlaufen, sowie E -Vektoren, die senkrecht zur leitenden Fläche stehen. Stimmt die Polarisationsrichtung hiermit überein, kommt es zu starken Reflexionen an der Wand und durch Interferenzen der Wellen zu Auslöschungen.

5.5 Richtdiagramme

Das Strahlungsdiagramm einer Antenne beschreibt die Verteilung der Leistungsdichte über den Raumwinkel. In erster Näherung kann man von einer um die Hauptstrahlrichtung rotationssymmetrischen Charakteristik ausgehen, so dass das resultierende Richtdiagramm in einer zweidimensionalen Grafik dargestellt werden kann¹⁹.

Man erkennt an den Beispielen in Bild 22, dass außer der Hauptkeule auch Nebenkeulen existieren, die gerade beim dielektrischen Stabstrahler besonders ausgeprägt sind.

¹⁸ Dieses gilt für ebene Wellenfronten, also streng genommen nur für das Fernfeld der Antenne.

¹⁹ Auf eine Unsymmetrie durch die Polarisation, darstellbar durch unterschiedliche Abstrahlungsdiagramme für das E- und H-Feld, soll hier nicht weiter eingegangen werden.

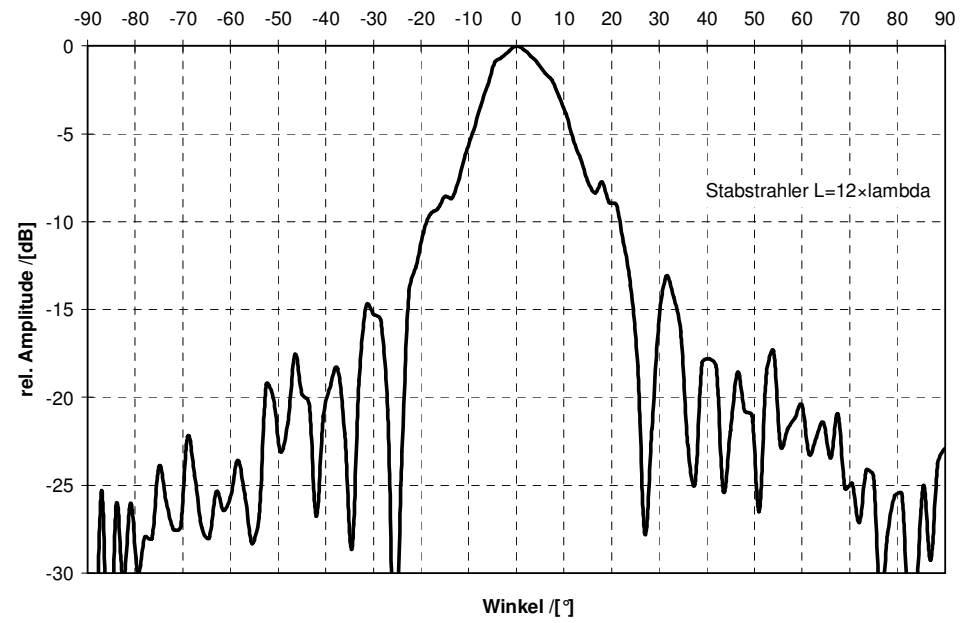
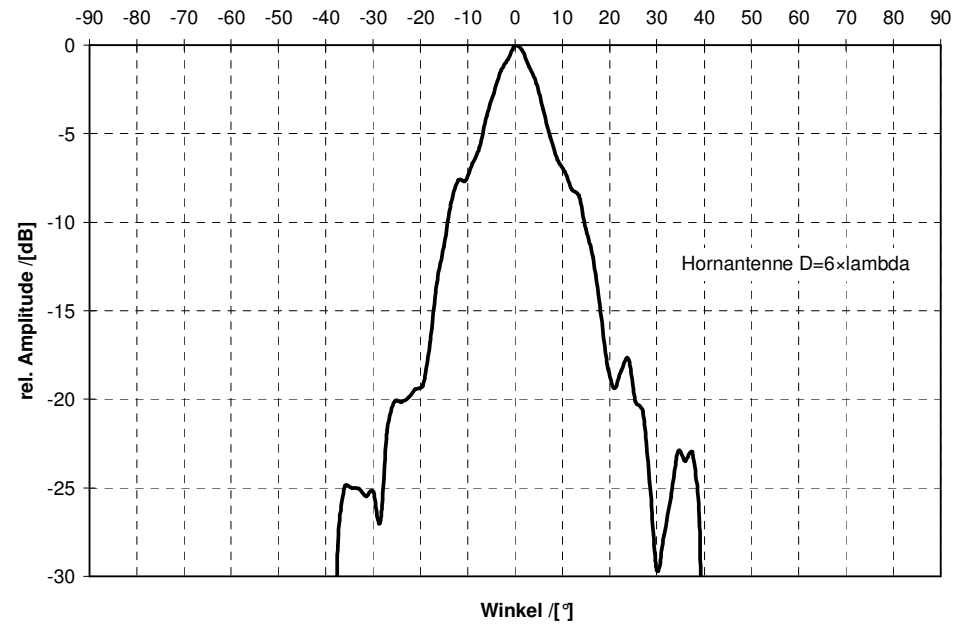


Bild 22: Gemessene Richtdiagramme einer Hornantenne und eines Stabstrahlers

6 Ausbreitung der Wellen

6.1 Ausbreitungsgeschwindigkeit

Für die Berechnung des Abstands mit der Radar-Messung wird im allgemeinen die Freiraum-Lichtgeschwindigkeit im Vakuum oder in Luft zugrunde gelegt. Im Normalfall ist diese Methode ausreichend. Abweichende Ausbreitungsgeschwindigkeiten können sich unter speziellen Applikationsbedingungen ergeben. Relevant wird eine Korrektur unter folgenden Bedingungen:

- a) Hohe Drücke im Behälter (bei Luft ab ca. 10 bar),
- b) Verwendung von Hohlleitern als Schwallrohre.

Ein solcher systematischer Fehler des gemessenen Abstands a_0 kann durch einen Korrekturfaktor K bei der Signalauswertung berücksichtigt werden. Der korrigierte Abstand a beträgt dann:

$$a = a_0 \cdot K$$

Die folgenden Abschnitte beschreiben den Korrekturfaktor $K = c/c_0$ aus theoretischen Berechnungen. Eine exakte Kompensation erfordert jedoch eine Kalibrations-Messung.

Es ist wichtig, dass in dem Schwallrohr nur die gewünschte Grundmode generiert wird, da eine mehrmodige Ausbreitung innerhalb des Hohlleiters zu unterschiedlichen Laufzeiten (s. 4.4.4) und damit zu Signalverzerrungen führen würde. Je größer der Schwallrohrdurchmesser, desto höher ist die Gefahr, dass z.B. durch Störstellen höhere Moden angeregt werden.

6.1.1 Einflüsse durch das Übertragungsmedium (Atmosphäre)

Mikrowellen breiten sich nahezu unabhängig vom Übertragungsmedium aus. Im Normalfall braucht man die Einflüsse der Atmosphäre auf die Lichtgeschwindigkeit im Rahmen der Messgenauigkeit von Mikrowellen-Füllstandmesssystemen nicht zu berücksichtigen. Die Dielektrizitätszahl ϵ_r des Gases in der Atmosphäre über der Flüssigkeit bestimmt die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Mikrowellen. Sie liegt sehr nahe bei 1, ist aber von Medium, Druck und Temperatur abhängig:

$$\epsilon_r = 1 + (\epsilon_{r,N} - 1) \cdot \frac{T_N}{T} \cdot \frac{\rho}{\rho_N}$$

Hierbei ist:

$\epsilon_{r,N}$	Dielektrizitätszahl des Gases unter Normalbedingungen
T_N	Normal-Temperatur (in Kelvin), meist 273.15 K (= 0°C)
ρ_N	Normal-Druck, meist 10^5 Pa (1 bar)
T	Temperatur (in Kelvin)
ρ	Druck

Der Korrekturfaktor als Verhältnis von Ausbreitungsgeschwindigkeit c zu Lichtgeschwindigkeit im Vakuum c_0 ergibt sich somit zu:

$$K = \frac{c}{c_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\epsilon_{r,N} - 1) \cdot \frac{273.15 \cdot p[\text{bar}]}{\vartheta[^\circ\text{C}] + 273.15}}}$$

Für Luft unter Normalbedingungen beträgt der Unterschied in der Ausbreitungsgeschwindigkeit gegenüber Vakuum nur 0.03%. Für abweichende Drücke und Temperaturen ergibt sich folgendes Bild:

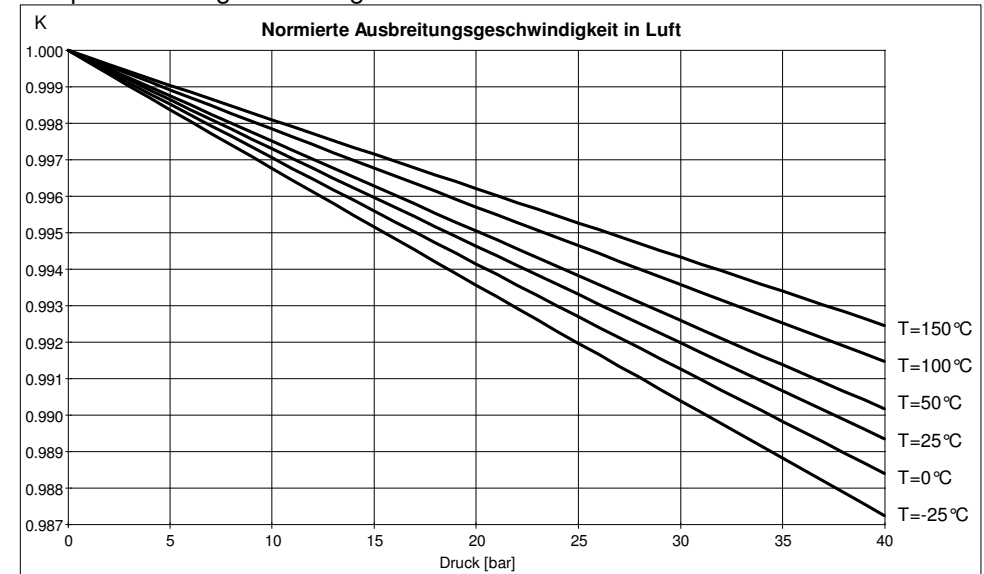


Bild 23: Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit unter Druck und Temperatur

Merkliche Abweichungen ergeben sich erst bei Drücken von mehr als 10 bar, der Messfehler überschreitet dann 0.3 %.

Voraussetzung für eine sinnvolle Korrektur ist natürlich, dass vor allem der Druck während der Messungen etwa konstant ist.

Sauerstoff, Stickstoff und Argon verhalten sich ähnlich wie Luft, bei anderen gasförmigen Medien kann der quantitative Einfluss abhängig von $\epsilon_{r,N}$ kleiner oder auch wesentlich größer sein:

<u>Medium</u>	$\epsilon_{r,N} - 1$	<u>Medium</u>	$\epsilon_{r,N} - 1$
Helium	$0.07 \cdot 10^{-3}$	Luft	$0.59 \cdot 10^{-3}$
Wasserstoff	$0.26 \cdot 10^{-3}$	Kohlendioxid	$1.00 \cdot 10^{-3}$
Sauerstoff	$0.52 \cdot 10^{-3}$	Chlorwasserstoff	$4.60 \cdot 10^{-3}$
Argon	$0.55 \cdot 10^{-3}$	Ammoniak	$7.20 \cdot 10^{-3}$
Stickstoff	$0.58 \cdot 10^{-3}$		

6.1.2 Ausbreitungsgeschwindigkeit auf Leitungen

Entlang einer verlustfreien Wellen-Leitung (Abschnitte 4.4.1, 4.4.2 und 4.4.3) breiten sich elektromagnetische Wellen mit Lichtgeschwindigkeit aus. Ist die Leitung vollständig von einem Dielektrikum ϵ_r umgeben, bzw. die Koaxialleitung damit gefüllt, beträgt die Ausbreitungsgeschwindigkeit:

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Bei einem räumlich begrenztem Dielektrikum (z.B. Planarleitung, Abschnitt 4.4.3) oder Berücksichtigung ohmscher bzw. dielektrischer Verluste²⁰ muss der Wert c/c_0 speziell berechnet werden.

6.1.3 Ausbreitungsgeschwindigkeit in Schwallrohren/Hohlleitern

Ein weiterer physikalischer Einfluss auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit ergibt sich, wenn sich die Mikrowellen nicht im Freiraum ausbreiten, sondern innerhalb eines Rohres, das als Hohlleiter (siehe Abschnitt 4.4.5) wirkt. Die zu messende Flüssigkeitsoberfläche befindet sich innerhalb des Schwallrohres.

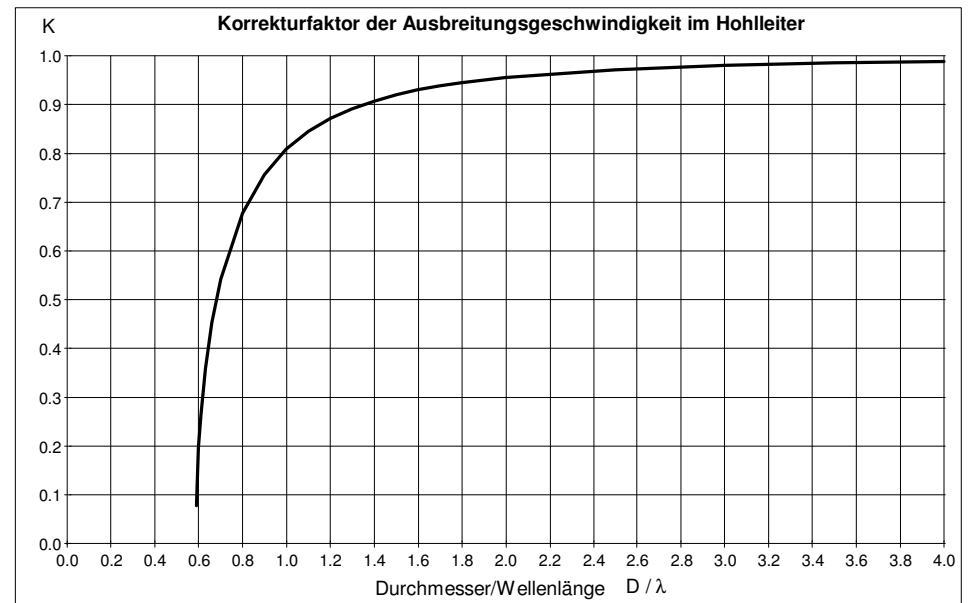


Bild 24: Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit im Hohlleiter ($K = c/c_0$)

²⁰ Wärmeverluste im Leiter bzw. Dielektrikum

Je dünner das Rohr, desto langsamer breiten sich die Wellen aus²¹. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Rund-Hohlleiter (Innendurchmesser D) beträgt²²:

$$c = c_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{(1.7 \cdot D)^2}}$$

Der entsprechende Korrekturfaktor in Abhängigkeit vom Rohr-Innendurchmesser ist im Bild 24 dargestellt. Der Mindestdurchmesser ist von der Wellenlänge bzw. Frequenz abhängig.

6.2 Transmission durch dielektrische Fenster

Zur praktischen Anwendung von Radar-Füllstandmesssystemen gehört, dass eine Separation des Tankinneren vom -äußeren erfolgen muss, um eine Druck-, Temperatur- und Produkttrennung zu erreichen. Zu diesem Zweck werden „Fenster“ aus dielektrischem Material (Kunststoff, Glas, Keramik) eingesetzt, die für die Mikrowellen möglichst transparent und reflexionsarm sein müssen.

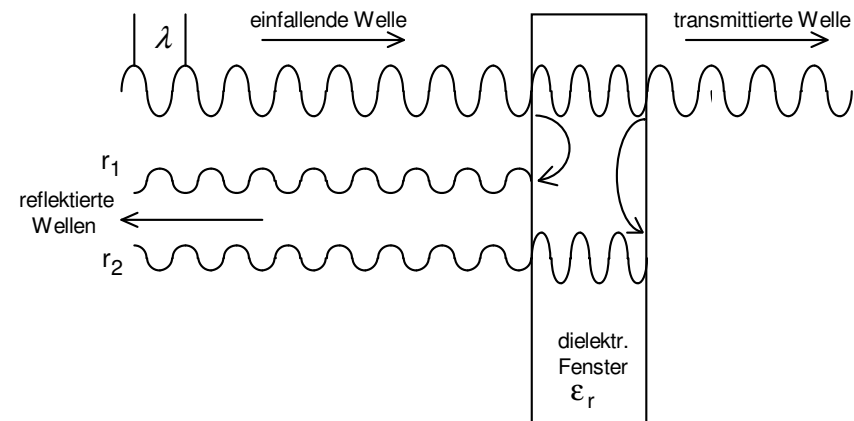


Bild 25: Reflexion der Wellen an einem dielektrischen Fenster

Man kann sich die Vorgänge so vorstellen, dass eine erste (negative) Reflexion r_1 an der linken Trennfläche zwischen Luft und Dielektrikum und eine zweite (positive) Reflexion r_2 an der rechten Trennfläche stattfindet, die sich idealerweise gegenseitig kompensieren (Bild 25). Es ist einsichtig, dass hierzu die Laufdifferenz der Wellen ein Vielfaches der Wellenlänge innerhalb des

²¹ Relevant ist die so genannte Gruppengeschwindigkeit, nicht die Phasengeschwindigkeit der Wellen

²² Gruppengeschwindigkeit; Formel gilt für den Grundmodus der $H_{1,1}$ -Wellen, für andere Moden ändert sich der Faktor 1.7 entsprechend der Tabelle in Abschnitt 4.4.5.

Dielektrikums sein muss, aufgeteilt auf hin- und rücklaufende Welle. Daher ergibt sich die ideale Dicke d des Fensters mit der Materialeigenschaft ϵ_r zu:

$$d = \frac{N \cdot \lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad (N= 1,2,3,\dots)$$

6.3 Freiraumdämpfung

Hierunter versteht man die mit zunehmendem Abstand vom Strahler abnehmende Leistungsdichte im verlustfreien Medium. Ein isotroper (in alle Raumrichtungen gleichmäßiger) Strahler verteilt seine Sendeleistung im Abstand a auf eine Kugeloberfläche der Größe $4\pi a^2$. Berücksichtigt man noch den Antennengewinn G , erhält man für die Leistungsdichte p :

$$p = \frac{P_s \cdot G}{4\pi \cdot a^2}$$

In einem Schwallrohr tritt keine Freiraumdämpfung auf, die Leistungsdichte ist weitgehend konstant²³ (unabhängig von a):

$$p = \frac{4 \cdot P_s \cdot \eta_1}{\pi \cdot D^2}$$

6.4 Atmosphärische Signaldämpfung

Bei verlustbehafteter Übertragung nimmt die Leistung zusätzlich exponentiell mit der Entfernung a ab; α ist der entsprechende Dämpfungsfaktor (Einheit m^{-1}):

$$P' = P \cdot e^{-\alpha \cdot a}$$

Werden die Leistungen in dB und die Dämpfung in dB/m angegeben, vereinfacht sich die Formel zu:

$$P'[\text{dB}] = P[\text{dB}] - a[\text{m}] \cdot \alpha [\text{dB/m}]$$

Die Dämpfung ist für den Hinweg und den Rückweg zu berücksichtigen. Der Dämpfungsfaktor ist frequenzabhängig. Für Luft von 20°C und 7.5 g/m³ Wasserdampfgehalt ist ϵ_r in Bild 26 angegeben. Das Absorptionsmaximum bei etwa 20 GHz ist durch Wasserdampf verursacht, die Maxima bei 60 GHz und 120 GHz durch Sauerstoff. Das Dämpfungsverhalten ist abhängig von Druck, Temperatur und Luftfeuchte.

Praktisch hat jedoch die Mikrowellendämpfung in Luft keine Bedeutung für Radar-Füllstandmessungen, da die Dämpfung bei den typischen Tankhöhen bis 30 m maximal nur etwa $15 \text{ dB/km} \cdot 2 \cdot 30 \text{ m} = 1 \text{ dB}$ beträgt.

²³ Es tritt jedoch eine geringe Dämpfung durch den Widerstand der Rohrwandung auf, typische Werte liegen für Kupfer bei etwa 0.02 0.2 dB/m, für Edelstahl-Hohlleiter bei etwa 0.2 1.5 dB/m.

Anders dagegen flüssiges Ammoniak (NH₃), das unter Druck (bei 20°C etwa 10 bar) gewöhnlich eine dichte Gasphase über der Flüssigkeit bildet: es dämpft in der Praxis Mikrowellensignale so stark, dass keine Reflexion messbar ist.

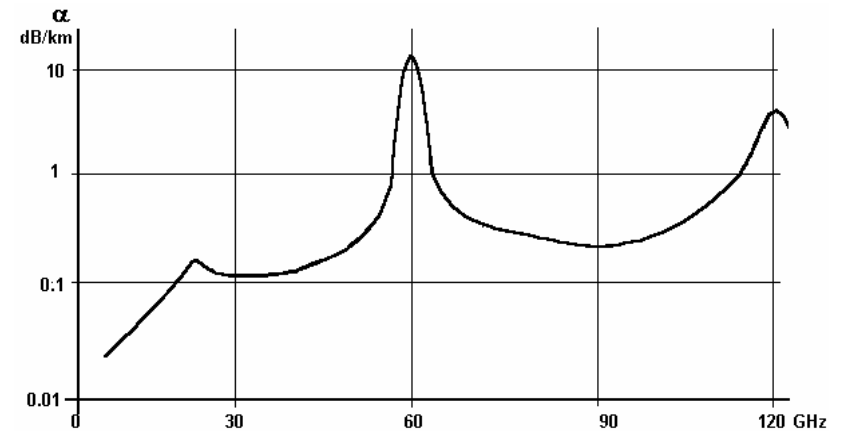


Bild 26: Dämpfung von Mikrowellen in Luft.

6.5 Modifizierte Radargleichung

Ausgehend von der Radargleichung in Abschnitt 3.7 kann man nun die Beziehungen für den Antennengewinn und die Ausbreitungsdämpfung berücksichtigen. Gemäß Kapitel 6.3 beträgt die Leistungsdichte der Wellen vor dem Auftreffen am Reflektor im Abstand a :

$$p_1 = \frac{P_s \cdot G_1}{4\pi \cdot a^2}$$

Nun muss man 2 Fälle unterscheiden, abhängig von der Größe der reflektierenden Fläche A_R :

(a) Die reflektierende Fläche ist so groß, dass sie den gesamten Strahlquerschnitt schneidet, also im Idealfall²⁴ die Sendeleistung vollständig reflektiert wird. Bis zur Empfangsantenne wird also der Gesamtweg $a+a$ zurückgelegt, die Leistungsdichte ist:

$$p_{2a} = \frac{P_s \cdot G_1}{4\pi \cdot (a+a)^2} = \frac{P_s \cdot G_1}{16\pi \cdot a^2}$$

(b) Ist A_R klein gegenüber dem Strahlquerschnitt, ist der Rückstrahlquerschnitt σ relevant. Die Fläche σ (siehe Kapitel 7.5) wirkt dann wie ein isotroper Strahler mit

²⁴ Reflexionsfaktor $R = 1$, siehe Kapitel 7.1.

der Leistung $p_1 \cdot \sigma$, so dass an der Empfangsantenne, die sich im Abstand a von diesem Reflektor befindet, die folgende Leistungsdichte auftritt:

$$p_{2b} = \frac{P_S \cdot G_1}{4\pi \cdot a^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi \cdot a^2} = \frac{P_S \cdot G_1 \cdot \sigma}{16\pi^2 \cdot a^4}$$

Multipliziert man die Leistungsdichte mit der wirksamen Antennenfläche A_E und dem Empfangswirkungsgrad η_2 , erhält man die Empfangsleistung:

$$P_E = p_2 \cdot \eta_2 \cdot A_E$$

Berücksichtigt man noch die Gleichung für den Antennengewinn G_1 aus Kap. 5.2, sowie die atmosphärische Dämpfung α und einen Reflexionsfaktor R der reflektierenden Fläche (siehe Kap. 7), erhält man als Gesamtzusammenhänge:

$$(a) P_{Ea} = \frac{P_S}{16\pi \cdot a^2} \cdot \eta_1 \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda}\right)^2 \cdot \eta_2 \cdot \frac{\pi \cdot D^2}{4} \cdot R \cdot e^{-2\alpha a} = \frac{P_S \cdot \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot R \cdot e^{-2\alpha a} \cdot \pi^2 \cdot D^4}{64 \cdot \lambda^2 \cdot a^2}$$

$$(b) P_{Eb} = \frac{P_S \cdot \sigma}{16\pi^2 \cdot a^4} \cdot \eta_1 \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda}\right)^2 \cdot \eta_2 \cdot \frac{\pi \cdot D^2}{4} \cdot R \cdot e^{-2\alpha a} = \frac{P_S \cdot \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \sigma \cdot R \cdot e^{-2\alpha a} \cdot \pi \cdot D^4}{64 \cdot \lambda^2 \cdot a^4}$$

Bedeutsam ist die Abnahme der Empfangsleistung mit zunehmendem Abstand a . Bei einer Füllstandmessung in einem großflächigen Tank ist näherungsweise die Formel (a) anzuwenden, das Signal nimmt quadratisch mit a ab. Bei sehr großen Tankhöhen oder in Bezug auf Störreflexionen durch kleine Einbauten ist eher die Beziehung (b) anzusetzen: Abnahme mit der 4. Potenz von a .

In beiden Fällen besteht aber die gleiche proportionale Abhängigkeit²⁵ von Antennendurchmesser D und Wellenlänge λ bzw. Sendefrequenz f :

$$P_E \cong \frac{D^4}{\lambda^2} \cong D^4 \cdot f^2$$

Zum Vergleich verschiedener Radarsysteme mit unterschiedlichen Antennen und Sendefrequenzen dient das Bild 27 auf der folgenden Seite.

²⁵ Unter der Annahme, dass Wirkungsgrade, Reflexionsfaktor, atm. Dämpfung und effektive Reflektorfläche frequenzunabhängig sind. Dieses gilt für den Rückstrahlquerschnitt σ nur bedingt, da er z.B. für eine ebene Fläche proportional zu f^2 ist (siehe Kapitel 7.5).

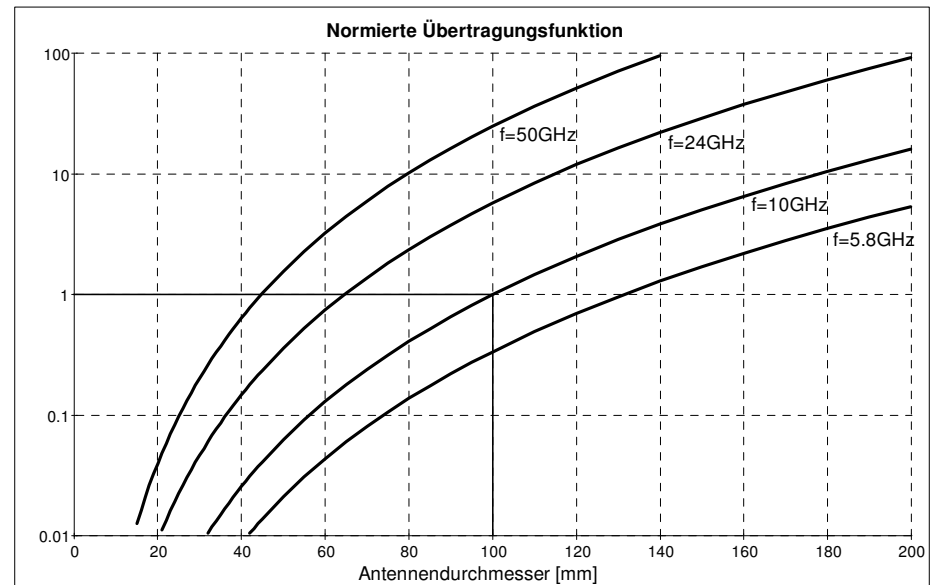


Bild 27: Übertragungsfunktion von Radarsystemen unterschiedlicher Frequenzen und Antennengrößen (normiert auf $D=100$ mm bei 10 GHz)

Man erkennt die deutliche Leistungssteigerung durch höhere Frequenzen und größere Antennen. Ein 50GHz-System hätte mit einer 45 mm Ø-Antenne die gleiche Leistung wie 130 mm Ø bei 5.8 GHz oder 100 mm Ø bei 10 GHz.

6.6 Äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIRP)

Um die effektive Strahlungsleistung in Hauptstrahlrichtung zu beurteilen, wird die äquivalente isotrope Leistung (EIRP = Equivalent Isotropic Radiation Power) errechnet. Sie ist gleich dem Produkt aus Sendeleistung P_S und Sendeanntennengewinn G_1 : $EIRP = P_S \cdot G_1$.

In der Praxis wird in einem definierten Abstand a mit Hilfe einer Referenzantenne (Gewinn G_2) die Empfangsleistung P_E gemessen:

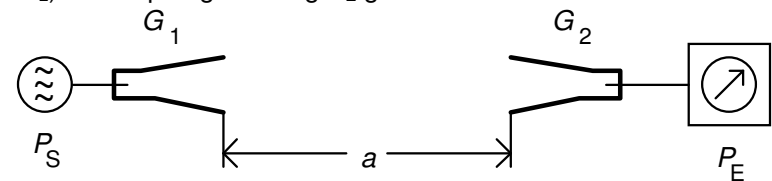


Bild 28: Anordnung zur Messung der EIRP

Unter Berücksichtigung der Freiraumdämpfung $D_{\text{Freiraum}} = (4\pi a/\lambda)^2$ berechnet sich dann die EIRP durch:

$$\text{EIRP} = \frac{P_E \cdot D_{\text{Freiraum}}}{G_2} = \frac{P_E \cdot (4\pi a)^2}{G_2 \cdot \lambda^2}$$

Die vom Abstand a abhängige elektrische Feldstärke E lässt sich wiederum wie folgt berechnen, wobei zwischen dem Spitzenwert E_p und dem Effektivwert E_{eff} der Feldstärke unterscheiden werden muss:

$$E_p = \frac{\sqrt{\text{EIRP} \cdot 60\Omega}}{a} \quad E_{\text{eff}} = \frac{\sqrt{\text{EIRP} \cdot 30\Omega}}{a}$$

Zum Beispiel entspricht eine EIRP = -45 dBm in 3 m Abstand einer Feldstärke von etwa 460 $\mu\text{V/m}$ Spitze bzw. 325 $\mu\text{V/m}$ eff.

6.7 Ausbreitung über Leitungen (TDR-Verfahren)

Beim TDR-Verfahren erfolgt die Ausbreitung der Wellen nicht berührungslos durch die Tankatmosphäre, sondern entlang einer elektrischen Leitung (siehe 4.4.1 bis 4.4.5), in Bild 29 exemplarisch mit einem Stab oder Seil dargestellt.

An dem Übergang von Messsystem zum Stab entsteht im Allgemeinen eine Störreflexion (siehe 4.4.8).

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit entlang der Leitung ist unabhängig von deren Art und Dimensionen gleich der Lichtgeschwindigkeit (siehe 6.1.2). Mit der endlichen Leitfähigkeit des metallischen Werkstoffs tritt eine Leitungsdämpfung auf, die sich aber nur bei Stahlleitungen von mehr als 10 m Länge bemerkbar macht²⁶.

²⁶ Da der Skin-Effekt stark von der magnetischen Eigenschaft μ_r abhängt, ist ein völlig unmagnetischer (austenitischer) Stahl vorzuziehen. Im Zweifelsfall ist Kupfer oder Aluminium einzusetzen, die zudem eine etwa 40-mal bzw. 25-mal höhere Leitfähigkeit als Stahl aufweisen.

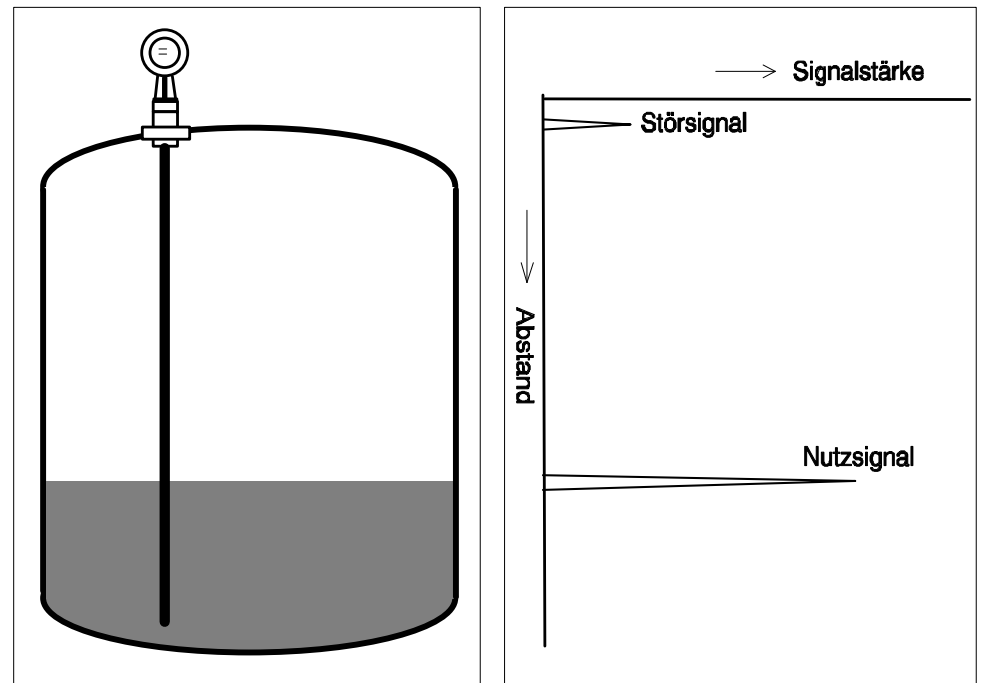


Bild 29: TDR-Anordnung mit einem Stab

Anhand der Feldlinienverläufe für Eindraht, Zweidraht- und Koaxial-Leitungen in Bild 30 erkennt man, dass der mögliche Störeinfluss durch den Einbau in der Nähe von metallischen Gegenständen beim Eindrahtsystem am größten und beim Koaxialsystem gar nicht vorhanden ist.

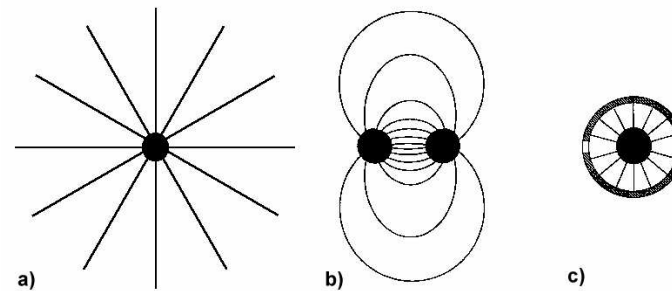


Bild 30: Verlauf der elektrischen Feldlinien in der Ebene quer zur Leitungsrichtung: a) Eindraht-, b) Zweidraht-, c) Koaxial-Leitung.

7 Reflexion

7.1 Reflexionsfaktor

Wichtige Betriebsparameter eines Radar-Füllstand-Messgeräts hängen vom reflektierten Nutzsignal der Mikrowellen ab, z.B. Messbarkeit, Genauigkeit, Reproduzierbarkeit, Fehlerwahrscheinlichkeit und Detektionssicherheit bei nicht-idealen Oberflächen oder Störreflektoren.

Der Leistungs-Reflexionsfaktor R ist hier definiert als Verhältnis von reflektierter Leistungsdichte zu einfallender Leistungsdichte $R = p_{\text{refl}} / p$.

Die Reflexion elektromagnetischer Wellen erfolgt durch elektromagnetische Wechselwirkung:

a) an leitenden Oberflächen (Metalle, sowie gut leitende Flüssigkeiten, wie Säuren und Salzlösungen genügender Konzentration): Hier tritt eine fast vollständige Reflexion auf: $R = 1$;

b) an dielektrischen Flüssigkeiten (beschrieben durch die Dielektrizitätszahl ϵ_r , die die Wechselwirkung mit elektrischen Feldern beschreibt²⁷): Die Reflexionsstärke ist abhängig von ϵ_r der Flüssigkeit²⁸ :

$$R = \frac{(\sqrt{\epsilon_r} - 1)^2}{(\sqrt{\epsilon_r} + 1)^2}$$

Bei einer Dielektrizitätszahl $\epsilon_r = 3.5$ wird etwa 10% der Signalleistung (-10 dB), bei $\epsilon_r = 1.5$ nur noch 1% der Signalleistung (-20 dB) reflektiert, siehe Bild 31.

Die Dielektrizitätszahl spielt also eine zentrale Rolle bei der Beurteilung des Reflexionsvermögens und der Applikationsfähigkeit der Mikrowellen-Füllstandmessung.

²⁷ Es besteht eine zusätzliche Abhängigkeit von der Permeabilitätszahl μ , die das magnetische Verhalten beschreibt. Für fast alle Stoffe liegt μ jedoch sehr nahe bei 1, so dass dessen Einfluss vernachlässigbar ist.

²⁸ Allgemein ist die Dielektrizitätszahl eine komplexe Zahl $\epsilon_r = \epsilon_r' + j\epsilon_r''$, deren Imaginärteil ϵ_r'' die Verluste (Dämpfung) im Dielektrikum quantifiziert. Im betrachteten Frequenzbereich > 1 GHz ist für die meisten Flüssigkeiten der Imaginärteil nahezu Null. Ausnahmen bilden z.B. Wasser, Alkohole, Nitrobenzol; näherungsweise kann man dann mit dem Betrag von ϵ_r rechnen.

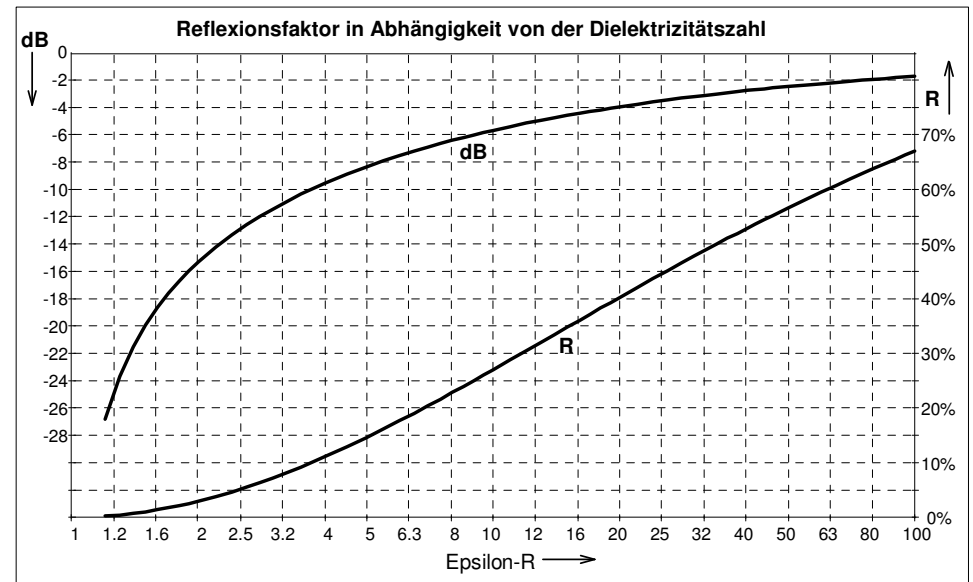


Bild 31: Reflexionsfaktoren von dielektrischen Stoffen

7.2 Reflexion an Trennschichten

Treffen Mikrowellen auf eine Trennschicht zwischen 2 Medien mit den Dielektrizitätszahlen $\epsilon_{r,1}$ und $\epsilon_{r,2}$, entsteht eine Reflexion:

$$R' = \frac{(\sqrt{\epsilon_{r,2}} - \sqrt{\epsilon_{r,1}})^2}{(\sqrt{\epsilon_{r,2}} + \sqrt{\epsilon_{r,1}})^2}$$

Möchte man die von dort empfangene Leistung in Relation zur einfallenden Leistung berechnen, muss man berücksichtigen, dass die Wellen noch zweimal den Übergang von der Atmosphäre zur oberen Schicht mit einem Transmissionsfaktor von jeweils $(1-R)$ durchlaufen müssen. Daher beträgt der effektive Reflexionsfaktor R_2 an der Trennschicht:

$$R_2 = \frac{(\sqrt{\epsilon_{r,2}} - \sqrt{\epsilon_{r,1}})^2}{(\sqrt{\epsilon_{r,2}} + \sqrt{\epsilon_{r,1}})^2} \cdot \left(1 - \frac{(\sqrt{\epsilon_{r,1}} - 1)^2}{(\sqrt{\epsilon_{r,1}} + 1)^2} \right)^2$$

Voraussetzung ist, dass die Wellen verlustfrei die obere Schicht durchlaufen.

Das folgende Diagramm zeigt in Abhängigkeit von $\epsilon_{r,1}$ den Reflexionsfaktor R_1 an der oberen Flüssigkeitsschicht, sowie für verschiedene Parameter $\epsilon_{r,2}$ den Reflexionsfaktor R_2 an der Trennschicht.

Man erkennt, dass die Trennschicht-Reflexion um so stärker wird, je größer der Unterschied in den Dielektrizitätszahlen ist. Selbst bei einer Schichtung $\epsilon_{r,1} \gg \epsilon_{r,2}$ kann die Trennschicht theoretisch gut detektiert werden. In der Praxis treten jedoch häufig Probleme auf, weil einige Produkte mit hohem ϵ_r (z.B. Wasser) Mikrowellen absorbieren.

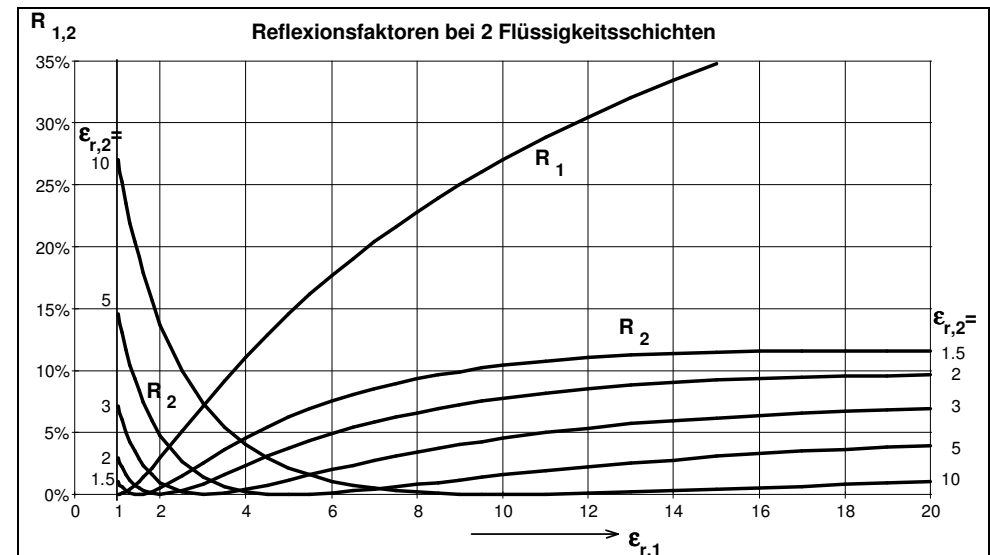


Bild 32: Reflexionsfaktoren bei Trennschichtmessung

7.3 Dielektrizitätszahl

Die (relative) Dielektrizitätszahl²⁹ ist eine dimensionslose Größe, die das physikalische Verhalten eines Materials im elektrischen Feld beschreibt. Für Vakuum ist $\epsilon_r = 1$, für Gase nur unwesentlich größer als 1, für Flüssigkeiten meist deutlich größer (meist ≥ 2), für Wasser sogar sehr groß mit $\epsilon_r = 80$.

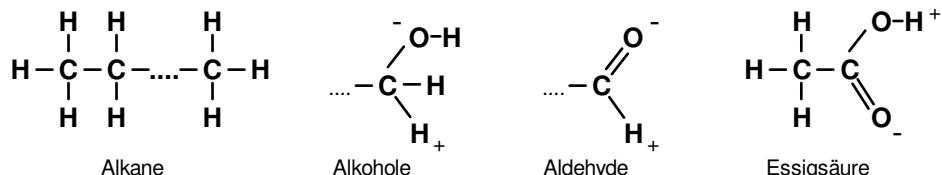
Im folgenden wird die Abhängigkeit der Dielektrizitätszahl von verschiedenen Einflussfaktoren beschrieben.

²⁹ Nach DIN 1324 wird die dimensionslose Größe ϵ_r Dielektrizitätszahl und nicht Dielektrizitätskonstante genannt, wenn auch dieser Begriff in der Literatur teilweise für ϵ_r verwendet wird. Die Dielektrizitätskonstante ϵ ist die dimensionsbehaftete physikalische Stoffkonstante mit $\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$, wobei für den leeren Raum gilt: $\epsilon = \epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ As/Vm. Im Englischen ist es dagegen üblich, die Begriffe "dielectric constant" oder "permittivity" für ϵ_r zu verwenden.

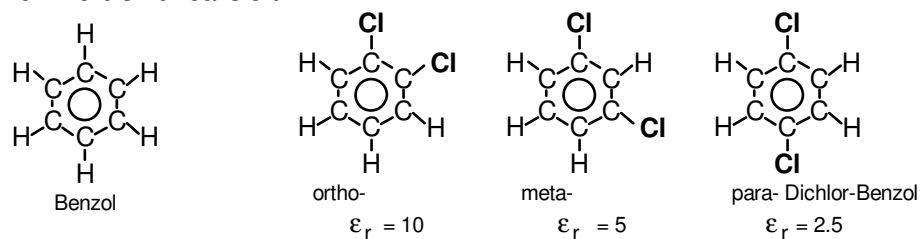
7.3.1 Chemisch-physikalische Zusammenhänge

Die Größe der Dielektrizitätszahl ist abhängig vom elektrischen Dipolmoment der Verbindung, das wiederum von der Molekülgeometrie und von der Elektronenverteilung abhängt.

- Edelgase (z.B. Helium), die einatomig auftreten, haben ein ϵ_r , das nur wenig größer als 1 ist.
- Bei zweiatomigen elementaren Gasen (z.B. Sauerstoff, Stickstoff, Fluor) ist die Rotationssymmetrie nur schwach gestört, ϵ_r liegt etwa bei 1.5.
- Anorganische Verbindungen, die sowohl Atome mit unterschiedlichen Elektroaffinitäten (z.B. Wasserstoff und Sauerstoff) als auch eine strukturelle Unsymmetrie aufweisen (wie z.B. Wasser und Ammoniak) besitzen ein hohes ϵ_r . Dieses gilt auch für Schwefel-Sauerstoffverbindungen (Schwefelsäure, Schwefeldioxid).
- Die Basis-Kohlenwasserstoffe (Alkane, Alkene) oder Mischungen daraus (Benzin, Öle) liegen wegen der geringen Unsymmetrien bei $\epsilon_r = 2$.
- Alkohole bzw. Aldehyde und Ketone liegen dagegen aufgrund der affinen OH- bzw. O-Gruppen bei hohen ϵ_r -Werten, jedoch werden diese wahrscheinlich für langkettige Verbindungen abnehmen.
- Carbonsäuren sind nur in kurzen Ketten stark polarisiert und haben nur dann ein hohes ϵ_r .



- Cyclische Verbindungen liegen aufgrund ihrer hohen Flächen-Symmetrie im Bereich kleinerer ϵ_r .
- Bei den Derivaten mit Stickstoff oder Halogenen ist das Verhalten sehr unterschiedlich, es hängt wesentlich von der Symmetrie im Molekül ab. Dieses wird z.B. beim Dichlorbenzol deutlich, das bei den 3 Stellungsisomeren ϵ_r -Werte von 2.5 bis 10 realisiert.



Eine Tabelle mit ϵ_r -Werten für verschiedene Stoffe ist im Anhang A zusammengestellt.

7.3.2 Frequenzabhängigkeit

Die Dielektrizitätszahl ϵ_r wird mit zunehmender Frequenz f kleiner. Bedingt durch die dielektrische Relaxation (d.h. die elektrisch polarisierten Moleküle können sich nicht beliebig schnell im Hochfrequenzfeld ausrichten), gibt es einen Übergangsfrequenzbereich³⁰, in dem ϵ_r sinkt. Diese Frequenzen liegen für die meisten Flüssigkeiten bei einige 100 kHz bis einige GHz. Oberhalb dieses Übergangsbereichs bleibt ϵ_r konstant³¹. Bei wenigen Stoffen liegt dieser Übergangsbereich jedoch gerade im Mikrowellenbereich 5-100 GHz.

Ein bekanntes Beispiel ist Wasser, das bei verschiedenen Temperaturen den in Bild 33 gezeigten Verlauf der komplexen Dielektrizitätszahl $\epsilon_r' + j\epsilon_r''$ aufweist³².

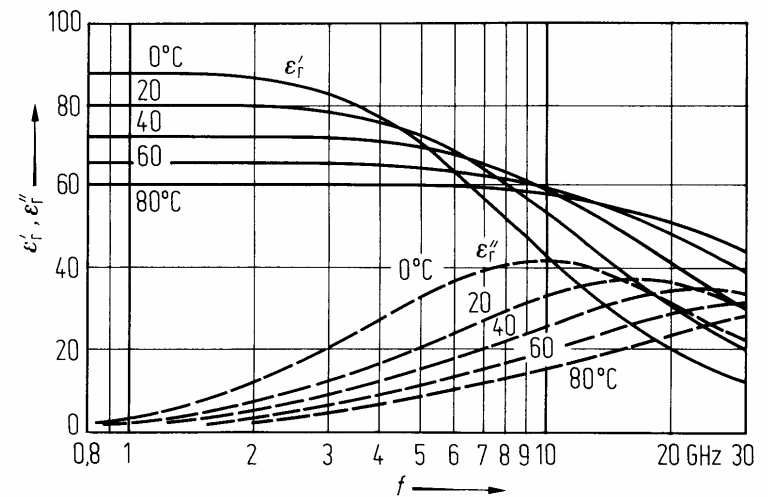


Bild 33: Verlauf der Dielektrizitätszahl von Wasser in Abhängigkeit von der Frequenz [Meinke]

Andere Medien, die schon bei niedrigen Frequenzen ein kleines ϵ_r besitzen, halten diesen Wert bis über die Mikrowellenfrequenzen hinaus konstant.

Prinzipiell lassen sich die Medien bezüglich ihrer Dielektrizitätszahlen und deren Frequenzabhängigkeit grob in vier Kategorien einteilen:

- A) Medien mit hohem $\epsilon_r > 20$ (Tabellenwert für niedrige f) und Übergang im Mikrowellenbereich auf $\epsilon_r > 9$ bei 10 GHz.

³⁰ In diesem Übergangsbereich ist der Imaginärteil von ϵ_r relativ groß, d.h. es träte auch eine Dämpfung der Wellen im Medium ein. Für die Oberflächenreflexion hat dieses aber keinen negativen Einfluss.

³¹ Ein weiteres Absinken des ϵ_r durch Ionen- oder Elektronenresonanzen tritt erst weit oberhalb des Mikrowellenbereichs auf, z.B. im Infrarot- oder Lichtbereich

³² Der Imaginärteil $j\epsilon_r''$ beschreibt die dielektrischen Verluste innerhalb des Dielektrikums.

- B) Medien mit hohem $\epsilon_r > 20$ (Tabellenwert für niedrige f) und Übergang unterhalb des Mikrowellenbereichs, so dass $\epsilon_r = 3-6$ für $f > 5$ GHz konstant ist.
- C) Medien mit relativ niedrigem $\epsilon_r = 3-6$, mit nur geringem Abfall im Mikrowellenbereich.
- D) Medien mit kleinem $\epsilon_r < 3$, konstant bis in den Mikrowellenbereich.

7.3.3 Temperatur- und Viskositätsabhängigkeit

Es lässt sich keine allgemeingültige Temperaturabhängigkeit angeben, das Verhalten ist von Stoff zu Stoff unterschiedlich. Beispiele:

Wasser: ϵ_r -Abfall unterhalb 25 °C
organische Flüssigkeiten: meist negativer Temperaturkoeffizient,
d.h. ϵ_r -Abfall bei höherer Temperatur
(typische Werte liegen bei ca. - 0.1 %/K)

Beim Übergang vom flüssigen in den festen Aggregatzustand tritt i.a. ein ϵ_r - Sprung nach unten ein (Eis hat z.B. nur noch ein ϵ_r von 3.2), und die Übergangsfrequenz wird meist niedriger.

Es gibt darüber hinaus Ansatzpunkte, dass die Übergangsfrequenz von der Viskosität des Mediums abhängt: je größer die Viskosität, desto niedriger liegt die Übergangsfrequenz.

7.3.4 Flüssigkeits-Mischungen

Bei der Mischung zweier oder mehrerer Flüssigkeiten ist davon auszugehen, dass ϵ_r mindestens so groß ist wie das kleinste ϵ_r der Bestandteile.

Eine Näherungsformel für die Mischung zweier Flüssigkeiten mit den Volumenanteilen a_1 und a_2 lautet:

$$\ln(\epsilon_m) = a_1 \cdot \ln(\epsilon_1) + a_2 \cdot \ln(\epsilon_2)$$

Organische Flüssigkeiten mit niedrigem ϵ_r und zusätzlichem geringem Wasseranteil haben praktisch das gleiche ϵ_r wie der reine organische Stoff.

Dagegen haben wässrige Lösungen von Säuren, Basen und Salzen trotz überwiegendem Wasseranteil ein ϵ_r , das sich deutlich von Wasser unterscheidet ($\epsilon_r =$ ca. 20...30 für Lösungen von Ammoniak, NaOH, NaCl, Schwefelsäure oder Essigsäure).

7.3.5 Schüttgüter

Bei Schüttgütern fester Stoffe mit Luft in den Zwischenräumen kann die effektive Dielektrizitätszahl wesentlich niedriger als die des homogenen festen Körpers werden. Z.B. hat ein Stoff mit $\epsilon_r = 2$ und 50% Luftanteil ein effektives $\epsilon_{r,\text{eff}}$ von 1.5. Es gilt die Faustformel:

$$\epsilon_{r,\text{eff}} = 1 + (\epsilon_r - 1) \cdot (1 - 0.01 \cdot L[\%]); \quad L = \text{Luft-Volumenanteil in \%}$$

Zu beachten ist außerdem, dass bei Schüttgütern mit Korngrößen, die in der Größenordnung der Wellenlänge liegen, eine Streuung der Mikrowellen auftritt (siehe nächsten Abschnitt), so dass das Reflexionsvermögen nochmals stark abnimmt.

7.4 Streuung an Schüttgütern

Beim Auftreffen auf der Oberfläche von körnigen Schüttgütern³³ werden die Wellen reflektiert oder gestreut, abhängig von der Relation zwischen Korngröße (Durchmesser D) und Wellenlänge λ :

$D \gg \lambda$: Die Oberflächen der Schüttgut-Teile verhalten sich wie kleine Reflektoren, die entsprechend ihrem Rückstrahlquerschnitt die Wellen reflektieren.

$D \approx \lambda$: Liegt die Wellenlänge in der gleichen Größenordnung wie die Strukturgröße des Schüttguts (etwa $\lambda/4$ bis $3 \cdot \lambda$), ist mit starker Streuung zu rechnen. Es ist praktisch keine Reflexion messbar.

$D \ll \lambda$: Die sehr feinkörnige Oberfläche wirkt wie eine Flüssigkeit, näherungsweise gilt für die Streu-Reflexion [Ries] (siehe Bild 34):

$$R_s = e^{-16\pi^2 \cdot \frac{D^2}{\lambda^2}}$$

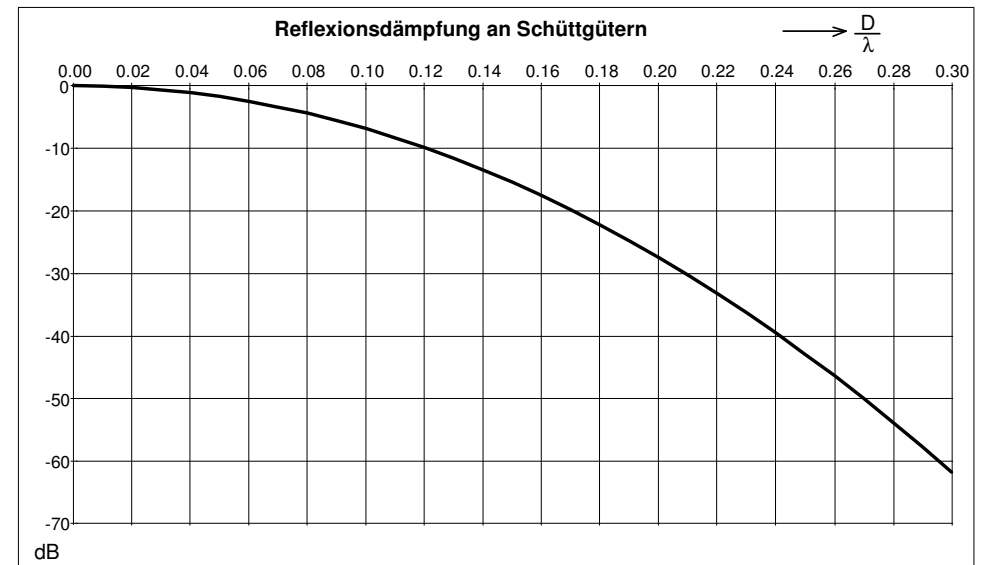


Bild 34: Dämpfung bei der Reflexion an Schüttgütern

³³ Zusätzlich ist der Reflexionsfaktor aufgrund des ϵ des Schüttgut-Materials (einschließlich Luftanteil) zu berücksichtigen.

7.5 Rückstrahlquerschnitt begrenzter Objekte

Findet die Reflexion nicht über den gesamten Strahlquerschnitt statt, ist als effektive Reflexions-Fläche der Rückstrahlquerschnitt σ zu berücksichtigen. Für einige geometrische Körper, die groß gegen die Wellenlänge λ sind, lässt er sich wie folgt berechnen [Baur],[Philippow.4]:

große flache Platte (beliebige Form)	$\sigma = 4\pi \cdot A^2 / \lambda^2$	$A = \text{Fläche}$
Tripel-Spiegel	$\sigma = 4\pi \cdot b^4 / 3\lambda^2$	$b = \text{Dreieckseite}$
Kugel	$\sigma = \pi \cdot r^2$	$r = \text{Radius}$
Zylinder, radial bestrahlt (z.B. Rohr)	$\sigma = 2\pi \cdot l^2 \cdot r / \lambda$	$r = \text{Radius}; l = \text{Länge}$

Der Rückstrahlquerschnitt kann wesentlich größer als die wirkliche Reflexionsfläche sein, da in der entsprechenden Radar-Gleichung (siehe Kapitel 6.5) eine Kugel als Referenz für den Sekundärstrahler dient.

7.6 Reflexionswinkel

Die Wellen werden an einer Fläche, deren Abmessungen groß gegen die Wellenlänge sind, im entgegen gesetzten Winkel zur Normalen reflektiert ("gespiegelt"). Diese Eigenschaft kann bedeutsam sein, wenn die Antennenachse (bei waagerechter Mediums-Oberfläche, z.B. Flüssigkeit) nicht vertikal ausgerichtet ist (Bild 35 links), oder die Reflexionsfläche schräg ist (Bild 35 Mitte; bei Schüttgütern oder durch ein laufendes Rührwerk).

Optimal ist eine orthogonale Ausrichtung von Antennenachse und Reflexionsfläche. Allgemein kann man grob abschätzen, dass der maximal zulässige Fehlerwinkel zwischen Ausbreitungsrichtung (Antennenachse) und Flächennormale gleich dem halben Strahlkeulen-Winkel ist (Bild 35 rechts).

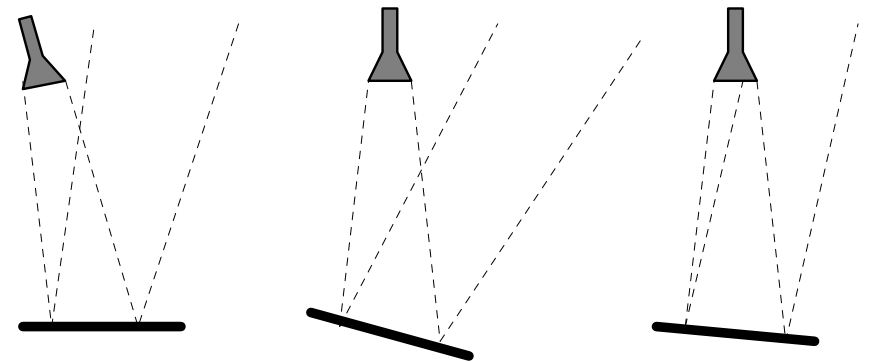


Bild 35: Einfluss des Reflexionswinkels bei nicht orthogonaler Anordnung:
links: schräge Antennenlage;
Mitte: schräge Reflexionsfläche;
rechts: noch akzeptabler Fehlerwinkel

8 Auswerteverfahren

8.1 Ortsauflösung

Existieren 2 oder mehr Objekte, die das Radar-Signal reflektieren, empfängt das System auch entsprechend viele Impulse (Bild 36 oben). Ist die Pulslänge τ jedoch zu groß, können die beiden Reflexionen nicht mehr voneinander getrennt werden (Bild 36 unten).

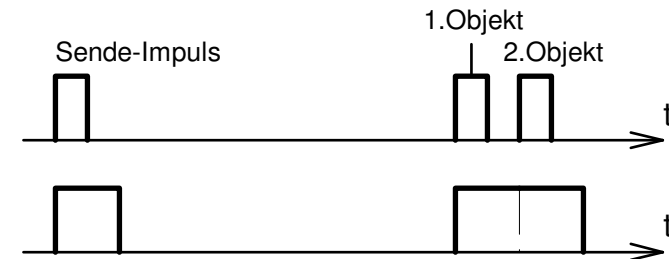


Bild 36: Reflektiertes Signal bei unterschiedlichen Impuls-Längen

Es gilt für die Ortsauflösung, d.h. die minimale Abstanddifferenz, um zwei Objekte voneinander trennen zu können:

$$\Delta a = c \cdot \tau / 2$$

Aufgrund der Analogie zwischen Pulsdauer und Bandbreite B (siehe Kapitel 3.5.1), kann man zwischen B und der Ortsauflösung Δa entsprechend die folgende allgemeine "Unschärferelation" aufstellen, die auch für FMCW-Systeme gilt:

$$\Delta a = c / 2 \cdot B$$

8.2 Eindeutigkeit

Wird ein weiterer Puls ausgesendet, bevor das Reflexionssignal des vorherigen Pulses eingetroffen ist, lassen sich die Signale nicht mehr eindeutig zuordnen. Für die Eindeutigkeit ist daher notwendig, die folgende Relation einzuhalten (f_i = Folgefrequenz der Pulse):

$$f_i \leq c / 2 \cdot a_{\max}$$

Für die relativ kleinen Abstände bei Füllstandmessungen spielt diese Forderung jedoch allgemein keine Rolle ($a_{\max} = 30\text{m} \rightarrow f_i \leq 5\text{ MHz}$).

8.3 Messunsicherheit

Die Messgenauigkeit der Radar-Abstandmessung wird durch die Unsicherheit der Zeitmessung bestimmt. Beim Puls-Radar geht die Unsicherheit der Zeitmessung Δt ein:

$$\Delta a = c \cdot \Delta t / 2$$

Hieran ändert sich auch Nichts, wenn ein Zeitdehnungsverfahren (vergleiche Abschnitt 3.5) verwendet wird. Für Δt ist dann die Reproduzierbarkeit, die durch den Jitter³⁴-Fehler der Abtastung bestimmt wird, einzusetzen.

Beim FMCW-Radar kann man die Signalfrequenz fast beliebig genau bestimmen³⁵, die relative Messunsicherheit wird jedoch durch die Linearität des Frequenzsweeps $\Delta F/F$ beeinflusst. Der Fehler beträgt [Stolle.2]:

$$\Delta a / a \leq 8 \cdot \Delta F / F$$

Unabhängig vom Radarverfahren beeinflussen Störreflexionen, wenn sie in der Nähe des Nutzsignals auftreten, aufgrund von Wechselwirkungen die Messgenauigkeit (siehe auch 8.8.1).

8.4 Störeinflüsse

Verschiedenartige Störungen können das empfangene Radar-Signal gegenüber dem idealen Reflexionsbild verfälschen. Sie müssen in Betracht gezogen und gegebenenfalls bei der Signalauswertung berücksichtigt werden, um eine Falsch-Interpretation möglichst zu vermeiden.

Wichtige für die Füllstandmessung relevante Störeinflüsse sind (siehe Bild 37):

- Atmosphärische Einflüsse:
Starke Dämpfung oder Streuung an Partikeln in der Atmosphäre (Staub, Dampf, Schaum o.ä.) → Falls die Mediumsoberfläche nicht mehr detektierbar ist, kann kein signifikanter Wert für den Füllstand ermittelt werden; eine entsprechende (Fehler)-Meldung muss verfügbar sein.
- Störreflexionen:
Durch verschiedene Einbauten (Rohre, Befüllstutzen, Rührwerksflügel, andere Sensoren usw.) oder Medien-Störeinflüsse (z.B. Kondensatbildung oder Ablagerungen an der Antenne) entstehen ebenfalls Reflexionssignale → Falls diese reproduzierbar sind, können sie bei der Signalauswertung berücksichtigt werden (siehe Kapitel 8.8.1 "Leerspektrum"). Wird die Mediumsoberfläche allerdings zeitweise verdeckt (z.B. Füllstand unterhalb des Rührwerks), müssen die Messungen für diese Zeiten ausgeblendet werden.

³⁴ Unregelmäßige Schwankungen der Abtastzeitpunkte

³⁵ Auch wenn eine digitale Auswertung mittels diskreter Frequenztransformation (Abschnitt 8.7.2) erfolgt, kann die Signalfrequenz durch Interpolationstechniken exakt berechnet werden.

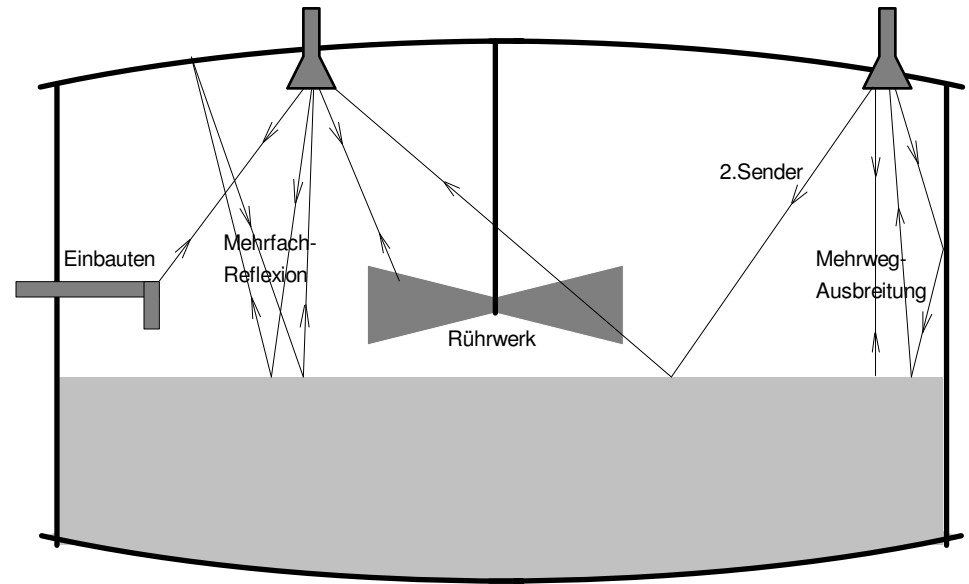


Bild 37: Mögliche Störeinflüsse bei der Radar-Füllstandmessung

- Mehrfachreflexionen:
Sie treten z.B. auf, wenn das Signal nach Reflexion an der Mediumsoberfläche zunächst noch einmal auf den Behälterdeckel oder einen anderen guten Reflektor trifft und erst nach nochmaliger Reflexion am Medium von der Antenne empfangen wird → Da die Mehrfachreflexionen in periodischen Abständen auftreten, kann man sie detektieren und bei der Signalverarbeitung berücksichtigen. Besser ist noch, die Montageposition so zu verändern, dass die Mehrfachreflexionen nicht auftreten.
- Mehrwegausbreitung:
Erfolgt z.B. eine Signalablenkung an der Behälterwand, wird der Ausbreitungsweg verlängert; das Reflexionssignal wird dadurch zeitlich verbreitert und die Messgenauigkeit verringert → Die Antenne sollte weiter von der Wand entfernt montiert werden.
- Andere Mikrowellen-Sender:
Mehrere Radar-Systeme, die in einem Behälter installiert sind, können sich gegenseitig beeinflussen. Beim FMCW-Radar ist die Wahrscheinlichkeit dafür allerdings gewöhnlich sehr gering, denn die Systeme müssten bis auf Bruchteile von μs synchron laufen, um einen zusätzlichen Differenz-Frequenzanteil innerhalb der Verarbeitungsbandbreite von wenigen kHz zu erzeugen. Beim Puls-Radar mit hoher Pulsfolge-Frequenz kann eine Störung allerdings leicht auftreten, wenn die Signale mehrerer Sender als Gesamt-Reflexionsbild interpretiert werden.

8.5 Berechnungsbeispiel der Empfangsleistungen

Im folgenden wird an einem Beispiel die empfangene Leistung eines Radar-Systems, sowie der Signal-Rauschabstand und der Signal-Störabstand zu einem Störreflektor berechnet.

Es werde ein 10GHz-Radar verwendet, die Wellenlänge ist also $\lambda = 3 \text{ cm}$. Die Sendeleistung betrage $P_S = 1 \text{ mW} = 0 \text{ dBm}$.

Eine Hornantenne mit $D = 200 \text{ mm}$ habe einen Wirkungsgrad $\eta = 0.7$. Der Antennengewinn beträgt somit gemäß Kapitel 5.2:

$$G = \eta \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2 = 307 \hat{=} 25 \text{ dB}$$

Die Behälterhöhe sei 20 m. Die atmosphärische Dämpfung kann vernachlässigt werden ($\alpha \approx 0$).

8.5.1 Nutzsinal

Zur Worst-Case-Abschätzung befinde sich im Behälter eine schlecht reflektierende Flüssigkeit (Benzin, $\epsilon_r = 2$) auf niedrigem Füllstand, d.h. $a = 20 \text{ m}$. Der Tankdurchmesser sei groß, so dass eine große Reflexionsfläche und der Fall (a) aus Kapitel 6.5 angenommen werden kann.

Der Reflexionsfaktor des Mediums beträgt dann gemäß der Formel in Kap. 7.1:

$$R = 0.03 = -15 \text{ dB.}$$

Die Empfangsleistung errechnet sich gemäß Kapitel 6.5 zu:

$$P_{Ea} = P_S \cdot \frac{\eta^2 \cdot R \cdot \pi^2 \cdot D^4}{64 \cdot \lambda^2 \cdot a^2} = 1 \text{ mW} \cdot 10^{-5} = 10 \text{ nW} = -50 \text{ dBm}$$

8.5.2 Signal-Rausch-Abstand

Die Rauschleistung des Empfängers beträgt nach Kapitel 4.3.2: $P'_{\text{rausch}} = F \cdot k \cdot T \cdot B$. Für die effektive Bandbreite B ist die Empfänger-Bandbreite einzusetzen. Bei einem FMCW-System mit 1 GHz Sweep und 20 ms Sweepzeit beträgt die Signalfrequenz $f = 6.7 \text{ kHz}$. Es wird daher $B = 10 \text{ kHz}$ angenommen, sowie eine Rauschzahl $F = 10 \text{ dB}$.

Bei $T = 300 \text{ K}$ beträgt die Empfänger-Rauschleistung somit:

$$P'_{\text{rausch}} = 4 \cdot 10^{-16} \text{ W} = -124 \text{ dBm.}$$

Der Signal-Rauschabstand ist: $\text{SNR} = 74 \text{ dB}$. Im allgemeinen spielt das Rauschen bei Radar-Füllstand-Messeinrichtungen keine Rolle.

8.5.3 Störabstand eines Stör-Reflektors

Es werde beispielhaft angenommen, dass sich eine Metallplatte ($R = 1$) mit einer Fläche $A = 10 \times 10 \text{ cm}^2$ im Abstand $a = 10 \text{ m}$ unterhalb der Antenne befinde.

Der Rückstrahlquerschnitt beträgt nach Kapitel 7.5:

$$\sigma = 4\pi \cdot A^2 / \lambda^2 = 1.4 \text{ m}^2$$

Die empfangene Leistung wird nach Kapitel 6.5, Fall (b) berechnet:

$$P_{Eb} = P_s \cdot \frac{\eta^2 \cdot \sigma \cdot \pi \cdot D^4}{64 \cdot \lambda^2 \cdot a^4} = 1 \text{ mW} \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 6 \text{ nW} = -52 \text{ dBm}$$

Der Störabstand zum Nutzsignal beträgt in diesem Beispiel nur 2 dB.

8.6 Signalauswertung beim Pulsverfahren

Sowohl beim Puls-Radar (s. 3.5) als auch beim TDR-Verfahren (s. 3.3), bei dem normalerweise pulsförmige Signale verwendet werden, muss eine direkte Auswertung der Signallaufzeit erfolgen. Diese liegt im Bereich von Nanosekunden, die erforderliche Auflösung sogar bei Picosekunden.

Um solche kurzen Zeiten messen zu können, wird eine so genannte Zeitdehnung durchgeführt. Bild 38 zeigt die Prinzipschaltung, bestehend aus zwei Oszillatoren, die mit einem kleinen Frequenzversatz Δf schwingen, stabilisiert durch eine PLL.

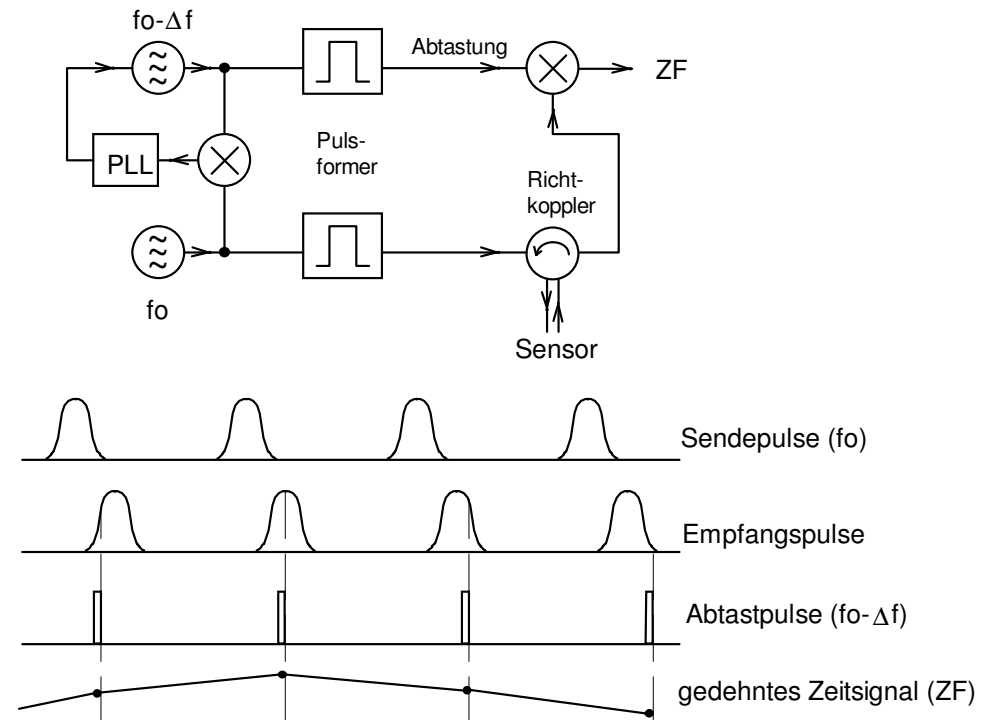


Bild 38: Blockschaltbild der Zeitdehn-Schaltung und Signaldiagramm

Die Abtastung des über einen Richtkoppler gewonnenen Empfangssignals erfolgt somit bei jedem folgenden Puls mit einer Zeitverzögerung von:

$$\Delta t = \frac{1}{f_0 - \Delta f} - \frac{1}{f_0} \approx \frac{\Delta f}{f_0^2} \quad (\text{für } \Delta f \ll f_0)$$

Der Zeitdehnfaktor ist somit $f_0/\Delta f$. Die Auswertung des gedehnten Zeitsignals kann durch Digitalisierung und nachfolgender Bewertung des Reflexionsbildes (Bestimmung der Maxima oberhalb einer Hüllkurve) erfolgen.

8.7 Signalauswertung beim FMCW-Radar

Die Information über den gemessenen Abstand liegt beim FMCW-Radar in der Frequenz des aus dem Mischer gewonnenen niederfrequenten Signals. Dementsprechend sind verschiedene Methoden der Frequenzbestimmung analoger Signale anwendbar, die in den folgenden Abschnitten skizziert werden.

8.7.1 Zählverfahren

Die einfachste Auswertemöglichkeit besteht darin, den Zeitabstand zwischen jeweils zwei Nulldurchgängen der Schwingungen zu messen (Bild 39: z.B. $t_1 - t_0$, $t_2 - t_1$, ...). Genauer wird das Ergebnis, wenn eine größere Perioden-Zahl N gezählt wird:

$$\Delta t = (t_n - t_0) / N.$$

Das Problem dieser Methode liegt darin, dass das Signal-Stör-Verhältnis recht gut sein muss, um Fehler bei der Bestimmung der Nulldurchgänge zu vermeiden. Bei großen Störanteilen kann das Verfahren nicht mehr angewendet werden.

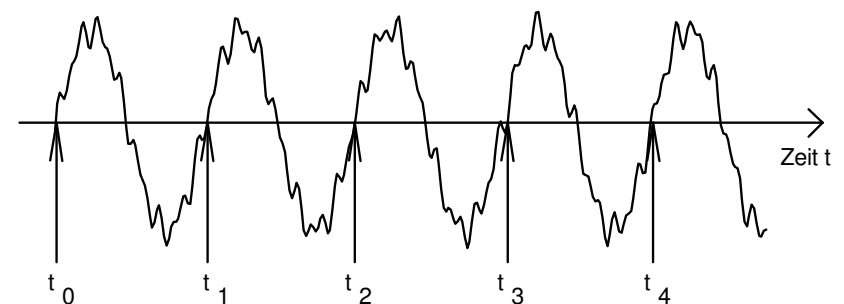


Bild 39: Zählverfahren zur Frequenzbestimmung

8.7.2 Fourier-Transformation

Die gewöhnlich verwendete Methode der Signalauswertung sieht eine Fouriertransformation mit Hilfe digitaler Signalverarbeitung vor. Das Signal wird zunächst

digitalisiert, indem es in konstanten Zeitabständen abgetastet wird. Anschließend wird eine diskrete Fouriertransformation (FFT³⁶) in den Frequenzbereich durchgeführt (Bild 40). Allgemein treten dabei mehrere benachbarte Spektrallinien auf³⁷.

Die bei der diskreten Fourier-Transformation eines in Zeitintervallen T/N abgetasteten Signals (vergleiche Bild 40) entstehenden Spektrallinien haben einen Frequenz-Abstand von $\Delta f = 1/T$.

Entsprechend der Beziehung für die Mischfrequenz:

$$f = \frac{F}{T} \cdot t = \frac{F}{T} \cdot \frac{2 \cdot a}{c} \Leftrightarrow a = \frac{f \cdot c}{2 \cdot F/T}$$

ergibt sich für den Ortsabstand zweier benachbarter Spektrallinien:

$$\Delta a = \frac{\Delta f \cdot c}{2 \cdot F/T} = \frac{c}{2 \cdot F}$$

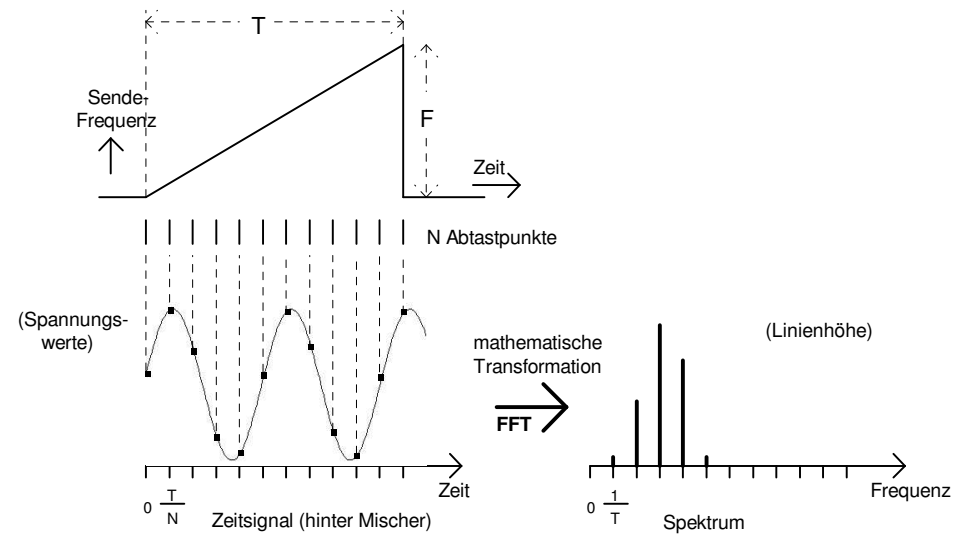


Bild 40: Digitale Signalverarbeitung beim FMCW-Radar

³⁶ Fast Fourier Transform

³⁷ Verursacht durch die endliche Abtastzeit und die Faltung mit dem Zeitfenster ergibt sich eine si-Funktion als Einhüllende der Spektrallinien. Und die Signalfrequenz liegt allgemein zwischen den diskreten Linien.

Beispiel: Bei einem Frequenzhub von 1 GHz lässt sich ein Linienabstand im FFT-Spektrum von 15 cm Messabstand errechnen.

Mit Hilfe einer Schwerpunktbestimmung im Spektrum durch Interpolation zwischen den diskreten Linien kann jedoch die Messauflösung deutlich erhöht werden, solange nicht mehrere Reflektoren im Abstand kleiner als Δa vorhanden sind.

Wichtig ist die Erkenntnis, dass der Linienabstand Δa nur vom Sweep F abhängt. Es ist nicht möglich, durch Verändern der Abtastrate oder der Anzahl Abtastpunkte die Ortsauflösung zu verbessern³⁸.

Die oben entwickelte Beziehung ist identisch mit der Relation beim Puls-Radar (siehe Kapitel 8.1), wenn man Bandbreite B und Sweep F gleichsetzt. Die in 8.1 formulierte Unschärferelation ist allgemeingültig.

Ein großer Vorteil der FFT-Auswertung liegt darin, dass Nutz- und Störsignale, wenn sie in ihren Frequenzen weit genug auseinander liegen, eindeutig getrennt werden - selbst wenn die Störampplitude größer als die Nutzsignalampplitude ist. Durch die Überlagerung von nahen Störfrequenzen können jedoch Messabweichungen auftreten, die sich durch eine ortsperiodische Fehlerfunktion bemerkbar machen³⁹.

8.7.3 Phasensteigungs-Verfahren

Wie im Anhang B beschrieben wird, enthalten die einzelnen Abtastpunkte beim FMCW-Verfahren Phaseninformationen über das Reflexionssignal bei verschiedenen Frequenzen. Mit Hilfe der so genannten Hilbert-Transformation kann aus dem Zeitsignal die Phasensteigungskurve und daraus der Abstand-Messwert berechnet werden. Die Berechnung ist aufwendiger als eine einfache Fouriertransformation, das Ergebnis wird aber genauer, wenn kleine Störungen des Signals⁴⁰ vorliegen. Allerdings lässt sich das Phasensteigungsverfahren nicht mehr anwenden, wenn die Störsignale größer als das Nutzsignal sind.

8.7.4 Tracking

Ziel dieses Verfahrens ist die Frequenzbestimmung eines digitalisierten Signals. Es läuft in 4 Schritten ab: zunächst wird die Frequenz geschätzt, wozu z.B. die FFT-Analyse herangezogen werden kann, im zweiten Schritt wird daraus ein Signal synthetisiert, das mit dem Messsignal verglichen wird. Dieser Vergleich liefert einen Fehlerwert, aus dem im vierten Schritt die Abweichung des geschätzten Werts vom realen Wert berechnet wird. Die entsprechend korrigierte

³⁸ Es gibt zwar Verfahren, durch Hinzufügen weiterer synthetischer Abtastwerte den Linienabstand im Spektrum zu verringern, die Ortsauflösung bleibt jedoch hiervon unberührt.

³⁹ Verursacht durch die Überlagerung mit den "Ausläufern" des Stör-Spektrums, die entsprechend einer si-Funktion um die Hauptfrequenz liegen

⁴⁰ z.B. durch ortsnahe Störreflexionen oder frequenzabhängiger Amplitudenmodulation der HF

Frequenz kann dann als Ausgangswert für die nächste Messung verwendet werden.

Falls sich zwischen zwei Messungen der Frequenzwert nicht zu stark geändert hat, kann der Frequenzänderung, und damit der Füllstandänderung sehr genau gefolgt werden. Aus dieser Tatsache ergibt sich der Begriff "Tracking".

Zweckmäßigerweise wird auch das Tracking mittels digitaler Signalverarbeitung durchgeführt. Der Rechenaufwand ist jedoch wesentlich höher als bei der FFT.

8.7.5 Signal-Filterung

Da beim FMCW-Radar die Information über den Objektstand in der Frequenz des herunter gemischten Empfangssignals liegt (siehe Bild 8), lässt sich durch eine geeignete Frequenzfilterung die effektive Messdynamik wesentlich erhöhen und damit die Signalqualität verbessern. Diese elektronischen Filter lassen sich wegen der niedrigen Signalfrequenzen leicht und reproduzierbar aufbauen. Bild 41 zeigt beispielhaft die Schaltung eines Hochpassfilters 2. Ordnung mit einem Operationsverstärker. Zu beachten ist, dass bei allen realisierbaren Filtern keine vollständige Signalunterdrückung im Filter-Sperrbereich möglich ist, sondern eine endlich steile Filterflanke entsteht, siehe Bild 41.

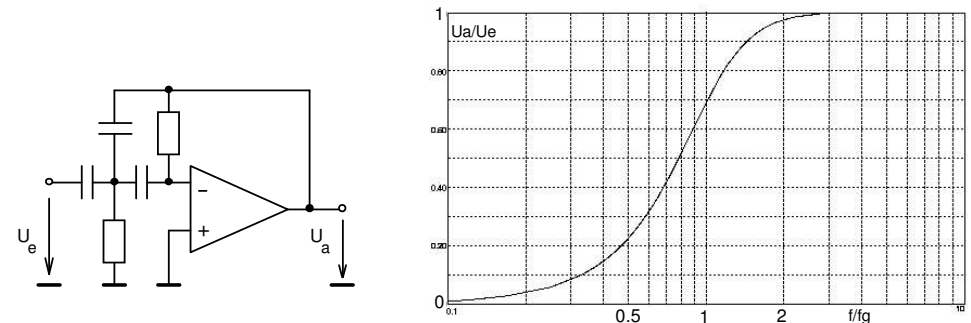


Bild 41: Realisierung eines Hochpassfilters und dessen Filtercharakteristik

Insgesamt sind folgende Filtermaßnahmen anwendbar:

Antialiasing-Filter

Durch die zeitdiskrete Analog-Digital-Umsetzung des Signals muss wegen des so genannten Shannonschen Abtasttheorems das Frequenzspektrum f auf die Hälfte der Abtastfrequenz f_A begrenzt werden: $f < f_A / 2$. Bei Nichtbeachtung spiegeln sich sonst die höheren Signalfrequenzen an der halben Abtastfrequenz und erzeugen falsche Frequenzanteile nach der Wandlung und Fouriertransformation (Bild 42): $f' = f_A - f$

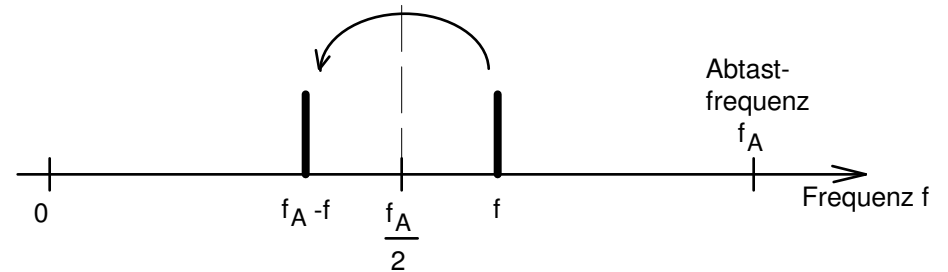


Bild 42: Veranschaulichung der Frequenzspiegelung bei Verletzung der Shannon-Bedingung

Der Antialiasing-Filter muss ein sehr steilflankiger Tiefpass sein (mindestens 4. Ordnung) und wird meistens auf eine Grenzfrequenz von $0.8 \dots 0.95 \cdot f_A / 2$ dimensioniert.

Räumlicher Filter

Wie in Kapitel 6.5 deutlich wurde, nimmt die Signalamplitude mit dem Quadrat des Abstands ab. Da beim FMCW-Radar die Frequenz proportional zum Abstand ist, ist somit bei gleichen Reflexionsverhältnissen an der Flüssigkeitsoberfläche die Amplitude umgekehrt proportional zur Frequenz des Signals. Diese Charakteristik ließe sich einfach durch eine zweifache Differentiatorschaltung kompensieren, die die höheren Frequenzen entsprechend anhebt. Praktisch wird ein Hochpass 2. Ordnung mit genügend hoher Grenzfrequenz verwendet (Bild 43).

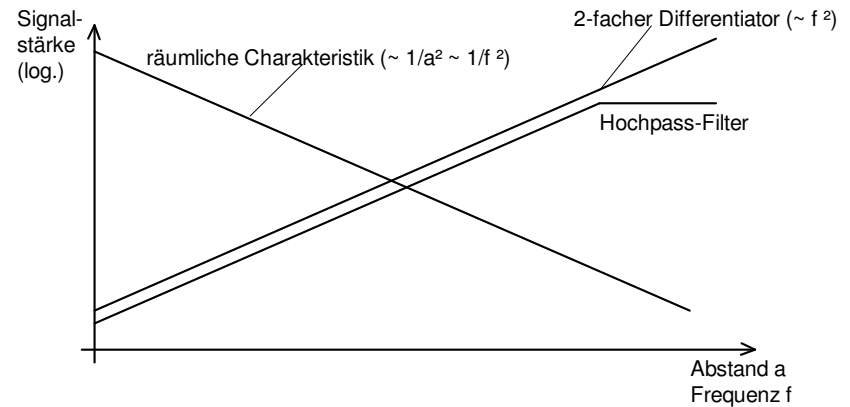


Bild 43: Charakteristik des räumlichen Filters

Hochpass

In der Praxis treten bei kleinen Abständen, also niedrigen Frequenzen verstärkt Störreflexionen auf, die zum Beispiel aus der mechanischen Tanktrennung (siehe Abschnitte 4.4.8 und 6.2) und der Antenne kommen.

Durch eine Hochpassfilterung lassen sich diese Störungen weitgehend eliminieren. Optimal ist eine Schaltung, die ein Umschalten der Filter-Grenzfrequenz (z.B. mittels selektierbarer Widerstände in Bild 41) oder sogar eine kontinuierliche Variation durch Switched-Capacitor-Filter⁴¹ (SCF) ermöglicht.

Tiefpass

Ebenfalls entstehen bei manchen Applikationen unerwünscht starke Signale bei großen Abständen, also hohen Frequenzen, z.B. wenn Mehrfachreflexionen auftreten (siehe 8.4). Diese Störungen lassen sich durch eine Tiefpassfilterung mildern, gegebenenfalls auch umschaltbar.

Adaptive Filterung

Die vorgeschlagenen variierbaren Hochpass- und Tiefpassfilter lassen sich besonders effektiv einsetzen, wenn deren Grenzfrequenzen abhängig vom jeweiligen Messabstand eingestellt werden. So kann beispielsweise bei weiter entfernter Nutz-Reflexion die Hochpass-Frequenz angehoben werden, um nahe Störreflexionen noch besser zu unterdrücken. Die Filter werden an die aktuelle Messsituation optimal adaptiert.

Alle diese Filterungen sind beim Pulsradar nicht anwendbar. Bei der Füllstandmessung mittels Pulsradar wird so neben der einschränkenden HF-Signalleistung zusätzlich die Messdynamik begrenzt, und damit die Möglichkeit, sehr schwache Signale oder sehr unterschiedliche Amplituden innerhalb eines Signalgemisches zu detektieren.

8.8 Spezielle Verfahren

8.8.1 Leerspektrum

Reproduzierbare Störungen durch Reflexionsstellen im Sender (Übertragungsleitungen, Antenne) oder im Tank (durch feste Einbauten, Montagestutzen, Tankboden usw.) lassen sich unterdrücken, wenn das Reflexions-Signal bei leerem Behälter gemessen und gespeichert wird. Bei den aktuellen Messungen kann dann dieses "Leerspektrum" vom jeweils ermittelten Reflexions-Spektrum subtrahiert werden; die Störungen werden somit ausgeblendet (Bild 44).

⁴¹ Beim SCF wird durch periodisches Umladen eines Kondensators ein äquivalenter Widerstand synthetisiert, dessen Wert proportional zur Taktfrequenz ist. Eingebaut in den Gegenkopplungs-zweig eines OP, können somit Filter steuerbarer Grenzfrequenz realisiert werden. Die veränderbare Taktfrequenz muss wesentlich höher als die Signalfrequenzen sein.

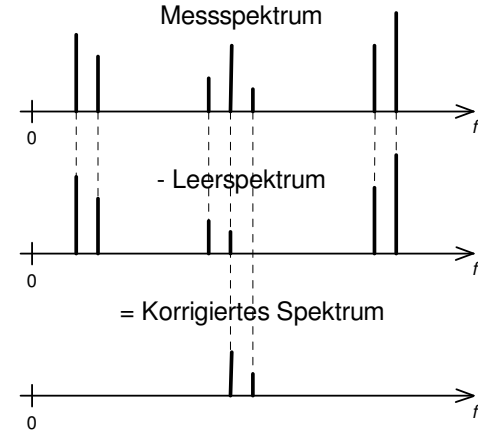


Bild 44: Verfahren der Leerspektrums-Subtraktion

In der einfachsten Form kann das Leerspektrum als Betragspektrum berücksichtigt werden.

In der Nähe von Störreflektoren ergeben sich jedoch Messfehler, die durch Verwendung der komplexen Spektrumsinformation (einschließlich Phase) minimiert werden können (Bild 45).

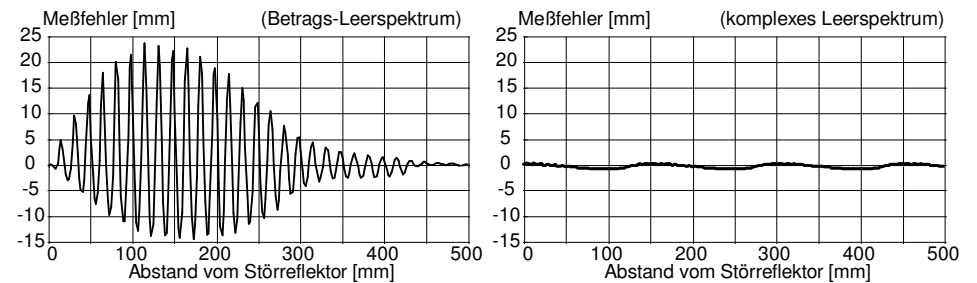


Bild 45: Messfehler verursacht durch einen Störreflektor bei Auswertung mit dem Betrags-Leerspektrum (links) bzw. komplexem Leerspektrum (rechts)

Der Begriff "Leerspektrum" stammt von der Anwendung der beschriebenen Methode auf das Signalspektrum eines FMCW-Systems. Das Verfahren lässt sich analog auch beim Puls-Radar anwenden, hierbei ist das "Leer-Zeitsignal" zu subtrahieren.

8.8.2 Tankbodenverfolgung

Bei Medien mit einer kleinen Dielektrizitätszahl wird nur ein kleiner Teil der Leistung an der Oberfläche reflektiert, der restliche Leistungsanteil durchdringt die Flüssigkeit bzw. das Schüttgut. Bei geringer Dämpfung innerhalb des Mediums breiten sich die Wellen bis zum Tankboden aus, werden dort reflektiert und erreichen nach nochmaligem Durchlaufen der Mediumsschicht und der Atmosphäre die Empfangsantenne. Das Medium ist "transparent", der Tankboden wird so praktisch "sichtbar". Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium jedoch geringer als in der Atmosphäre ist, erscheint der Tankboden nach unten verschoben.

Die Tankbodenverfolgung ist ein spezielles Auswerteverfahren, um auch in solchen Behältern messen zu können. Hierbei wird die im Spektrum (FMCW) oder im Zeitsignal (Puls) verschobene Tankbodenreflexion konkret ausgewertet und über die als bekannt vorausgesetzte, verringerte Ausbreitungsgeschwindigkeit der Mikrowellen im Medium der wirkliche Füllstand ermittelt:

- Während sich die Wellen im Gasraum der Höhe a mit Lichtgeschwindigkeit c ausbreiten, geschieht dieses im Medium (Dielektrizitätszahl = ϵ_r) der Füllhöhe L nur mit der geringeren Geschwindigkeit v .
- Die Reflexion r_2 des Tankbodens erscheint daher auf der Zeitachse bzw. im Spektrum nach unten verschoben, und die scheinbare Tankhöhe h_v größer als die wirkliche Höhe h .
- Die Laufzeit im Medium beträgt $t_1 = L / v$, während die gleiche Strecke bei leerem Tank in der Zeit $t_0 = L / c$ durchlaufen würde. Das Verhältnis der scheinbaren Schichtdicke ($h_v - a$) zur wirklichen Füllhöhe ($h - a$) entspricht also dem Verhältnis der Ausbreitungsgeschwindigkeiten:

$$\frac{h_v - a}{h - a} = \frac{c}{v} = \sqrt{\epsilon_r}$$

- Bei Kenntnis von ϵ_r , h und h_v lässt sich somit a und daraus die Füllhöhe L exakt bestimmen:

$$L = h - a = \frac{h_v - h}{\sqrt{\epsilon_r} - 1}$$

Das Verfahren kann selbst dann angewendet werden, wenn kein Signal r_1 der Mediumsoberfläche mehr messbar ist.

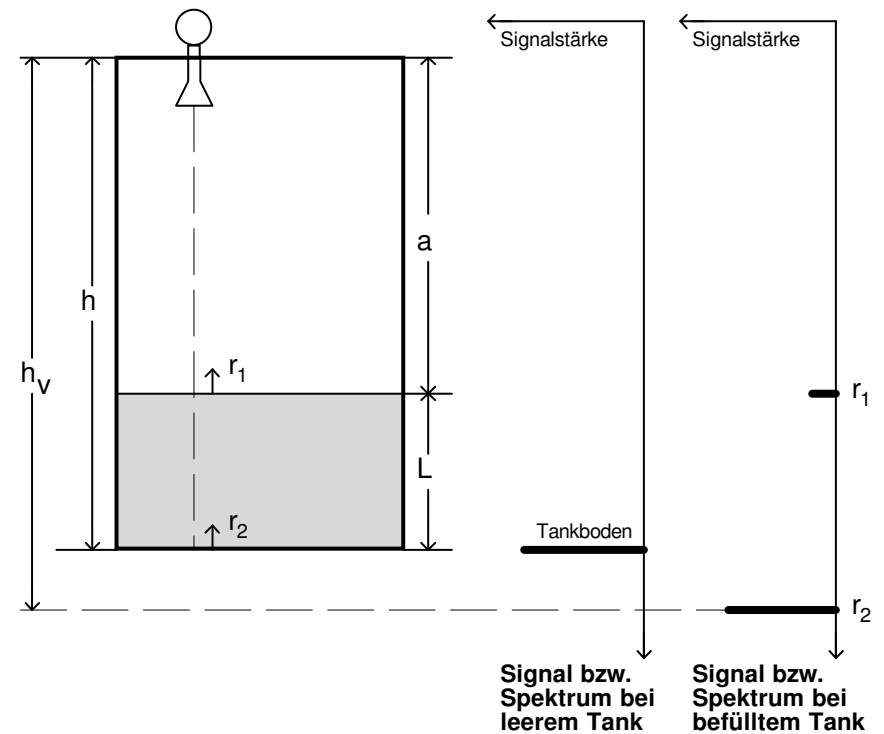


Bild 46: Mechanismus der Tankbodenreflexion und -verfolgung

8.8.3 Trennschichtmessung

Die Anforderungen an eine Trennschichtmessung werden hier exemplarisch an einem TDR-System (siehe Kapitel 3.3) beschrieben. Im Prinzip lassen sich diese Messaufgaben auch mit einem berührungslosen Radar lösen, geführte Wellen geben jedoch den Vorteil, dass keine so große Signalabschwächung stattfindet und Störungen durch die Behältergeometrie weitgehend vermieden werden.

In Bild 47 wird ein elektrischer Impuls erzeugt (Zeit t_0) und über eine 2-Draht-Leitung als elektromagnetische Welle geführt. An jeder Position, an der sich die umgebende Dielektrizitätszahl ϵ ändert, wird ein Teil der Welle zurück zum Sensor reflektiert (Zeit t_1). Die Welle breitet sich entlang der gesamten Leitung aus und wird ein zweites Mal (t_2) an der Trennschicht zwischen den beiden Flüssigkeiten und ein drittes Mal (t_3) am Ende der Leitung reflektiert. Die Signal-Verzögerungszeiten ($2t_1$, $2t_2$ and $2t_3$) geben die Positionen der Trennschichten bzw. des Leitungsendes, das als Referenz dienen kann, an. Die Polarität des Signals wird bei jeder Reflexion von niedrigerer zu höherer Dielektrizitätszahl

invertiert. Die jeweils reflektierte Leistung hängt vom Unterschied der Dielektrizitätszahlen ab (siehe Kapitel 7.2).

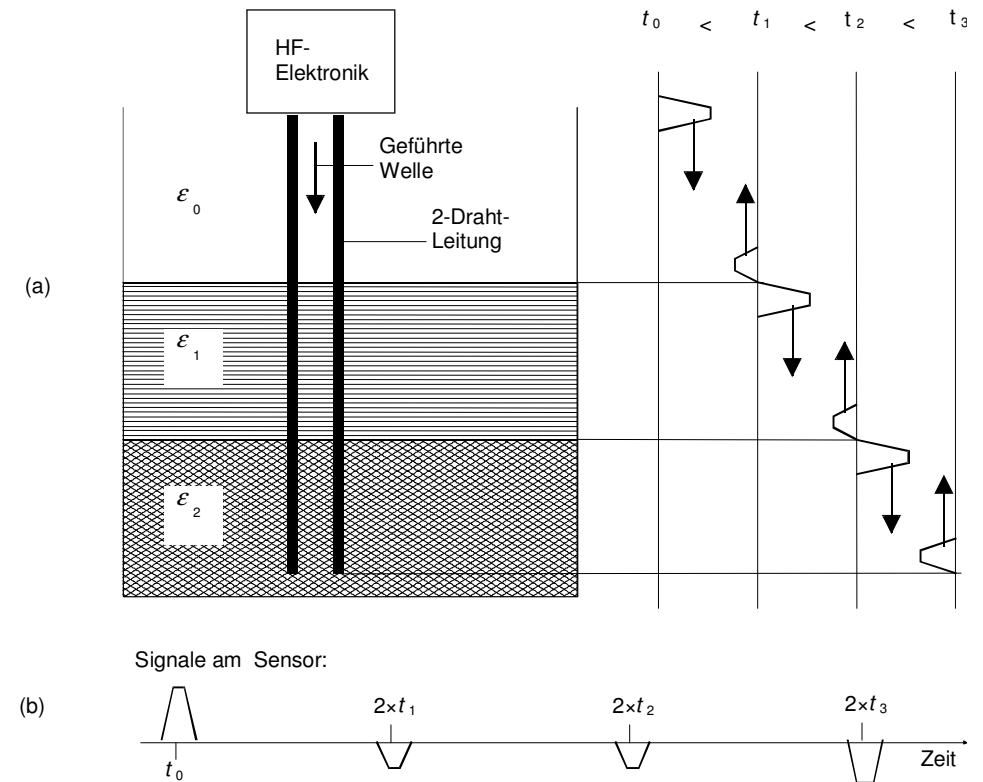


Bild 47: Funktionsprinzip eines leitungsgebundenen TDR-Füllstandmesssystem.

Für ein zuverlässiges Messsystem müssen bei der Signalverarbeitung unter anderem folgende Situationen beachtet werden:

- Wechselnde ϵ -Werte durch Änderungen der Temperatur oder Produktzusammensetzung.
- Starke Dämpfung oder Absorption der Mikrowellen in der Flüssigkeit (z.B. Wasser).
- Nicht abrupter Übergang von einem Produkt zum anderen (z.B. Emulsionsschicht).
- Mangelnde Ortsauflösung (siehe Kapitel 8.1) bei zu geringen Trennschichtdicken.
- Gefahr von Produktablagerungen an den Leitungen, die zu zusätzlichen Reflexionen führen.

Anhang

A **Tabelle der Dielektrizitätszahlen**

Die folgende Übersicht basiert auf Literaturrecherchen, Angaben in Tabellenwerken [Weast], [Hippel], [VDI], Applikationserfahrungen und Labormessungen. (ϵ_r -Werte sind gerundete Richtwerte für die Beispiel-Medien)

Flüssigkeits-Gruppe	niedr. f ⁴² ϵ_r	hohe f ⁴³ ϵ_r	Beispiele: Medien
ANORGANISCHE	115	?	Blausäure HCN
	80	60 (ü)	Wasser H ₂ O
	52	?	Hydrazin N ₂ H ₄
	22	?	Schwefelsäure H ₂ SO ₄
	17	?	Ammoniak NH ₃
	9	?	Schwefelwasserstoff H ₂ S
Tetrachloride	2.4-2.9	c	Ge-, Blei-, Si-, Zinn-, Titan-Cl ₄
Schwefel (flüssig)	3.5	?	

Anorg. Flüssiggase (unter Druck oder Tieftemperatur)

- elementar	1.05	c	Helium
	1.23	c	Wasserstoff
	1.5	c	Argon, Stickstoff, Sauerstoff, Luft
	1.5-2.1	c	Chlor, Fluor
- Verbindungen	1.6	c	Kohlendioxid CO ₂
	14	?	Schwefeldioxid SO ₂

ORGANISCHE VERBINDUNGEN

Alkane

- flüssige Gase	1.6	c	Methan, Ethan, Propan, Butan
- Flüssigkeiten	1.9	c	Pentan, Octan, Decan, Benzin
- langkettige (>C ₁₆)	2	c	Paraffine, Vaseline
- Öle	2.1-2.8	c	Mineral-, Synth., Siliconöl, Tripfen
Alkene	2	c	Ethylen, Propylen, Penten etc.

⁴² quasistatisch, i.a. bis einige kHz

⁴³ im Mikrowellenbereich (bei ca. 10 GHz)

? bedeutet: kein Wert bekannt

c bedeutet: ϵ_r konstant bis in den Mikrowellenbereich

ü bedeutet: bei 10 GHz noch im Übergangsbereich, d.h. weitere Abnahme bei höheren Frequenzen

(Fortsetzung der Tabelle)

<i>Flüssigkeits-Gruppe</i>	<i>niedr. f⁴⁴</i> ϵ_r	<i>hohe f⁴⁵</i> ϵ_r	<i>Beispiele: Medien</i>
Alkohole	30	2-9 (ü)	Methanol, Ethanol
	14-20	?	Propanol, Pentanol
- längerkettige	13-19	?	Butanol, Benzylalkohol
- mehrwertige	40	5	Glycol, Glycerin
Aldehyde	13-22	?	Form-, Acet-, Propion-aldehyd
Ketone	20	?	Aceton=Propanon, Butanon
Säuren u. Derivate	58	?	Ameisensäure
	6	?	Essigsäure
	3	c	Buttersäure
- langkettige	2.5	c	Fettsäuren
- Ester	3-16	?	(verschiedene)
- Anhydride	20	?	Essigsäureanhydrid
Ether	3-8	?	Diethylether, Dioxan
Cyclische Verbind.	2.3	c	Benzol C ₆ H ₆
	2	c	Cyclo-hexan C ₆ H ₁₂ , -hexen C ₆ H ₁₀
	2.4	c	Toluol, Xylol etc.
	10	?	Phenole
Halogen-Derivate	3.5	c	Trichlorethylen
	2.2	c	Tetrachlorkohlenst.,Tetrachlorethyl.
	2.5-10	?	Dichlorbenzol (o-,m-,p-)
	5-6	?	Chlor-benzol, -phenol, Chloroform
	5.1	c	Chloriertes Biphenyl = Clophen
- Säure-Halogenide	33	?	Chloressigsäure
	16	?	Acetylchlorid
Stickstoff-Derivate	10	?	Methylamin
	3.5-5.5	?	Isopropyl-, Diethyl-, Trimethyl-, Benzyl-, Amylamin
	35	30 (ü)	Nitrobenzol
	28	?	Nitroethan
	5-7	?	Aniline
- Amide	60	?	Acetamid

⁴⁴ quasistatisch, i.a. bis einige kHz

⁴⁵ im Mikrowellenbereich, bei ca. 10 GHz

? bedeutet: kein Wert bekannt

c bedeutet: ϵ_r konstant bis in den Mikrowellenbereich

ü bedeutet: bei 10 GHz noch im Übergangsbereich, d.h. weitere Abnahme bei höheren Frequenzen

(Fortsetzung der Tabelle)

<i>Flüssigkeits-Gruppe</i>	<i>niedr. f^{46}</i>	<i>hohe f^{47}</i>	<i>Beispiele: Medien</i>
	ϵ_r	ϵ_r	
Kunststoffe (fest)	1.9-2.5	c	PE, PP, PS, PTFE
	3-3.3	c	PC, PA, ABS
	3.5-5	3	PVC, Celluloseacetat, Nylon
	5-9	4-5	Phenol-, Melamin-Formaldehyd, Cellulosenitrat, PVDF
Feststoffe	3.8-6.7	c	Glas
	4.5-8.4	c	Al ₂ O ₃ -Keramik
Schüttgüter	1.4	c	PVC-Pulver
	2	c	Alumina
	2.5-3.5	c	Bauxit

Eine umfangreiche Tabelle mit vielen weiteren Produkten können Sie z.B. im Internet finden unter:

<http://www.asiinstr.com/dc1.html>

⁴⁶ quasistatisch, i.a. bis einige kHz

⁴⁷ im Mikrowellenbereich, bei ca. 10 GHz

? bedeutet: kein Wert bekannt

c bedeutet: ϵ_r konstant bis in den Mikrowellenbereich

ü bedeutet: bei 10 GHz noch im Übergangsbereich, d.h. weitere Abnahme bei höheren Frequenzen

B. Systemtheoretischer Vergleich zwischen Interferometer- und FMCW-Verfahren

Beim Interferometer-Verfahren wird eine Phasenauswertung zwischen dem Sendesignal und dem mit $\tau = 2a/c$ zeitverzögerten Empfangssignal durchgeführt:

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} = \frac{\varphi_E - \varphi_S}{2\pi} = f \cdot \tau = \frac{2f}{c} \cdot a = \frac{a}{\lambda/2} \quad (\text{A1})$$

- φ Phase
- φ_E Phase des Empfangssignals
- φ_S Phase des Sendesignals
- f Frequenz
- τ Verzögerungszeit der Welle
- c Ausbreitungsgeschwindigkeit der Mikrowellen = Lichtgeschwindigkeit
- a Abstand des Reflektors
- $\lambda = c/f$ Wellenlänge

Ein sinus- oder cosinusförmiges Signal s kann allgemein beschrieben werden

durch: $s = A \cdot \cos \varphi = A \cdot \cos(2\pi f t + \varphi_0)$ (A2)

- A Amplitude
- φ Phase
- f Frequenz
- t Zeit
- φ_0 Anfangsphase

Bei einem linear frequenzmodulierten Signal taucht die Modulationskonstante m innerhalb der Cosinus-Funktion auf:

$$s = A \cdot \cos(2\pi \cdot (f_0 + m \cdot t) \cdot t + \varphi_0) \quad (\text{A3})$$

Die augenblickliche Frequenz wird allgemein bei Signalen mit zeitvariabler Frequenz durch die zeitliche Ableitung der Phase errechnet:

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{A4})$$

Bei dem in Gl. (A3) beschriebenen Signal mit linearer Frequenzmodulation beträgt daher die augenblickliche (zeitabhängige) Frequenz:

$$f = f_0 + 2mt = f_0 + \frac{F}{T} \cdot t \quad (\text{A5})$$

- F Frequenzhub (Sweep)
- T Sweep-Zeit

Damit lässt sich Gl. (A3) auch darstellen als:

$$s = A \cdot \cos\left(2\pi f_0 \cdot t + 2\pi \cdot \frac{F}{2T} \cdot t^2 + \varphi_0\right) \quad (\text{A6})$$

Zur Phasenauswertung zweier Signale s_1 und s_2 wird im Idealfall eine Multiplikation der Signale durchgeführt (z.B. in einem Mischer) und dann der Hochfrequenzanteil ($f_1 + f_2$) herausgefiltert (z.B. mit einem Tiefpass):

$$\begin{aligned} x &= s_1 \cdot s_2 = A_1 \cdot A_2 \cdot \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) \cdot \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2) \\ &= \frac{1}{2} \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot [\cos(2\pi(f_1 - f_2)t + \varphi_1 - \varphi_2) + \cos(2\pi(f_1 + f_2)t + \varphi_1 + \varphi_2)] \end{aligned}$$

Hinter Tiefpass: $\Rightarrow \frac{1}{2} \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot [\cos(2\pi(f_1 - f_2)t + \varphi_1 - \varphi_2)] \quad (\text{A7})$

Die Phase beträgt: $\varphi = 2\pi(f_1 - f_2)t + \varphi_1 - \varphi_2 \quad (\text{A8})$

Bei den weiteren Betrachtungen werden die Signalamplituden A_1 , A_2 und die Anfangsphasen φ_1 , φ_2 außer Acht gelassen, da sie Konstanten darstellen und das Ergebnis der Phasenauswertung nicht beeinflussen.

Signaltheoretische Beschreibung des FMCW-Verfahrens:

Durch den Vorgang des Mischens zweier hochfrequenter Spannungen und nachfolgender digitaler Abtastung des Mischerausgangssignals wird eigentlich die Phasendifferenz beider Signale (Sende- und Empfangssignal) bestimmt. Das FMCW-System verhält sich also genauso wie ein Interferometer, das mit vielen unterschiedlichen Frequenzen, die zu den jeweiligen Abtastzeitpunkten anliegen, die Phase ermittelt.

Dabei ist es bis auf einen vernachlässigbaren Fehlerterm (siehe Gl. (A11)) signaltheoretisch gleichwertig, ob die Frequenzrampe kontinuierlich oder in N äquidistanten Stufen ansteigt [Stolle].

Die Phase des Sendesignals ist (siehe Gl. (A6)):

$$\varphi_S = 2\pi f_0 \cdot t + 2\pi \cdot \frac{F}{2T} \cdot t^2 \quad (\text{A9})$$

Die Phase des Empfangssignals beträgt:

$$\varphi_E = 2\pi f_0 \cdot (t - \tau) + 2\pi \cdot \frac{F}{2T} \cdot (t - \tau)^2 \quad (\text{A10})$$

Die Phasendifferenz errechnet sich damit zu:

$$\frac{\varphi_S - \varphi_E}{2\pi} = f_0 \cdot t + \frac{F}{2T} \cdot t^2 - f_0 \cdot (t - \tau) + f_0 \cdot \tau - \frac{F}{2T} \cdot (t - \tau)^2 + \frac{Ft\tau}{T} - \frac{F}{2T} \tau^2$$

$$= f_0 \cdot \tau + \frac{Ft\tau}{T} - \frac{F}{2T} \cdot \tau^2 = f \cdot \tau - \frac{F}{2T} \cdot \tau^2 \quad (\text{A11})$$

wobei f die augenblickliche (zeitabhängige) Sendefrequenz ist, siehe Gl. (A5).

Bis auf den Fehlerterm $F\tau^2/2T$ ist das Ergebnis identisch mit dem Interferometerverfahren, siehe Gl. (A1).

Um diesen Fehler zu beurteilen, wird er an einem praktischen Beispiel für ein FMCW-Radar durchgerechnet.

$F = 1$ GHz; $T = 20$ ms; $\tau = 130$ ns (entspricht einem Messabstand von ca. 20 m) ergibt:

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi} = \frac{F\tau^2}{2T} = 4 \cdot 10^{-4}$$

Bei einer halben Wellenlänge $\lambda/2 = 15$ mm ($f = 10$ GHz) beträgt dann der Messfehler: $\Delta a = 4 \cdot 10^{-4} \cdot 15$ mm = 6 μ m, ist also völlig vernachlässigbar.

C. Literaturangaben

- [Baur] Baur, Erwin. *Einführung in die Radartechnik*. Teubner, Stuttgart, 1985
- [BG] Berufsgenossenschaft der Feinmechanik und Elektrotechnik. *Merkblatt für die Unfallverhütung*, Fassung 8.82 "Sicherheitsregeln für Arbeitsplätze mit Gefährdung durch elektromagnetische Felder". Köln, 1982
- [Bonfig] Bonfig, Karl Walter, et al. *Technische Füllstandsmessung und Grenzstandskontrolle*. Expert-Verlag, Ehningen, 1990
- [Brumbi.1] Brumbi, Detlef. Measuring Process and Storage Tank Level with Radar Technology. *The Record of the IEEE 1995 International Radar Conference*, pp. 256-260.
- [Brumbi.2] Brumbi, Detlef: Low Power FMCW Radar System for Level Gaging. *2000 IEEE MTT-S Symposium Digest*, Volume 3, pp. 1559-1562
- [DIN0848-2] Deutsche Norm. *DIN-VDE 0848 Teil 2*: Sicherheit in elektromagnetischen Feldern - Schutz von Personen im Frequenzbereich von 30 kHz bis 300 GHz, Entwurf Januar 1991. Beuth Verlag, Berlin, 1991
- [EN300440] *Draft EN 300 440*: Electromagnetic compatibility and Radio spectrum matters (ERM); Short range devices; Technical characteristics and test methods for radio equipment to be used in the 1 GHz to 40 GHz frequency range. April 1999
- [Hippel] Von Hippel, Arthur (Editor). *Dielectric Materials and Applications*. Artech House, Boston, London, 1995
- [Meinke] Meinke; Gundlach; Lange, Klaus (Hrsg.); Löcherer, Karl-Heinz (Hrsg.). *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1992
- [Musch] Musch, Thomas; Schiek, Burkhard: Erzeugung einer hochlinearen analogen Frequenzrampe mit Hilfe von Phasenregelkreisen, *Kleinheubacher Berichte*, Band 40 (1997)
- [Pehl.1] Pehl, Erich. *Mikrowellentechnik, Band 1*: Wellenleitungen und Leitungsbausteine. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1984
- [Pehl.2] Pehl, Erich. *Mikrowellentechnik, Band 2*: Antennen und aktive Bauteile. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1984
- [Philippow.3] Philippow, Eugen (Hrsg.). *Taschenbuch Elektrotechnik, Band 3*: Bauelemente und Bausteine der Informationstechnik. Verlag Technik, Berlin, 1978

- [Philippow.4] Philippow, Eugen (Hrsg.). *Taschenbuch Elektrotechnik, Band 4: Systeme der Informationstechnik*. Verlag Technik, Berlin, 1979
- [Ries] Ries, G. *Radarverfahren zur Füllstandmessung in Großraumbehältern* (Studie). Fachbereich Hochfrequenztechnik, Universität Siegen, April 1986.
- [Salema] Salema, Carlos; Fernandes, Carlos; Jha, Rama Kant. *Solid Dielectric Horn Antennas*. Artech House, Norwood, 1998
- [Schiek] Schiek, Burkhard: *Grundlagen der Hochfrequenz-Messtechnik*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1999
- [Skolnik] Skolnik, Merrill I.: *Radar Handbook*. McGraw-Hill Professional Publishing, New York, 1989
- [Stolle.1] Stolle, Reinhard; Heuermann, Holger; Schiek, Burkhard. Auswertemethoden zur Präzisionsentfernungsmessung mit FMCW-Systemen und deren Anwendung im Mikrowellenbereich. *Technisches Messen* 62 (1995) 2.
- [Stolle.2] Stolle, Reinhard; Schiek, Burkhard. A General Approach to the Estimation of Measurement Errors in Microwave Range Finding. *25th EuMC Conference Proceedings* (1995).
- [Tietze] Tietze, Ulrich; Schenk, Christoph: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 10. Auflage, 1993
- [VDI3519] Verein Deutscher Ingenieure, Verband Deutscher Elektrotechniker (VDI/VDE). *Füllstandmessung von Flüssigkeiten und Feststoffen*, VDI/VDE 3519, Teil 1 und Teil 2. Beuth-Verlag, Berlin, 2002
- [Voges.1] Voges, Edgar. *Hochfrequenztechnik, Band 1: Bauelemente und Schaltungen*. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1991
- [Voges.2] Voges, Edgar. *Hochfrequenztechnik, Band 2: Leistungsrohren, Antennen und Funkübertragung, Funk- und Radartechnik*. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1991
- [Weast] Weast, Robert C. (Editor). *Handbook of Chemistry and Physics*, 55th Edition. CRC Press, Cleveland, 1974
- [Webster] Webster, John G. (Editor). *Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*, Cleveland: CRC Press, 1999