



## ***APPLIKATIONSSCHRIFT II***

***Erfassung bewegter und stationärer  
Objekte mit Hilfe des FMCW-Radarprinzip***

## **Inhaltsverzeichnis**

1. Einführung und theoretische Grundlagen
  - 1.1 Aufgabenstellung
  - 1.2 Das FMCW-Radarprinzip
    - 1.2.1 Das FMCW-Radar zur reinen Entfernungsmessung eines ruhenden Objekts
    - 1.2.2 Gleichzeitige Erfassung von Entfernung und Geschwindigkeit
2. Messgrößen, Auswertestrategie
  - 2.1 Frequenzmessung
  - 2.2 I/Q-Verfahren
3. Anwendungsfälle
  - 3.1 Beschaltung und Betrieb eines FMCW-Radars
  - 3.2 Erste Inbetriebnahme, reelle Empfangssignale

**Die Vervielfältigung/Veröffentlichung dieser Schrift oder von Auszügen davon ist nur mit der Zustimmung des Verfassers erlaubt.**

# Erfassung bewegter und stationärer Objekte mit Hilfe des FMCW-Radarprinzip

## - Applikationsschrift 02 -

### 1. Einführung und theoretische Grundlagen

#### 1.1 Aufgabenstellung

Durch die Verfügbarkeit preisgünstiger entsprechender Transceivermodule wird das FMCW-Radarprinzip im kommerziellen Bereich immer interessanter. In vielen Anwendungen soll der Sensor Informationen über stationäre Objekte oder bei bewegten Objekten zusätzliche Information zur reinen Bewegung, nämlich über deren Koordinaten im Raum liefern.

Das FMCW-Radarverfahren bietet diese Möglichkeiten und liefert

bei **bewegten Objekten** Information über

- augenblickliche Geschwindigkeit und Richtung der Bewegung (wie das übliche Dopplerradar)
- augenblickliche Entfernung des Objektes vom Sensor
- den Ablagewinkel des Objekts bei entsprechendem Aufbau

bei **stationären, also ruhenden Objekten** Information über

- Entfernung vom Sensor
- den Ablagewinkel des Objekts bei entsprechendem Aufbau

Bei entsprechender Auswertung der niederfrequenten Empfangssignale ist ein FMCW-Radar auch **mehrzielfähig**, d.h. es kann verschiedene Ziele hinsichtlich Geschwindigkeit und Entfernung und damit hinsichtlich der augenblicklichen Raumkoordinaten unterscheiden.

Im allgemeinen muß für eine FMCW-Anwendung ein etwas höherer Aufwand bei der Auswertung der Empfangssignale getrieben werden als beim CW-Doppler-Radar mit reiner Geschwindigkeitsmessung.

Diese Schrift soll die Grundlagen zur realen Umsetzung einer FMCW-Radarlösung bilden.

#### 1.2 Das FMCW-Radarprinzip

Ganz allgemein unterscheidet sich das FMCW-Radar vom einfacheren sog. Dopplerradar lediglich dadurch, dass es statt einer festen Sendefrequenz eine zeitlich veränderbare Sendefrequenz verwendet. Die folgenden Betrachtungen gelten unabhängig von der verwendeten Sendefrequenz. Es sei jetzt schon darauf hingewiesen, dass in einem späteren Absatz auf die Verfügbarkeit zugelassener Frequenzbereiche näher eingegangen wird, damit derartige Radargeräte im Betrieb nicht gegen geltende Bestimmungen verstoßen.

Während das sog. Dopplerradar eben den bekannten Dopplereffekt ausnützt, der nur bei bewegten Objekten auftritt, muss das FMCW-Radar auf Laufzeiteffekte zurückgreifen, die bei der Reflexion von elektromagnetischen Wellen an streuenden Objekten entstehen. Grundsätzlich könnte man dazu auch die Phasenlage eines Empfangssignals gegenüber dem Sendesignal ausnützen. Durch die Kurzwelligkeit der Mikrowellenstrahlung wird aber die Phaseninformation über einen Abstand von einer Wellenlänge hinaus (z.B. bei 24 GHz Sendefrequenz alle 12mm) mehrdeutig, so dass keine eindeutige Zuordnung zu einer bestimmten Entfernung möglich ist.

Die gleichzeitige Bestimmung von mehr als einem Parameter eines Objekts, also z.B. Geschwindigkeit und Entfernung, läuft auf die mathematische Aufgabe der Lösung eines Gleichungssystems mit entsprechend vielen (hier 2) Unbekannten hinaus. Deshalb müssen auch während eines Messzyklus durch geschickt gewählte Zeitverläufe der Sendefrequenz die gleiche Anzahl an Gleichungen wie Unbekannten aufzustellen sein (in unserem Beispiel also 2 Gleichungen mit 2 Unbekannten), damit dieses Gleichungssystem eindeutig lösbar wird.

Es soll hier auf die einfachsten Möglichkeiten und die Grundprinzipien der FMCW-Technik hingewiesen werden, wobei möglichst einfache Zeitverläufe der Sendefrequenz angestrebt werden. Der einfachste Verlauf neben dem Fall der Konstanz der Sendefrequenz ist verständlicherweise der lineare zunehmende oder abnehmende Verlauf der Sendefrequenz. Deshalb werden hier diese Verläufe zugrunde gelegt. Andere Zeitverläufe sind möglich, liefern aber kompliziertere Empfangssignale, die eine komplexe Auswertung voraussetzen.

### 1.2.1 Das FMCW-Radar zur reinen Entfernungsmessung eines ruhenden Objekts

Soll lediglich ein Parameter eines ruhenden Objektes, nämlich die Entfernung dieses Objekts vom Sensor bestimmt werden, genügt es, eine linear zunehmende (oder abnehmende) Rampe des zeitlichen Verlaufs der Sendefrequenz in Form eines „Sägezahns“ zu verwenden und diese Rampe periodisch zu wiederholen, um eine Mittelung der Messungen zu ermöglichen.

Die Erklärung der Funktionsweise ergibt sich sehr einfach aus dem folgenden Bild 1.

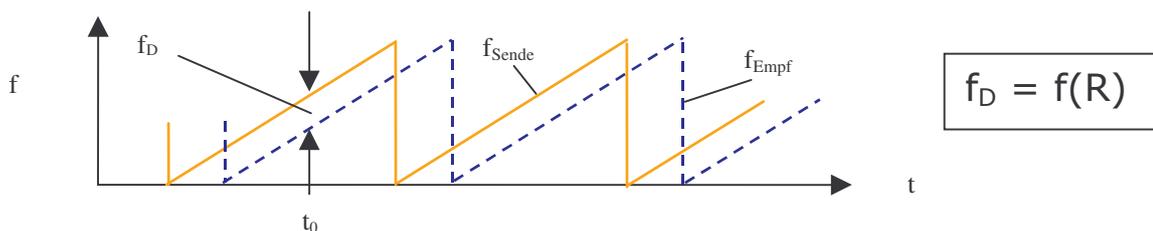


Bild 1: Zeitabhängiger Verlauf der Sende- und Empfangsfrequenzen beim FMCW-Radar mit Sägezahnmodulation

Die vom Sender ausgesendete gelbe Frequenzkurve unterscheidet sich nur durch einen Zeitversatz gegenüber der blauen, vom Empfänger erhaltenen Frequenzkurve. Betrachtet man zu einem Zeitpunkt  $t_0$  die augenblickliche Empfangsfrequenz, so ist sie bei einer steigenden Flanke des Frequenzverlaufs tiefer als die in diesem Augenblick eingestellte Sendefrequenz, da der Sender zwischenzeitlich frequenzmäßig hochgelaufen ist. Werden Sende- und Empfangssignal im Mischer gemischt, entsteht wegen der linearen Frequenzkennlinie eine konstante entfernungsabhängige Differenzfrequenz. Diese ist umso höher, je weiter das reflektierende Ziel entfernt ist.

Es besteht folgender Zusammenhang:

$$R = \frac{c_0}{2} \cdot T \cdot \frac{f_D}{\Delta f} \quad (1)$$

Dabei bedeuten:

$f_D$	Differenz-Frequenz
$\Delta f$	Frequenzhub
$T$	Sägezahn-Wiederholdauer
$R$	Entfernung eines reflektierenden Objekts
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit

Diese Formel soll hiermit diskutiert werden, um die Grenzen der Entfernungsmessung mit Radar herauszuarbeiten.

Es geht klar hervor, dass für kleine Entfernungen ein großer Frequenzhub  $\Delta f$  benötigt wird, da  $\Delta f$  im Nenner steht.

Eine sinnvolle Auswertung der Differenzfrequenz erscheint bis zu dem Punkt möglich, bis Sweepfrequenz und Differenzfrequenz gleich sind, bzw. während einer Sweepperiode mindestens ein voller Schwingungszug der Differenzfrequenz erzeugt wird.

Damit ergibt sich als kleinste messbare Entfernung:

mit  $T = \frac{1}{f_D}$  aus (1)  $\Rightarrow R_{\min} = \frac{c_0}{2 \cdot \Delta f}$  (2)

Betrachten wir das ISM-Band bei 24 GHz mit einer zugelassenen Bandbreite von 250 MHz, so ergibt sich eine minimale Entfernung von 0,75m.

### 1.2.2 Gleichzeitige Erfassung von Entfernung und Geschwindigkeit

Betrachten wir ein bewegtes Objekt, dessen augenblickliche Entfernung und Geschwindigkeit bestimmt werden sollen, so haben wir es mit der Überlagerung zweier Effekte zu tun:

dem in 1.2.1 beschriebenen Laufzeiteffekt, was zu einer zeitlichen Verschiebung der Empfangssignalkurve parallel zu x-(Zeit-) Achse führt

$$f_{\text{Lauf}} = \frac{2 \cdot R \cdot \Delta f}{c_0 \cdot T} \quad (3), \text{ abgeleitet aus (1)}$$

dem sog. Dopplereffekt, der durch die Objektbewegung eine scheinbare Verschiebung der Empfangsfrequenz parallel zur y-(Frequenz-) Achse führt.

Die dafür gültige Formel lautet:  $f_{\text{Dopp}} = 2 f_0 \cdot \frac{v}{c_0} \cdot \cos \alpha$  (4)

Dabei bedeuten:

$f_{\text{Dopp}}$	Frequenzdifferenz durch Dopplereffekt
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit
$v$	Geschwindigkeit des bewegten Objektes
$\alpha$	Winkel der Objektbewegungsrichtung zur direkten Verbindung Sensor - Objekt

Nehmen wir einfachheitshalber den Winkel  $\alpha$  zu Null an (Objekt bewegt sich geradlinig auf den Sensor zu oder vom Sensor weg), so dass dieser Term zu 1 wird.

$$f_D = 2f_0 \cdot \frac{v}{c_0} \quad (5)$$

Weiterhin müssen wir bedenken, dass wir zwei unbekannte Größen bestimmen müssen und dafür auch zwei Gleichungen benötigen. Wir werden also anstatt des in 1.2.1 verwendeten Sägezahns, der nur eine Gleichung während seiner ansteigenden Flanke liefert, z.B. eine Dreiecksmodulation benötigen, da deren ansteigende und abfallende Flanke jeweils eine eigene Gleichung liefern. Die beiden zu messenden Größen R (Entfernung) und v (Geschwindigkeit) werden somit durch die Lösung der 2 Gleichungen mit 2 Unbekannten errechnet.

Die folgende Darstellung beschreibt die Verhältnisse eines dreiecks-modulierten Mikrowellensignals im Sende- und Empfangsfall nach Reflexion an einem bewegten Objekt.

Für die an- bzw. absteigende Flanke des Dreieckssignals ergibt sich:

$$(A) \quad f_{Diff\_an} = |f_{Dopp} - f_{Lauf}|$$

$$(B) \quad f_{Diff\_ab} = f_{Dopp} + f_{Lauf}$$

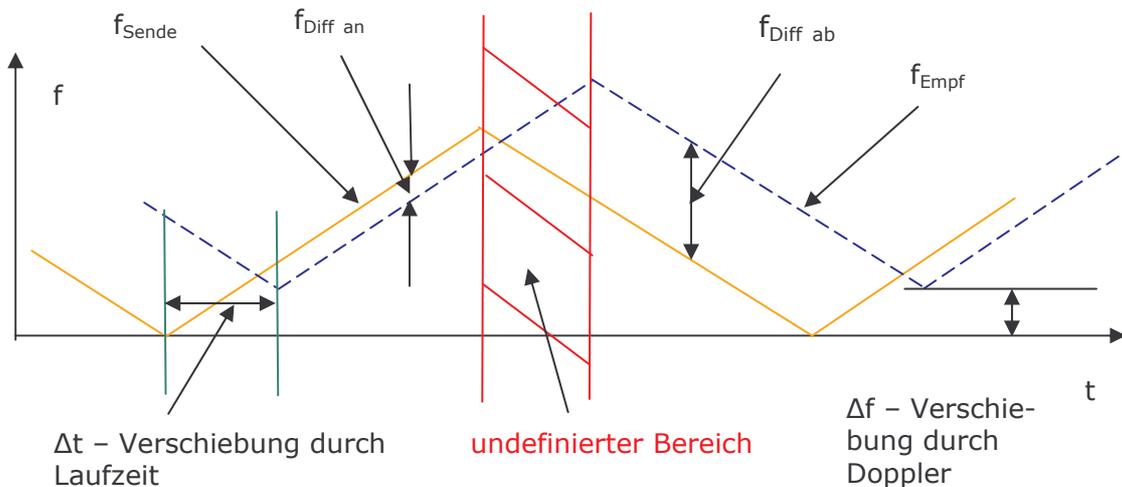


Bild 2: Zeitliche Verläufe der Sende- und Empfangsfrequenzen eines dreiecks-modulierten FMCW-Radars

Wir addieren (A) und (B) und erhalten:

$$f_{Diff\_an} + f_{Diff\_ab} = 2 \cdot f_{Dopp}$$

oder mit (5)

$$f_{Diff\_an} + f_{Diff\_ab} = 2 \cdot 2f_0 \cdot \frac{v}{c_0}$$

Daraus berechnet sich  $v$  zu:

$$v = \frac{c_0 \cdot (f_{\text{Diff\_an}} + f_{\text{Diff\_ab}})}{4 \cdot f_0} \quad (6)$$

Analog subtrahieren wir (A) und (B) und erhalten:

$$|f_{\text{Diff\_an}} - f_{\text{Diff\_ab}}| = 2 \cdot f_{\text{Lauf}}$$

oder mit (3)

$$|f_{\text{Diff\_an}} - f_{\text{Diff\_ab}}| = \frac{2 \cdot 2 \cdot R \cdot \Delta f}{(c_0 \cdot T)}$$

Daraus berechnet sich  $R$  zu:

$$R = \frac{(|f_{\text{Diff\_an}} - f_{\text{Diff\_ab}}| \cdot c_0 \cdot T)}{(4 \cdot \Delta f)} \quad (7)$$

Alle Größen in (6) und (7) sind entweder bekannte Parameter wie  $f_0$ ,  $\Delta f$ ,  $c_0$ , und  $T$  oder sie werden durch Frequenzmessung bestimmt ( $f_{\text{Diff\_an}}$  und  $f_{\text{Diff\_ab}}$ ).

## 2. Messgrößen, Auswertestrategie

### 2.1 Frequenzmessung

Wie im vorigen Kapitel abschließend bemerkt, sind einige Parameter durch die Betriebsdaten eines Radars bekannt. Die in der Gleichung (7) aufgeführten Frequenzen  $f_{\text{Diff an}}$  und  $f_{\text{Diff ab}}$  müssen allerdings während des Betriebs des Radars gemessen werden.

Wie aus Bild 2 zu ersehen ist, gibt es durchaus Überschneidungsbereiche, in denen keine monotonen Werte für  $f_{\text{Diff an}}$  und  $f_{\text{Diff ab}}$  vorliegen. Deshalb können diese Bereiche für die Frequenzmessung nicht verwendet werden.

In den Bereichen der an- und abfallenden Flanken, in denen sich konstante Frequenzwerte ergeben, kann die jeweilige Frequenz während der zur Verfügung stehenden Zeit gemessen werden.

Die Komplexität dieser Frequenzbestimmung hängt sehr vom Anwendungsgebiet ab. Grundsätzlich ist es möglich, durch geschickte Ausblendung der unerlaubten Bereiche mit analogen Verfahren wie Nullstellenzählung oder PLL die entstehenden Differenzfrequenzen zu bestimmen, die üblicherweise im kHz-Bereich liegen. Dazu kann das Empfangssignal durch A/D-Wandlung und Abtastung auf Nulldurchgänge untersucht werden. Dies funktioniert aber nur dann, solange nur ein einziges Objekt angemessen wird. Sobald mehr als ein Objekt, d.h. 2 oder gar mehrere Objekte im Erfassungsbereich liegen, überlagern sich die empfangenen Differenzfrequenzen zu komplizierten und verzerrten Schwingungen, die z.B. bei einfacher Nullstellenzählung zu unkontrollierbaren Messfehlern führen.

Im Falle des Vorhandenseins von Mehrfachzielen ist daher eine digitale Signalauswertung mit Fourier-Analyse (FFT = Fast Fourier Transform) unumgänglich. Sie setzt den „unübersichtlichen“ Zeitbereich in den Frequenzbereich um und liefert dort eindeutige Spektrallinien, die jedem Objekt zugeordnet werden können. Es übersteigt den Rahmen dieser Applikationsschrift, diese Art von Auswertung tiefer zu behandeln. Der Hinweis sei gestattet, dass bei sehr einfachen Anwendungen die Auswertung mit einer „Audio-Karte“ gelingen kann.

### 2.2 I/Q-Verfahren

Was bis jetzt für einen Empfangskanal erklärt wurde, kann grundsätzlich mit Sensoren mit sog. I/Q – Anordnungen der Empfangskanäle durchgeführt werden. Damit erhöht sich die Komplexität, aber es können damit Auslöschungseffekte und damit Lücken im Empfangssignal vermieden werden, die im Realfall durch Stehwellen auftreten. Diese Effekte sind keine Schwächen einzelner Radargeräte, sondern sind physikalisch durch die Natur der Mikrowellen bedingt

I/Q-Anordnungen entnehmen die Empfangssignale aus zwei um 90° phasenverschobenen Mischern und ermöglichen somit die Zeiger-Darstellung von Größen in der komplexen Ebene.

### 3. Anwendungsfälle

#### 3.1 Beschaltung und Betrieb eines FMCW-Radars

Im Gegensatz zum Dopplerradar besitzt ein FMCW-fähiger Transceiver einen weiteren Steuereingang – die Frequenzabstimmung (auch Sweep oder Chirp genannt). Je nach Hersteller und Gerät bewirken Steuerspannungen zwischen 0 und 8V eine Verstimmung der Sendefrequenz. So besitzen z.B. die 24 GHz-VCO-Transceiver IVS24-2-4-2-162 oder IVS24-2-8-4-148 von InnoSenT GmbH eine Abstimmstimmteilheit von ca. 40 bis 50 MHz/V, so dass bereits mit 5V Spannungshub am Frequenzabstimm-Port das gesamte ISM-Band durchfahren wird. Die maximale Sweep-Frequenz hängt von der internen Beschaltung ab, bei InnoSenT sind auf jeden Fall Frequenzen von mindestens 100 kHz möglich.

Die Linearität der Frequenzabstimmung ist abhängig vom gesamten Frequenzhub. Wird über einen kleinen Bereich wie z.B. nur 10 MHz abgestimmt, kann die Linearität sehr hoch sein, während die Frequenzkennlinie natürlich über den gesamten Abstimbereich von 250 MHz eine gewisse Krümmung aufweist. Soll diese linearisiert werden, muss eine Vorverzerrerschaltung für eine Kompensation der  $f(V)$  - Kennlinie sorgen.

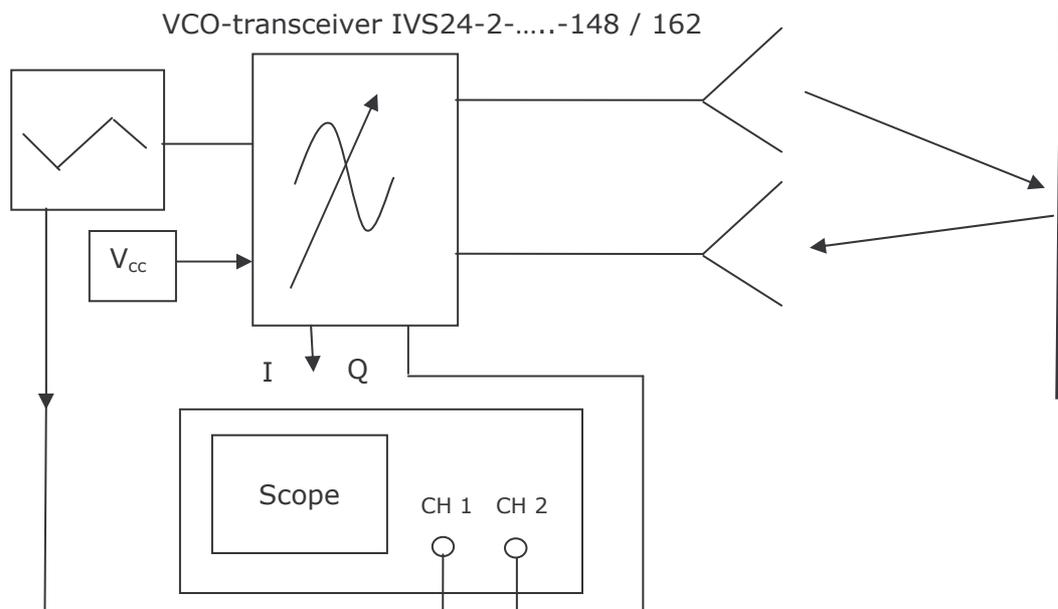


Bild 4: Testschaltung eines FMCW-Radar-Transceivers

Wie sehen typische Parameterkurven eines VCO-Transceivers aus?

Bild 5 auf der folgenden Seite zeigt eine typische Kennlinie der Sendefrequenz als Funktion der Betriebstemperatur bei verschiedenen Abstimmspannungen.

Die Vervielfältigung und/oder Veröffentlichung dieser Schritt oder von Auszügen davon ist nur mit der Zustimmung des Verfassers erlaubt.

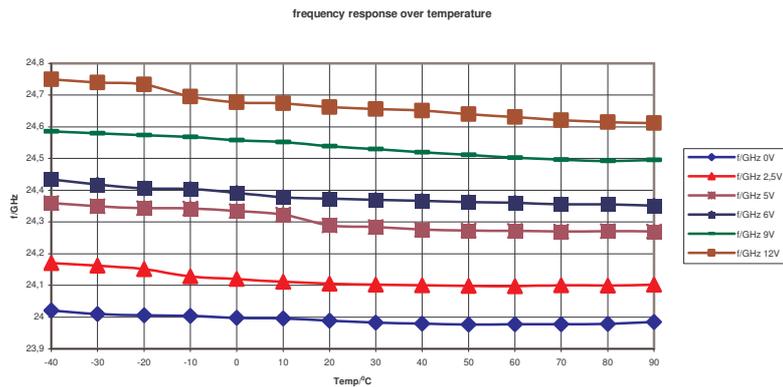


Bild 5: Frequenzgang eines VCO-Transceivers IVS24-2-...148/162 über Temperatur mit Abstimmspannung als Parameter

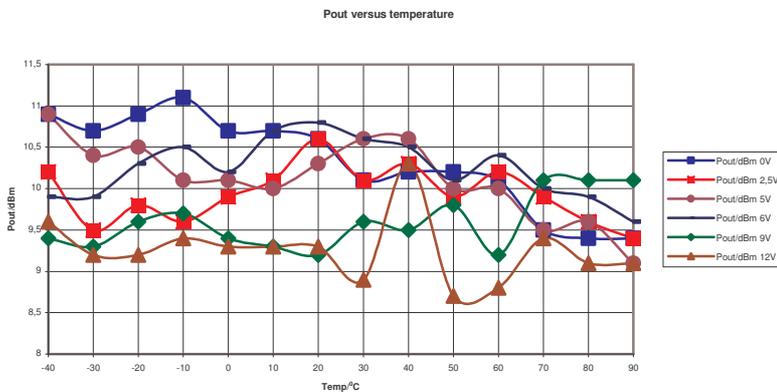


Bild 6: Ausgangsleistung eines VCO-Transceivers IVS24-2-....148/162 über Temperatur mit Abstimmspannung als Parameter

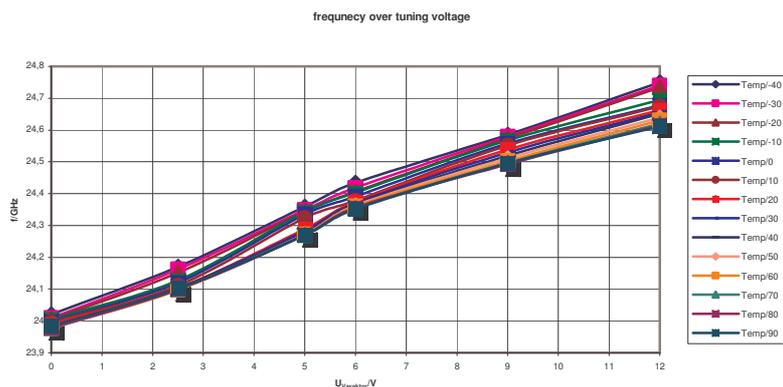


Bild 7: Sendefrequenz eines VCO-Transceivers IVS24-2-....148/162 über Abstimmspannung mit Temperatur als Parameter

Die Bilder 5 bis 7 zeigen die Zusammenhänge zwischen Sendefrequenz, Abstimmspannung, Temperatur und Ausgangsleistung für InnoSent VCO Transceiver vom Typ IVS24-2-....148 bzw. 162.

### 3.2. Erste Inbetriebnahme, reelle Empfangssignale

Anwender, die zum ersten Mal ein FMCW-Radar genau nach Vorschrift wie oben betreiben und keine weiteren Schaltungsmassnahmen wie Filterung vorsehen, glauben oft nach dem ersten Einschalten, einen Fehler begangen zu haben oder ein defektes Radargerät vor sich zu haben. Wie sieht das erste Signalbild eines FMCW-Radars sehr oft aus?

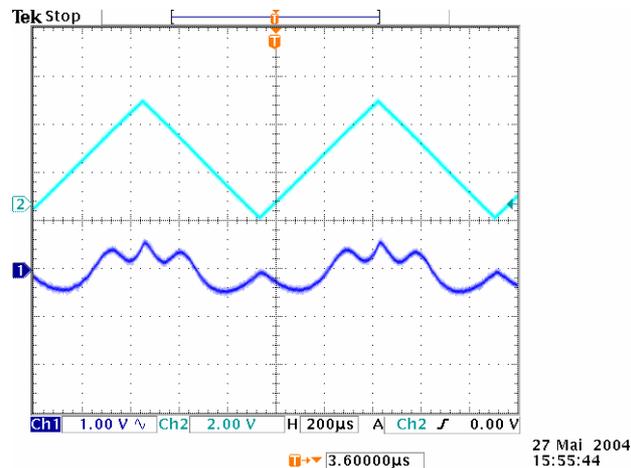


Bild 8: 1-kanaliges Empfangs-Ausgangssignal einer reflektierenden Wand in ca. 2m Entfernung, 240 MHz Frequenzhub, 1kHz Sweepfrequenz, gemessen mit InnoSenT VCO-transceiver IVS24-2-8-4-148 LG, Sweepsignal hellblau, Empfänger-Ausgangssignal dunkelblau

Der Anwender wird feststellen, dass das dominierende niederfrequente Signale nur geringfügig mit dem Messobjekt zu tun hat und unbeeinflussbar vorhanden ist, solange nicht der Parameter Wiederholddauer der Dreiecksmodulation verändert wird. Spätestens dann wird erkannt werden, dass dies das „Durchschlagen“ des Sweep- oder Chirp-Signals der Frequenzmodulation des Sendeteiles ist.

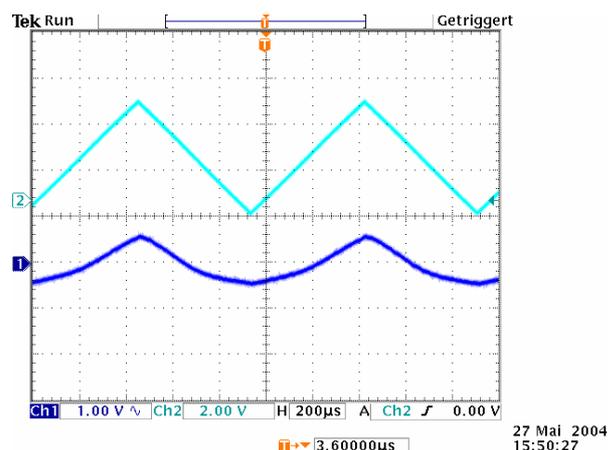


Bild 9: Empfangs-Ausgangssignal ohne irgendein Objekt

Dieser Effekt ist in der endlich großen Isolation des Empfangsmischers begründet, ist aufbauabhängig und kann bereichsweise kompensiert, aber niemals vollkommen beseitigt werden.

Um diesen Effekt zu minimieren, muss so früh wie möglich in der Auswerteschaltung eine Filterung des Sweepsignals vorgenommen werden. So hilfreich eine erste Vorverstärkung des NF-Ausgangssignals ist (unempfindlich gegen ESD, rauscharme Anpassung), sie

sollte nicht mehr als 20 bis 30 dB betragen, da sonst das durchschlagende Sweepsignal den Verstärker in die Sättigung treiben könnte.

Nun wird auch klar, warum bei kleinen Entfernungen die Radartechnik zur Messung von Entfernung Schwächen besitzt. In diesem Falle liegen aufgrund von Gleichung (2) die Meßsignale und das Sweepsignal frequenzmässig sehr nahe beieinander und sind mit analogen Filtern nicht mehr zu trennen.

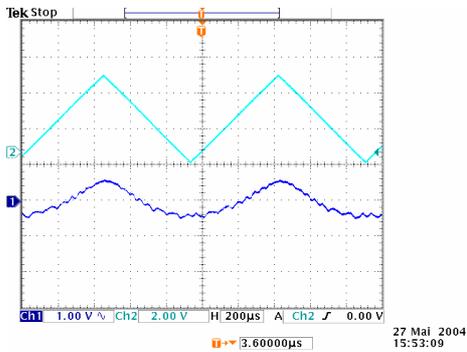


Bild 10: Wand in ca. 8m Entfernung

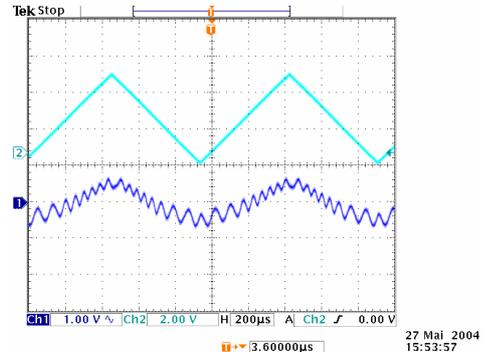


Bild 11: Wand in ca. 6m Entfernung

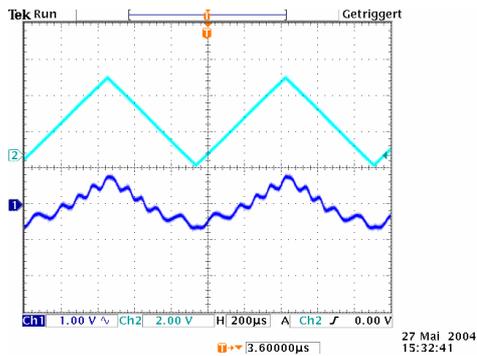


Bild 12: Wand in ca. 4m Entfernung

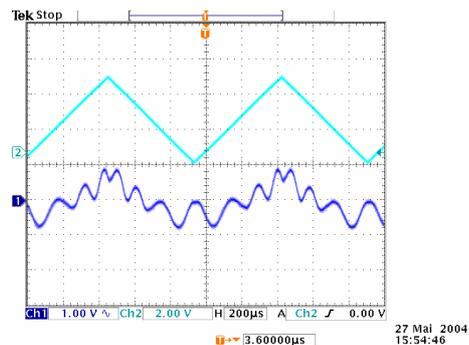


Bild 13: Wand in ca. 3 m Entfernung

Die vorgehenden Bilder zeigen typische Signalformen mit einer Wand als reflektierendes Objekt in verschiedenen Entfernungen. Dabei ist das Nutzsignal dem durchschlagenden Sweepsignal sozusagen aufmoduliert. Durch Filtern und weiteres Hochverstärken kann das Nutzsignal auf auswertbare Signalamplituden gebracht werden. Sehr gut zu sehen ist, dass die Nutzsignalfrequenz mit steigender Objektentfernung zunimmt und damit die Entfernungsinformation enthält.

Bei hohen Reichweiten, also mehr als 3m, spielt das Übersprechen des Sweepsignals keine Rolle mehr, da es hervorragend durch Filterung vom Nutzsignal zu trennen ist. Aber Filterung ist in jedem Falle nötig!

Bei digitaler Frequenzanalyse ist die Trennung ebenfalls erleichtert, das das Auftreten und die Spektrallinie des Sweepsignals eindeutig vorhergesagt werden kann.

---

Der Verfasser wünscht dem Leser viel Glück bei seinen Untersuchungen. Er bedankt sich bei seinen Mitarbeitern Dipl. Ing. Thilo Lenhard und Dipl. Ing. Michael Diefenbacher für die Ratschläge und Verfügbarkeit der gezeigten Messkurven.

Dr. Ing. Wolfgang Weidmann

InnoSenT GmbH  
Am Roedertor 30  
97499 Donnersdorf  
GERMANY  
Tel. +49(0)9528-9518-0  
Fax +49(0)9528-9518-99  
[info@InnoSenT.de](mailto:info@InnoSenT.de)  
[www.InnoSenT.de](http://www.InnoSenT.de)

