



Experimentelles FMCW-Radar zur hochfrequenten Charakterisierung von Windenergieanlagen

Karsten Schubert¹, Jens Werner¹, and Fabian Schwartau²

¹Jade Hochschule Wilhelmshaven/Oldenburg/Elsfleth, Friedrich-Paffrath-Str. 101, 26389 Wilhelmshaven, Germany

²Technische Universität Braunschweig, Institut für Hochfrequenztechnik, Schleinitzstr. 22, 38106 Braunschweig, Germany

Correspondence to: Karsten Schubert (karsten.schubert@jade-hs.de)

Received: 23 December 2016 – Accepted: 18 April 2017 – Published: 21 September 2017

Kurzfassung. During the increasing dissemination of renewable energy sources the potential and actual interference effects of wind turbine plants became obvious. Turbines reflect the signals of weather radar and other radar systems. In addition to the static radar echoes, in particular the Doppler echoes are to be mentioned as an undesirable impairment (Keränen, 2014). As a result, building permit is refused for numerous new wind turbines, as the potential interference can not be reliably predicted. As a contribution to the improvement of this predictability, measurements are planned which aim at the high-frequency characterisation of wind energy installations. In this paper, a cost-effective FMCW radar is presented, which is operated in the same frequency band (C-band) as the weather radars of the German weather service. Here, the focus is on the description of the hardware design including the considerations used for its dimensioning.

1 Einleitung

Im Zuge der in Deutschland vorangetriebenen Energiewende werden eine Vielzahl von Windenergieanlagen (WEA) errichtet (kumulierter Anlagenbestand an Land > 26 Tsd., Stand Juni 2016, Lüers, 2016). Zudem werden im sogenannten Re-Powering Verfahren bestehende Anlagen durch größere ersetzt. Im Rahmen des Genehmigungsverfahrens muss dabei im Vorfeld sichergestellt werden, dass Funknavigations- oder andere Überwachungssysteme nicht in einem unzulässigen Maß gestört werden. Neben den Systemen der Luftfahrt – wie z.B. Instrumentenlandesystem (ILS), VOR (VHF-Omnidirectional Range) oder ASR (Airport Surveillance Radar) – gehört dazu ebenfalls das Wetterradarsystem des Deutschen Wetterdienstes (DWD). Der

DWD ist eine Bundesoberbehörde im Geschäftsbereich des Bundesministeriums für Verkehr und digitale Infrastruktur und ist für die Erfüllung der meteorologischen Erfordernisse aller Wirtschafts- und Gesellschaftsbereiche in Deutschland zuständig, DWD-Gesetz (1998).

Die derzeit verwendeten Methoden zur Vorhersage der Störwirkung, die im Rahmen von Genehmigungsverfahren herangezogen werden, beruhen auf zahlreichen Annahmen, die bislang nicht vollständig messtechnisch verifiziert wurden. Die potentielle Störwirkung von WEA auf Radarsysteme kann somit nicht exakt vorhergesagt werden bzw. benötigt den Abgleich mit Messdaten zur Validierung der Simulationsergebnisse. Für Genehmigungsverfahren ist generell eine wissenschaftlich fundierte Vorhersage anzustreben. Es besteht daher ein erhebliches Interesse, zuverlässige Vorhersagemodelle zu entwickeln und diese messtechnisch zu untermauern.

2 Wetterradar

Fernziel eines Forschungsvorhabens ist es, die Auswirkungen von WEA auf C-Band (5,6 GHz) Niederschlagsradare messtechnisch näher zu untersuchen und die Arbeiten des WERAN-Projektes zu unterstützen (Schrader, 2015). Die Niederschlagsradare des DWD sind als Pulsradare mit Hochgewinn-Parabolantennen (ca. 1° Öffnungswinkel) ausgestattet. Sie scannen ihre Umgebung zyklisch in einem Zeitintervall von 5 bis 15 min. WEA, die in der Umgebung eines Wetterradars positioniert sind, erzeugen zum einen statische Radarechos, sowie weiterhin Doppler-Echos auf Grund der rotierenden Flügel.

Bei einer ausschließlichen Messung der elektrischen Feldstärke in der Umgebung einer WEA ist das Scanintervall des

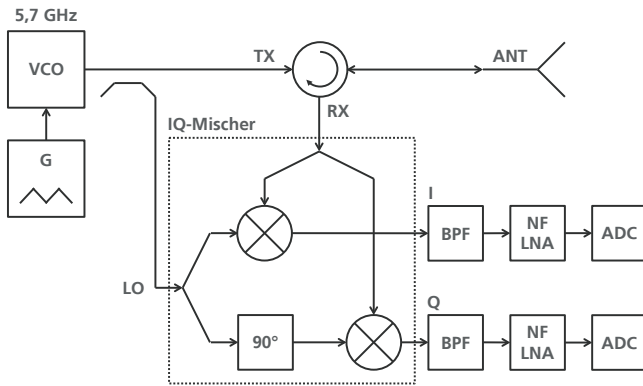


Abb. 1. Vereinfachtes Blockdiagramm des initialen Versuchsaufbaus.

Wetterradars nachteilig, da nur seltene und kurze Ereignisse detektiert werden können (Drehgeschwindigkeit der Antenne $2\text{--}6\text{ U min}^{-1}$ bei variabler Elevation). Weiterhin ist der Zugriff auf die Radartechnik des DWD nur eingeschränkt möglich. Daher wird hier ein FMCW-Radar verwendet, das kontinuierliche Messungen erlaubt. Dabei sind weitere Vorteile die große Flexibilität hinsichtlich der Variation technischer Parameter sowie der mobile Einsatz, der durch das geringe Gewicht und überschaubare Abmessungen ermöglicht wird. Mittelfristig ist eine Verwendung auf luftgestützten Plattformen (Motorflugzeug) geplant.

3 Experimentelles FMCW-Radar

Für die Charakterisierung von WEA im C-Band wird ein einfaches, kostengünstiges und universell einsetzbares FMCW-Radar entwickelt. Dieses ist modular aufgebaut und kann für unterschiedliche Messaufgaben schnell und flexibel angepasst werden. So kann das System u.a. wahlweise als bistatisches oder monostatisches Radar aufgebaut werden. Die verwendete Frequenz liegt im 6 cm Amateurfunkband (5,65–5,85 GHz), welches von Funkamateuren, die im Besitz eines Amateurfunkzeugnisses sind, genutzt werden kann. Der Amateurfunkdienst erlaubt ausdrücklich experimentelle und technisch-wissenschaftliche Studien, AFuG (1997).

3.1 Frequenzsynthese

Den prinzipiellen Aufbau des experimentellen FMCW-Radars zeigt Abb. 1. Die Frequenzsynthese wird durch einen VCO (voltage controlled oscillator) realisiert. Dieser kann grundsätzlich mit beliebigen (niederfrequenten) Signalen moduliert werden. Für die hier beschriebene Versuchsanordnung wird der VCO mit einem dreieckförmigen Rampensignal moduliert. Der Hauptteil dieses modulierten Signals gelangt nach Verstärkung und Filterung über einen Zirkulator zur Sende-Empfangsantenne und wird dort gerichtet als elektromagnetische Welle abgestrahlt, welche schließlich auf die zu untersuchenden Radarziele gelangt.

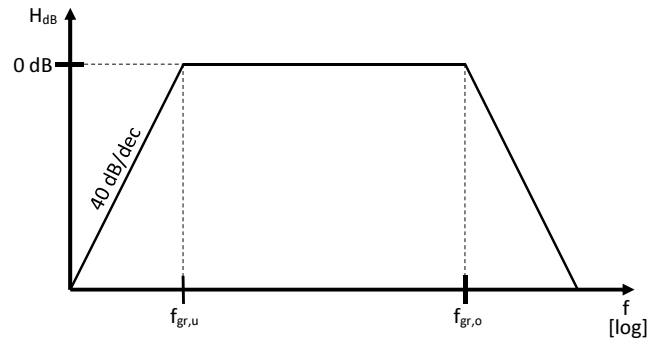


Abb. 2. Asymptotisch angenäherter Frequenzgang des Bandpassfilters.

3.2 Empfangseinheit

Die an den Radarzielen reflektierten elektromagnetischen Wellen gelangen laufzeitverzögert zurück zur Sende-Empfangsantenne und werden dort über den Zirkulator auf den Empfangszweig ausgekoppelt. Die Empfangseinheit besteht im wesentlichen aus einem IQ-Mischer, der das Empfangssignal in das Basisband herunter mischt. Als LO-Signal (local oscillator) nutzt der IQ-Mischer einen Teil des VCO-Signals, der über einen Richtkoppler ausgekoppelt wird. Zur Erzeugung des 90° Phasenoffsets wird eine $\lambda/4$ Umwegleitung eingesetzt.

Zur Empfindlichkeitssteigerung wäre ein LNA vor dem IQ-Mischer denkbar. Auf diesen wurde jedoch bewusst verzichtet, da damit die Dynamik des Empfangssystems herabgesetzt wird. Stattdessen wird die fehlende Empfindlichkeit durch eine erhöhte Sendeleistung kompensiert, sodass ausreichende Empfindlichkeit bei gleichzeitiger maximaler Dynamik gegeben ist.

3.3 NF-Signalaufbereitung

Nach dem IQ-Mischer folgt zunächst ein passives Bandpassfilter. Abbildung 2 zeigt den idealisierten, asymptotischen Frequenzgang dieses Filters. Dessen Hauptaufgabe ist, unerwünschte Mischprodukte (z.B. $2 \cdot 5,7\text{ GHz}$) und das LO-Übersprechen herauszufiltern. Da die verwendeten Analog-zu-Digitalwandler (ADC) eine NF-Bandbreite von 96 kHz aufweisen, ist die exakte Wahl der oberen Grenzfrequenz $f_{gr,o}$ unkritisch. Es muss lediglich sichergestellt werden, dass LO- und Spiegelfrequenz herausgefiltert werden und der Frequenzgang unterhalb von 96 kHz glatt ist.

Nach Jankiraman (2007) ergibt sich die Radargleichung ohne Berücksichtigung weiterer Verluste entsprechend Gleichung (1). Die Größen der Radargleichung sind in Tabelle 1 erläutert. Wie Gleichung (1) zeigt, ist die Abhängigkeit der Empfangsleistung P_r von der Entfernung R gerade $P_r \sim R^{-4}$. Durch die R^{-4} -Abhängigkeit ist im Empfangssystem ein extrem großer Dynamikbereich erforderlich, um gleichzeitig sowohl nahe als auch ferne Ziele auswerten zu

Tabelle 1. Verwendete Formelzeichen in der Radargleichung.

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
P_r	W	Leistung des Empfangssignals
P_t	W	Leistung des Sendesignals
G	1	Antennengewinn bezogen auf isotropen Kugelstrahler
λ	m	Wellenlänge
σ	m ²	Radarquerschnitt
R	m	Entfernung zwischen Radarantenne und Radarziel

können. Insbesondere naheliegende ungewollte Radarziele (clutter) führen zu einer starken Aussteuerung des Empfängers. Für die zu detektierenden WEA in größerer Entfernung (einige km) muss das System wiederum sehr empfindlich sein, um die schwachen Echos der WEA eindeutig detektieren zu können. Hier erweist es sich als vorteilhaft, dass bei einem FMCW-Radar die Entfernungsinformation in der Differenzfrequenz Δf enthalten ist. Da für unbewegte Radarziele $\Delta f \sim R$ gilt, lässt sich die entfernungsabhängige Empfangsfeldstärke unter Zuhilfenahme eines entsprechenden Filters kompensieren. Wählt man einen Hochpass mit einer Flankensteilheit von 40 dB dec⁻¹, so wird die R^{-4} -Abhängigkeit kompensiert. Der erforderliche Dynamikbereich für die nachfolgenden Systemkomponenten sinkt somit erheblich.

Tatsächlich ist in der hier gewählten Implementierung das entfernungskompensierende Hochpassfilter Bestandteil des Bandpassfilters. Die untere Grenzfrequenz $f_{gr,u}$ ist so gewählt, dass Ziele bis zu einer Entfernung von 1 km kompensiert werden (daraus ergibt sich hier für die untere Eckfrequenz des Filters: $f_{gr,u} = 10$ kHz). Für die zu untersuchenden WEA ($R > 1$ km) wird keine Empfangspegelabsenkung durch das Bandpassfilter durchgeführt. Somit können die zu untersuchenden WEA mit voller Systemempfindlichkeit detektiert werden.

Wichtig ist, dass alle Frequenzanteile die herausgefiltert werden, absorbiert und nicht durch Reflexion unterdrückt werden. Wäre das Bandpassfilter rein reaktiv aufgebaut, so würden die herausgefilterten Frequenzanteile zurück in den Mischer reflektiert und dort neu gemischt werden, was zu zusätzlichen, unerwünschten Mischprodukten führen kann (Tietze, 2002).

Nach den Bandpassfiltern folgen rauscharme NF (Niederfrequenz) Vorverstärker (NF-LNA, low noise amplifier), die die teilweise sehr schwachen Empfangssignale auf einen für die ADCs geeigneten Pegel verstärken. Die NF-LNAs sind zunächst auf sehr geringes Eigenrauschen optimiert und zusätzlich so dimensioniert, dass sie breitbandig reflektionsarm in einem 50 Ω -System betrieben werden können, da reflektierte Signale wiederum unerwünschte Mischprodukte in den beiden Mischern erzeugen würden.

Die Digitalisierung wird hier mit einem in der professionellen Studioteknik gebräuchlichen Konverter (Roland

UA-55 Quad-Capture Audio Interface) durchgeführt. Die hier eingesetzten AD-Wandler haben eine effektiv nutzbare Auflösung von 16 Bit und eine Abtastfrequenz von jeweils 192 kHz. Somit kann eine NF-Bandbreite von theoretisch 96 kHz genutzt werden. Die praktische Umsetzung begrenzt die Bandbreite auf ca. 80 kHz je Kanal.

$$P_r = P_t \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (1)$$

4 Praktische Hardwarerealisierung

Abbildung 3 zeigt die praktische Realisierung des experimentellen FMCW-Radars. Für eine kompaktere Darstellung wurde das Foto nachbearbeitet. Zudem sind nur die Mikrowellen-Komponenten sichtbar. Spannungsversorgung und NF-Weiterverarbeitung sind nicht abgebildet. Die Mikrowellen-Komponenten selbst stammen größtenteils als vorgefertigte Bauteile aus dem Sortiment der Firma Mini-Circuits. Tabelle 2 listet die verwendeten Komponenten zusammen mit ihren charakteristischen Kenngrößen auf. Die angegebene Nummer in der ersten Spalte bezieht sich auf die Nummerierung in Abbildung 3.

4.1 Frequenzsynthese

Die Frequenzsynthesestufe besteht, beginnend bei A, aus einem VCO (1), einem passiven Frequenzverdoppler (2), einem Verstärker (3) sowie einem Filter (4). Der VCO liefert einen Pegel von +8 dBm. Dieser VCO zeichnet sich durch sein geringes Phasenrauschen und seine hohe Linearität zwischen Abstimmspannung und Frequenz aus. Um ein geringes Phasenrauschen zu erreichen, muss sowohl die VCO Betriebsspannung als auch die Abstimmspannung rauscharm ausgelegt sein.

Mit der Kombination aus dem VCO und dem Frequenzverdoppler lässt sich ein sinusförmiges, durchstimmbares Signal im Frequenzbereich von 5,65 bis 6,1 GHz erzeugen. Am Ausgang des Frequenzverdopplers steht ein Pegel von -2 dBm zur Verfügung, der mit dem nachfolgenden Verstärker ZX60-V63+ auf +12 dBm verstärkt wird. Zur Unterdrückung der Grundwelle des VCOs wird ein Bandpassfilter in Mikrostreifentechnik verwendet. Am Ausgang dieses

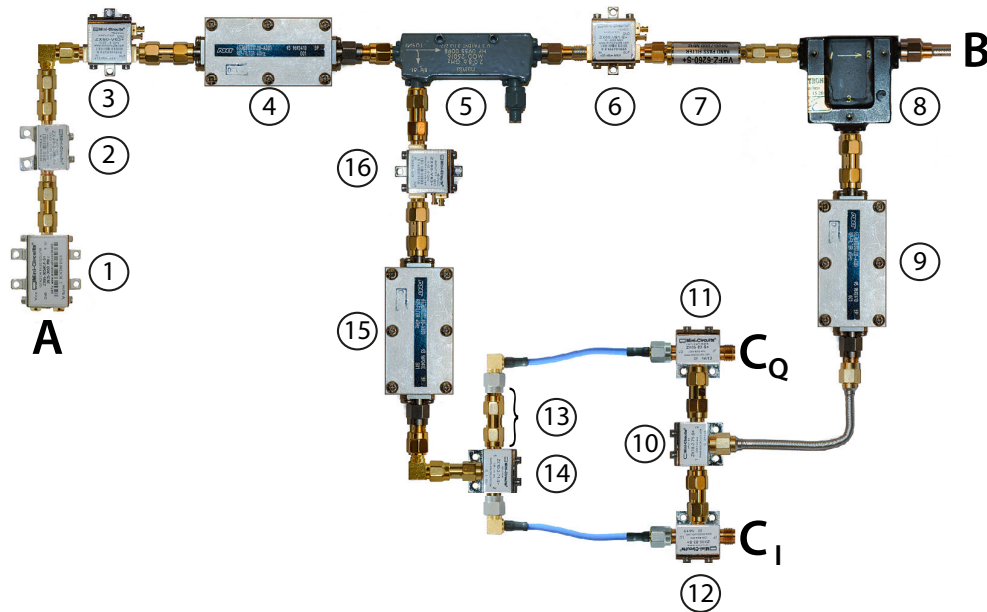


Abb. 3. Foto des Versuchsaufbaus. Nicht abgebildet sind Spannungsversorgung Antenne und NF-Signalkomponenten. (Das Bild wurde hinsichtlich einer kompakten Darstellung bearbeitet.)

Tabelle 2. Vorgefertigte Komponenten des FMCW-Radars (Alle mit * gekennzeichneten Komponenten sind von Mini-Circuits).

Nr.	Komponente	Typ	Kennwerte
1	VCO (*)	ZX95-3050C+	$f_{\text{out}} = 2,825 - 3,05 \text{ GHz}$, $P_{\text{out}} = +8 \text{ dBm}$
2	Frequenzverdoppler (*)	ZX90-2-36+	Konversionsverlust: 10 dB, $P_{\text{out}} = -2 \text{ dBm}$
3	Verstärker (*)	ZX60-V63+	Verstärkung: 14 dB, $P_{\text{out}} = +12 \text{ dBm}$
4	Mikrostreifen Bandpassfilter	63.7280.317.00	Einfügedämpfung: 0,5 dB, -3 dB Bandbreite: 5,5 - 6,7 GHz
5	Nardar Richtkoppler	25016 HP 0955-0098	-16 dB Auskopplung
6	Verstärker (*)	ZX60-V81+	Verstärkung: 7 dB, $P_{\text{out}} = +18 \text{ dBm}$
7	Bandpassfilter (*)	VBFZ-6260+	Einfügedämpfung: 1,2 dB, -3 dB Bandbreite: 5,5 - 8,0 GHz
8	Racal-MESL Zirkulator	CG-3596	Einfügedämpfung: 0,4 dB, $P_{\text{out}} = +16 \text{ dBm}$
9	Mikrostreifen Bandpassfilter	63.7280.317.00	Einfügedämpfung: 0,5 dB, -3 dB Bandbreite: 5,5 - 6,7 GHz
10	Leistungsteiler (*)	ZX10-2-71+	Einfügedämpfung: 0,2 dB
11	Level 7 Mischer (*)	ZX05-83+	Konversionsverlust: 6 dB (für I Komponente)
12	Level 7 Mischer (*)	ZX05-83+	Konversionsverlust: 6 dB (für Q Komponente)
13	Telegärtner 3 · 90° Umwegleitung	J01154	SMA Verbindungsstücke
14	Leistungsteiler (*)	ZX10-2-71+	Einfügedämpfung: 0,2 dB
15	Mikrostreifen Bandpassfilter	63.7280.317.00	Einfügedämpfung: 0,5 dB, -3 dB Bandbreite: 5,5 - 6,7 GHz
16	Verstärker (*)	ZX60-V63+	Verstärkung: 14 dB, $P_{\text{out}} = +10 \text{ dBm}$

Bandpassfilters steht das gewünschte 6 GHz-Signal mit einem Pegel von ca. +11 dBm zur Verfügung.

4.2 Sendeeinheit

Nach der Frequenzsynthesestufe wird das HF-Signal über einen Richtkoppler (5), einen Verstärker (6), ein Oberwellenfilter (7) und einen Zirkulator (8) zum Antennenanschluss B geführt. Der Richtkoppler koppelt zunächst einen Teil des HF-Signals für die spätere IQ-Mischung aus (Kopplmaß -16dB). Das Hauptsignal wird mit einem Verstärker ver-

stärkt. Nach diesem Verstärker werden Harmonische mit dem Bandpassfilter herausgefiltert. Im Anschluss gelangt das Signal über einen Zirkulator zum Antennenanschluss B. Hier stehen +16 dBm zur Verfügung. Um eine hohe Isolation zwischen Send- und Empfangszweig zu erreichen, ist eine gute Anpassung am Zirkulatorausgang B erforderlich. Dieses wird durch einen Tuner direkt an der Antenne realisiert. Mit diesem Versuchsaufbau wird eine Isolation von 30 dB erreicht.

Tabelle 3. Verwendete Formelzeichen der Gleichungen (2) bis (6).

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
T_s	s	Sweep Zeit
Δf	Hz	Sweep Bandbreite
$f_{TX}(t)$	Hz	Momentanfrequenz des Senders
$f_{RX}(t)$	Hz	Momentanfrequenz des Empfangssignals
$f_b(t)$	Hz	Momentane Differenzfrequenz aus Empfangs- und Sendesignal (Beat Frequenz)
f_{1b}	Hz	Beat Frequenz beim Down Sweep
f_{2b}	Hz	Beat Frequenz beim Up Sweep
f_c	Hz	Mittelfrequenz des Sendesignals
R	m	Entfernung zwischen Radar und Radarziel
V	$m s^{-1}$	Radialgeschwindigkeit des Radarziels (Positiv bei Annäherung)
c_0	$m s^{-1}$	Lichtgeschwindigkeit ($299\,792\,458\, m s^{-1}$)
C_R	$m Hz^{-1}$	Systemkonstante zur Entfernungsbestimmung
C_V	m	Systemkonstante zur Bestimmung der Radialgeschwindigkeit

4.3 Empfangseinheit

Zur Erzeugung des LO-Signals wird ein Teil des HF-Signals über einen $-16\, dB$ Richtkoppler (5) ausgekoppelt. Im Anschluss wird es mit einem Verstärker (16) verstärkt und mit einem Mikrostreifenfilter (15) von Oberwellen bereinigt. Nach dem Mikrostreifenfilter steht ein LO-Pegel von $+10\, dBm$ zur Verfügung.

Nachfolgend wird das Signal über einen Leistungsteiler (14) in zwei Zweige mit jeweils $+7\, dBm$ aufgeteilt. Zur Erzeugung des 90° Phasenunterschieds zwischen den beiden Mischern, wird in dem einen Zweig eine Verzögerungsleitung (13) eingesetzt. Sie wird durch ein SMA-Verbindungsstück Buchse-Buchse in Kombination mit einem SMA-Verbindungsstück Stecker-Stecker realisiert. Tatsächlich ist diese Kombination elektrisch $3 \cdot 90^\circ = 270^\circ$ lang, was prinzipiell keinen Einfluss auf die Funktion hat. Allerdings ist die Umwegleitung nur für eine einzige Frequenz exakt 270° lang. Mit sich ändernder Frequenz entsteht somit ein Phasenfehler zwischen I- und Q-Pfad. Dieser ist dreimal so groß als er eigentlich sein könnte, wenn die Umwegleitung nur 90° lang wäre. Mit Blick auf die hier bisher verwendete Bandbreite von ca. $30\, MHz$ ist dieser Phasenfehler jedoch vernachlässigbar.

Die von der Antenne empfangenen, reflektierten Signale (Radarechos) werden vom Anschluss B über den Zirkulator (8) auf das Mikrostreifen-Empfangsfilter (9) geleitet und von dort über einen Leistungsteiler (10) schließlich auf die beiden Mischer für den I- (12) und Q-Pfad (11) geführt. Die Mischer selbst sind Level 7 Mischer. An den Anschlüssen C_I und C_Q stehen die I- und Q-Signale im Basisband zur Verfügung und können von dort aus auf der NF-Signalebene weiterverarbeitet werden.

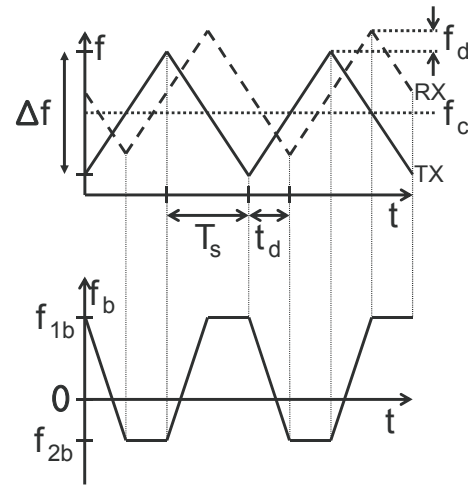


Abb. 4. Sende- und Empfangssignal bei Anwesenheit eines Radarziels sowie die sich daraus ergebende Differenzfrequenz.

5 Modulation

Wie in Abbildung 1 ersichtlich, wird zur Modulation ein dreieckförmiges Rampensignal verwendet. Wird das so modulierte Signal an einem Radarziel reflektiert, so können zwei Effekte beobachtet werden. Abbildung 4 zeigt dafür zunächst das modulierte Sendesignal TX welches eine Mittelfrequenz f_c und eine Sweepbandbreite Δf aufweist. Das so modulierte Signal bewegt sich mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit c_0 zum Radarziel, wird dort reflektiert und gelangt um t_d verzögert wieder zum Empfänger. Sofern sich das Radarziel bewegt, tritt zusätzlich eine Dopplerverschiebung f_d zwischen Empfangs- und Sendesignal auf. Schließlich wird das Radarecho RX empfangen.

Wird nun das Empfangssignal mit dem Sendesignal gemischt, erhält man im Frequenzbereich unter anderem das Differenzsignal, siehe Gleichung (2). Da eine komplexe IQ-

Mischung durchgeführt wird, können sowohl positive als auch negative Frequenzanteile im Basisband ausgewertet werden. Anhand der Frequenzen f_{1b} und f_{2b} , die über Gleichung (2) bestimmt werden können, lässt sich sowohl die Entfernung über Gleichung (3) als auch die Radialgeschwindigkeit (positiv bei Annäherung) über Gleichung (4) bestimmen Jankiraman (2007). Aus den Systemkonstanten C_R (Gleichung 5) und C_V (Gleichung 6), die von der Sweep Zeit T_s , der Sweep Bandbreite Δf und der Mittenfrequenz f_c abhängig sind, können die Entfernung und Radialgeschwindigkeit quantitativ bestimmt werden. Tabelle 3 zeigt eine Übersicht der verwendeten Formelzeichen. Weiterhin listet Tabelle 4 die Systemparameter auf, die bei ersten Experimenten mit diesem FMCW-Radar verwendet wurden. Insbesondere wurden die Parameter so gewählt, dass für stehende Radarziele eine Entfernung von 1 km einer Differenzfrequenz von 10 kHz entspricht ($C_R = 0,1 \text{ m s}$).

Sofern mehrere Radarziele vorhanden sind, kann es vorkommen, dass keine eindeutige Aussage über Geschwindigkeit und Entfernung getroffen werden kann, da die WEA keine Punktziele sind, sondern ein räumlich verteiltes Ziel darstellen. So ist beispielsweise die lokale Geschwindigkeit der Rotorblätter an der Blattspitze wesentlich höher als in den Bereichen dicht an der Nabe. Im Rahmen der ersten Versuchsmessungen wurde diese Problematik nicht näher untersucht. Um dieses Problem für zukünftige Messungen zu lösen, werden nachfolgend zunächst die Systemkonstanten C_R und C_V näher diskutiert.

Betrachtet man Gleichung 6, so ist erkennbar, dass C_V nur von c_0 und f_c abhängig ist. Da der Frequenzbereich auf das C-Band festgelegt ist, kann diese Systemkonstante praktisch nicht geändert werden. Sie hat einen festen Wert von $C_V = 26 \text{ mm}$ (für $f_c = 5,75 \text{ GHz}$). Anschaulich bedeutet dies, dass ein Radarziel welches sich mit 26 m s^{-1} bewegt, mit einer Dopplerverschiebung von 1 kHz gemessen wird. Für eine WEA mit einer maximalen Umfangsgeschwindigkeit von ca. 80 m s^{-1} ergibt sich somit eine maximale Dopplerverschiebung von ca. $\pm 3 \text{ kHz}$.

Betrachtet man hingegen Gleichung (5), so ist erkennbar, dass die Systemkonstante C_R von den Parametern T_s und Δf abhängig ist. Der Parameter Δf muss so gewählt werden, dass keine Aussendungen außerhalb des Amateurfunkbands auftreten ($\Delta f \leq 200 \text{ MHz}$), er ist aber ansonsten frei wählbar. Der Parameter T_s ist ebenfalls in einem großen Bereich frei wählbar. Die hier verwendete Hardware gibt $T_s > 1 \text{ ms}$ vor.

Entscheidend ist, dass das Verhältnis von C_R zu C_V nahezu beliebig gewählt werden kann. Wählt man beispielsweise $C_R = 1,5 \text{ m Hz}^{-1}$ ($T_s = 2 \text{ s}$, $\Delta f = 200 \text{ MHz}$) so bewirkt eine Positionsänderung von $\pm 50 \text{ m}$ (100 m Rotordurchmesser) eine Frequenzänderung von $\pm 33\frac{1}{3} \text{ Hz}$. Die durch die Positionsänderung hervorgerufene Frequenzänderung (s. Gleichung 3) ist somit um zwei Größenordnungen geringer als die durch die Dopplerverschiebung hervorgerufene Frequenzänderung. Somit kann die gemessene Frequenzän-

Tabelle 4. Systemparameter Messhardware.

Parameter	Wert	Beschreibung
f_{Hub}	29,979 MHz	Frequenzhub
T_s	20 ms	Sweep Zeit
P_{TX}	16 dBm	Sendeleistung
G_{Ant}	31 dBi	Antennengewinn (80 cm Parabolantenne)
f_s	192 kHz	Stereo Abtastfrequenz
BW_{NF}	$\pm 80 \text{ kHz}$	Nutzbare NF-Bandbreite des IQ-Signals

derung in guter Näherung als reine Dopplerverschiebung interpretiert werden und die Frequenzänderung durch die Positionsänderung vernachlässigt werden. Weiterführende Untersuchungen werden zeigen, in wie weit dieser Ansatz praxistauglich ist.

$$f_b(t) = f_{\text{RX}}(t) - f_{\text{TX}}(t) \quad (2)$$

$$R = \frac{f_{1b} - f_{2b}}{2} \cdot C_R \quad (3)$$

$$V = \frac{f_{1b} + f_{2b}}{2} \cdot C_V \quad (4)$$

$$C_R = \frac{c_0 T_s}{2 \Delta f} \quad (5)$$

$$C_V = \frac{c_0}{2 f_c} \quad (6)$$

6 Messergebnisse

Die in Abschnitt 4 beschriebene Messhardware wurde bei ersten Experimenten mit den in Tabelle 4 beschriebenen Systemparametern betrieben. Es zeigte sich, dass die Linearität zwischen VCO-Spannung und VCO-Frequenz unzureichend ist. Betrachtet man die Tuning Sensitivity, die der Hersteller im Datenblatt Minicircuits (2005) vorgibt, so ist erkennbar, dass dieser Wert zwischen ca. 11 und 19 MHz V^{-1} variiert. Dieser Wert sollte eigentlich konstant sein (ideale Gerade). Tatsächlich schwankt er jedoch um fast $\pm 20 \%$. Die Auswirkung dieser Nichtlinearität wird in Jankiraman (2007) diskutiert.

Mit diesem Aufbau war es zunächst nicht möglich, Radarziele in mehreren km Entfernung sauber zu detektieren. Für erste Laborversuche wurde der VCO in Verbindung mit dem Frequenzverdoppler und dem Verstärker (siehe Abbildung 3 Nr. 1 bis 3) durch einen Signalgenerator SMB100 (Rohde & Schwarz) ersetzt. Das genaue Frequenzsynthesekonzept des SMB100 liegt nicht vor, es wird jedoch angenommen, dass das Grundprinzip auf einem PLL-stabilisierten YIG-Oszillator beruht. Mit diesem Konzept kann die Linearität der Frequenzrampe als nahezu ideal angenommen werden. Dieser modifizierte Aufbau ermöglichte es, Radarziele bis zu einer Entfernung von knapp 20 km zu detektieren.

Als erstes Messszenario wurden WEA untersucht, die in der Umgebung der Jade Hochschule am Studienort Wil-



Abb. 5. Foto des mit dem vorgestellten FMCW-Radar vermessenen Szenarios.

helmshaven in Sichtweite stehen (siehe Abbildung 5). Für das Aufnehmen und Auswerten des Basisbandes wurde das Freeware-Programm HDSDR (Taeubel, 2016) verwendet. Dieses erlaubt es unter anderem, das komplexe Empfangsspektrum in Form eines Wasserfalldiagramms darzustellen. Aufgrund der IQ-Signalverarbeitung lassen sich sowohl positive als auch negative Frequenzen im Basisband auswerten. Unter der Voraussetzung, dass das Empfangssystem linear und zeitinvariant arbeitet (der Empfänger darf nicht übersteuert werden) lassen sich mehrere Radarziele als lineare Überlagerung auswerten. Das theoretische räumliche Auflösungsvermögen ergibt sich nach Jankiraman (2007) gemäß Gleichung 7.

$$\Delta R = \frac{c_0}{2 \cdot f_{\text{Hub}}} = 5 \text{ m} \quad (7)$$

Die Vermessung der in Abbildung 5 dargestellten Umgebung mit dem Versuchsradar führte zu dem in Abbildung 6 gezeigten Wasserfall-Spektrum. Tabelle 5 listet die Entfernungen zu den Radarzielen auf. Um die Radarziele besser erkennen zu können, wird hier nicht der komplette Frequenzbereich von -96 bis $+96$ kHz dargestellt, sondern nur der Ausschnitt von $+10$ bis $+60$ kHz. Der Frequenzbereich von $+10$ bis $+60$ kHz entspricht einer Entfernung von 1 bis 6 km. Die Beschriftung der Abszisse mit einer Entfernungsskala ist nur für stehende Ziele korrekt, da eine Doppler-Verschiebung bedingt durch die Radialbewegung des Radarzieles als Entfernungsänderung interpretiert wird. Für die einfachere Interpretation der Abszisse ist sie hier dennoch mit der Entfernungsinformation skaliert worden.

Wie sich zeigt, konnten bereits einige Radarziele, die in Abbildung 5 mit "a" bis "e" beschriftet sind, eindeutig ge-

messungen werden. Sie sind in Abbildung 6 entweder als statische Linien oder als modulierte Linien erkennbar. Statische Linien entstehen genau dann, wenn sich das Radarziel nicht bewegt, wie beispielsweise stillstehende WEA (Ziel "d") oder Hochspannungsmasten (Ziele "a" und "b"). Modulierte Linien sind bei den sich drehenden WEA (Ziele "c" und "e") erkennbar. Insbesondere die WEA "c" ist im Wasserfalldiagramm sehr deutlich zu erkennen, da sich alle rotierenden Teile im Sichtbereich des Radars befinden und keine Abschattung vorliegt.

Zur Validierung der Entfernungsmessung und zur exakten Zuordnung der Messobjekte wurden als Referenz die GPS-Positionen der Messobjekte und die GPS-Position des eigenen Standortes herangezogen. Es zeigte sich, dass die Entfernungen der Radarziele mit einer Genauigkeit besser 10 m aus dem Spektrum abgeleitet werden können. Ferner konnte visuell beobachtet werden, dass die in "c" erkennbar Modulation zeitlich mit der Drehbewegung der WEA korreliert. Bislang gelingt es allerdings nicht, über die spektrale Verteilung eine Aussage darüber zu treffen, welche Komponenten aufgrund von Dopplerverschiebung und welche aufgrund von Positionsänderungen auftreten. Dieses bedarf noch weiterer Untersuchungen.

7 Fazit und Ausblick

Mit diesem Beitrag konnte gezeigt werden, dass es möglich ist, mit kostengünstigen und leicht verfügbaren Mitteln ein funktionierendes FMCW-Radar aufzubauen. Besonderes Augenmerk muss auf die Frequenzsynthese gelegt werden. Zum einen müssen die Abstimmspannung sowie die Spannungsversorgung extrem rauscharm ausgelegt werden, um

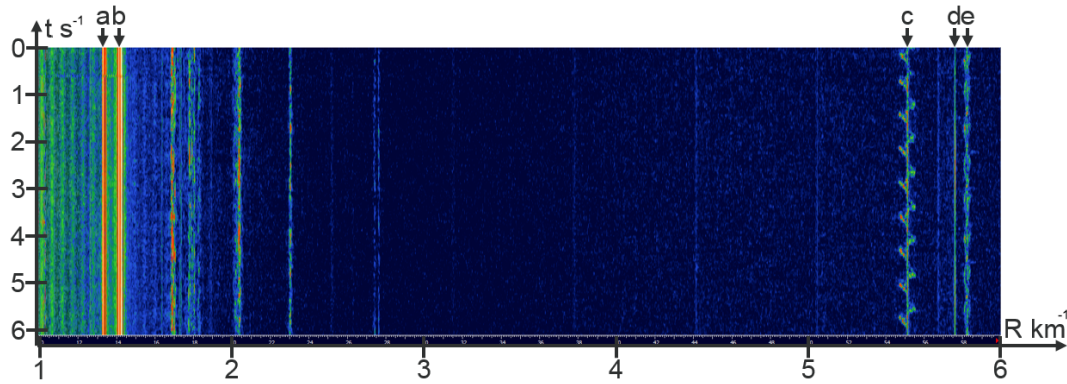


Abb. 6. Gemessenes Wasserfallspektrum unter der Anwesenheit realer Radarziele.

Tabelle 5. Entfernungen zwischen Messort und den Radarzielen aus Abbildung 5.

Index	Entfernung in km	Radarziel
a	1,33	Hochspannungs-Gittermast
b	1,42	Hochspannungs-Gittermast
c	5,52	WEA, rotierend
d	5,76	WEA, stillstehend
e	5,82	WEA, rotierend, teilverdeckt

unnötiges Phasenrauschen zu vermeiden und zum anderen muss eine hohe Linearität zwischen Abstimmspannung und Frequenz bestehen. Alternativ müsste eine eventuell vorhandene Nichtlinearität kompensiert werden. Es hat sich gezeigt, dass im Bereich der Frequenzsynthese für das hier vorgestellte System weitere Entwicklungen erforderlich sind. Hierzu kommen PLL stabilisierte Oszillatoren in Frage, die als Referenzsignal ein ideales Dreieckssignal erhalten. Um das Phasenrauschen weiter zu verbessern, wird die Verwendung von YIG-Oszillatoren untersucht.

Die ersten Messungen selbst zeigen, dass der gewählte Schaltungsaufbau funktioniert. Ferner konnte gezeigt werden, dass WEA vom Forschungsstandort aus detektiert werden können. Das IQ-Basisbandspektrum erlaubt die Unterscheidung zwischen rotierenden WEA und statischen Zielen. In nachfolgenden Schritten soll neben der Optimierung der Hardware der Einsatz von bistatischen Antennenkonfigurationen untersucht werden. Weiterhin soll die mathematische Modellierung vertieft betrachtet werden, um die Unterscheidung von Doppler-Verschiebung und räumlicher Änderung zu ermöglichen.

Als langfristiges Ziel ist beabsichtigt, unterschiedliche WEA an diversen Standorten mit Hilfe der Doppler-Spektren hochfrequenztechnisch zu charakterisieren. Die dabei erzielten Ergebnisse sollen genutzt werden, um ein statistisches Modell zur Vorhersage des Einflusses von WEA auf Wetterradaranlagen abzuleiten.

Datenverfügbarkeit. Messdaten sind auf Nachfrage vom Erstautor erhältlich.

Interessenkonflikt. Die Autoren erklären, dass kein Interessenkonflikt besteht.

Edited by: T. Schrader

Reviewed by: J. Bredemeyer and one anonymous referee

Literatur

- Amateurfunkgesetz vom 23. Juni 1997 (BGBl. I S. 1494), das durch Artikel 8 des Gesetzes vom 4. November 2016 (BGBl. I S. 2473) geändert worden ist, 2016.
- Gesetz über den Deutschen Wetterdienst (DWD-Gesetz) vom 10. September 1998, zuletzt geändert durch das Gesetz zur Errichtung eines Bundesaufsichtsamtes für Flugsicherung und zur Änderung und Anpassung weiterer Vorschriften v. 29. Juli 2009 (BGBl. I S. 2424), 2009.
- Jankiraman, M.: Design of multi-frequency CW Radars, SciTech Publishing, 1. Auflage, 2007.
- Keränen, R., Alku, L. C., Pettazzi, A., and Salsón, S.: Weather Radar and Abundant Wind Farming – Impacts on Data Quality and Mitigation by Doppler Dual-Polarization, in: ERAD 2014 – THE EIGHTH EUROPEAN CONFERENCE ON RADAR IN METEOROLOGY AND HYDROLOGY, 2014.
- Lüers, S. and Rehfeldt, K.: Status des Windenergieausbaus an Land in Deutschland – 1. Halbjahr 2016, Deutsche WindGuard GmbH, 2016.
- Mini-Circuits: Voltage Controlled Oscillator ZX95-3050C+, <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX95-3050C+.pdf> (letzter Zugriff: 23. April 2017), 2005.
- Schrader, T., Bredemeyer, J., Stupperich, C. und Garbe, H.: WERAN – Interaction of Wind Turbines with Terrestrial Navigation/Radar Systems, 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), WS14 Unmanned Aircraft Systems – EMC and Applications, Dresden, Germany, 16–22 August, 2015.

Taeubel, M.: High Definition Software Defined Radio, <http://www.hdsdr.de/> (letzter Zugriff: 23. April 2017), 2016.

Tietze, U., Schenk, C. und Gamm, E.: Halbleiter-Schaltungstechnik: [neuer Teil: nachrichtentechnische Schaltungen], Springer, Berlin, 12. Auflage, 2002.