

Radartutorial

Buch 6 „Radarempfänger“

Die vorliegende Ausbildungshilfe ist eine Zusammenfassung von Seiten der Internetpräsentation „Radargrundlagen“ auf www.radartutorial.eu.

Inhaltsverzeichnis:

Radartutorial.....	1
Lernziele:.....	1
Radarempfänger	2
Superheterodynempfänger.....	2
Aufbau und Funktionsweise	2
Spiegelfrequenzunterdrückung.....	4
Berechnung der Spiegelfrequenz	4
Doppelsuper	6
Messungen am Radarempfänger	6
Empfängerempfindlichkeit	6
Dynamikbereich.....	8
Verstärkungsregelungen	9
STC - Verstärker.....	9
Automatische Verstärkungsregelung.....	9
Logarithmischer Verstärker	10
Dynamische STC- Kurve	10
Wissenstest.....	12

Lernziele:

Die hier genannten Lernziele sollen einen Überblick über die zu erwartenden Themen in diesem Kapitel geben. Dieses Kapitel der Homepage „Radargrundlagen“ vermittelt Kenntnisse über Empfänger in Radargeräten. Am Ende dieses Kapitels sollte der Lernende:

- die Anforderungen an einen Radarempfänger kennen;
- die Vorgänge in einem Superheterodynempfänger beschreiben;
- die Baugruppen eines Empfängers aufzählen und
- anhand eines Blockschaltbildes deren Funktion beschreiben können.

Radarempfänger

Ein Radarempfänger hat die Aufgabe, die von der Antenne aufgefangenen sehr schwachen Echosignale weiterzuverarbeiten, sie ausreichend zu verstärken und zu demodulieren, deren Impulsflanken zu regenerieren und als Videosignal am Ausgang bereitzustellen. Radarempfänger müssen sehr empfindlich sein und die schwachen Echosignale etwa 20- bis 30- Millionenfach verstärken.

Ein idealer Radarempfänger sollte über folgende Eigenschaften verfügen:

- rauschfreie Verstärkung des empfangenen Signals ohne dessen Signalform zu verändern;
- Optimierung der Entdeckungswahrscheinlichkeit von Zielen durch die Wahl einer zweckmäßigen Empfängerbandbreite;
- Unterstützung eines weiten Dynamikbereiches zur Anpassung sehr kleiner Echosignale an die sehr großen Störungen von Festzielen;
- Unterdrückung von Störsignalen, um die Ortung von Zielen zu optimieren.

Da Radargeräte auf sehr hohen Frequenzen arbeiten, ist der Radarempfänger immer ein Superheterodynempfänger, der die hohen Frequenzen auf ein niedrigeres Niveau der Zwischenfrequenz herabmischt.

Superheterodynempfänger

Um aus den hochfrequenten Empfangssignalen die gewünschte Information zu erhalten, müssen diese verstärkt und wieder in ein niederfrequentes Videosignal umgewandelt werden. Diese Aufgabe übernimmt ein Superheterodynempfänger. In dem Superheterodynempfänger wird die Empfangsfrequenz in eine leichter zu verarbeitende niedrigere Frequenz, die Zwischenfrequenz (ZF), umgesetzt. Da die Selektion durch Filterung der nun konstanten ZF erfolgt, können (im Gegensatz zu den bei einem Geradeausempfänger benötigten abstimmbaren HF-Filtern) für eine feste Frequenz eingestellte Filter verwendet werden. Daher ist eine deutlich höhere Selektion (Trennschärfe) realisierbar, wodurch ein wesentlich verbesserter Empfang möglich wird. Durch die Frequenzumsetzung bleiben alle auf die hochfrequente Trägerfrequenz aufmodulierten Informationen erhalten die dann bei einer Demodulation in ein Videosignal umgewandelt werden.

Aufbau und Funktionsweise

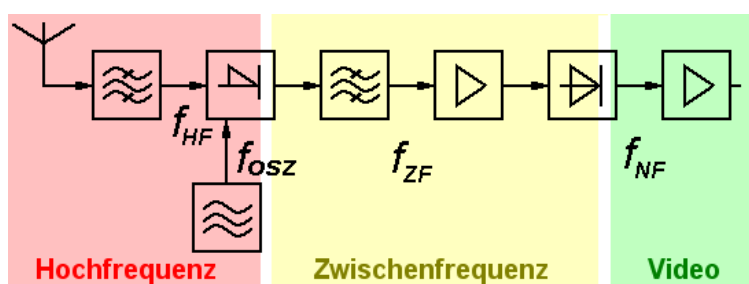


Abb. 1: Blockschaltbild eines Superheterodynempfängers

Spiegelfrequenzfilter (HF-Vorverstärker)

Das Spiegelfrequenzfilter ist meist ein breitbandiger HF-Vorverstärker, welcher so dimensioniert ist, dass die Spiegelfrequenzen außerhalb seiner Grenzfrequenzen liegen.



Einige ältere Radargeräte haben keinen rauscharmen HF-Vorverstärker. Das Echosignal wird direkt auf die Mischstufe gegeben. Das hat aber einige Nachteile, denn es ist durchaus möglich, dass durch einen Empfänger, der auf eine Empfangsfrequenz abgestimmt ist, zwei völlig verschiedene Sender empfangen werden.

Mischstufe

Kern einer Mischstufe ist bei den hohen Frequenzen eines Radarempfängers meist eine Mischdiode. Bei einer Mischstufe entstehen mehrere Ausgangsfrequenzen:



- $f_{zf} = f_{empf} - f_{osz}$
- $f_{zf} = f_{osz} - f_{empf}$

In diesen beiden neuen Frequenzen sind nach wie vor noch die Informationen (Modulation) der Empfangsfrequenzen enthalten. Das Eingangssignal wurde nur auf zwei andere Frequenzbereiche umgesetzt. Da es aber keine Bauteile gibt, die eine negative Frequenz von einer positiven Frequenz unterscheiden können, gilt:

- $f_{zf} = |f_{osz} - f_{empf}|$

Die Zwischenfrequenz ist also der „Betrag“ der Differenz der Frequenz. Das Ergebnis ist somit mehrdeutig: eine zweite, gegenüber der Oszillatorfrequenz „gespiegelte“ Frequenz erfüllt diese Bedingung ebenfalls. Wenn zum Beispiel die ZF gleich 60 MHz und die Oszillatorfrequenz 1090 MHz betragen, werden vom Empfänger sowohl $(1090 + 60 = 1150)$ MHz als auch $(1090 - 60 = 1030)$ MHz verarbeitet. Eine von den beiden Frequenzen ist aber die unerwünschte Spiegelfrequenz! Deshalb darf die unerwünschte Frequenz nicht durch das Spiegelfrequenzfilter gelangen.

Oszillator

Der Empfängeroszillator erzeugt die zum Mischen der Zwischenfrequenz nötige Hochfrequenz. Die meisten Radargeräte nutzen eine Zwischenfrequenz zwischen 30 und 75 MHz. Diese Zwischenfrequenz wird durch Mischung einer lokal im Empfänger erzeugten Frequenz mit der empfangenen Frequenz erzeugt. Dieser Empfängeroszillator ist sehr wichtig für die Funktion des Empfängers und muss sowohl abstimbar sein als auch extrem frequenzstabil arbeiten. Schwingt der Empfängeroszillator beispielsweise auf einer Frequenz von 3000 MHz und hat eine Frequenzstabilität von nur 0,1%, dann bedeutet das eine Schwankung von 3 MHz! Das ist manchmal schon die Bandbreite des Empfängers und das bedeutet eine nicht hinnehmbare Verschlechterung der Empfindlichkeit des Empfangskanals.



Die Ausgangsleistung des Empfängeroszillators ist meist sehr gering (20 bis 50 mW). (Die nachfolgende Mischstufe benötigt nur eine geringe Signalleistung.) Die Frequenz des Empfängeroszillators muss über einen sehr großen Bereich (bis zu 1000 MHz!) abstimbar sein und muss jeder Sendefrequenzänderung folgen, so dass eine konstante Zwischenfrequenz aus Sendefrequenz und Empfängeroszillatorfrequenz entsteht. Diese kann entweder

- um die Zwischenfrequenz oberhalb der Empfangsfrequenz liegen („hoch-liegender Oszillator“), oder
- um die Zwischenfrequenz unterhalb der Empfangsfrequenz liegen („tief-liegender Oszillator“).

ZF-Filter

Alle anderen unerwünschten Frequenzen außer der Spiegelfrequenz werden durch das ZF-Filter blockiert. Das ZF-Filter besteht meist aus einem oder mehreren Bandfiltern, die nur die ZF-Frequenz mit einer gewissen Bandbreite durchlassen.



Diese Bandbreite ist z.B. notwendig, um auch Echos mit größerer Dopplerfrequenz empfangen zu können. In Radarempfängern ist diese Bandbreite meist 3 bis 5 MHz groß und kann auch noch weit darüber liegen. Das klingt sehr viel, aber schließlich werden Impulse mit steilen Flanken empfangen. Ist die Bandbreite des ZF-Filters zu klein, dann gehen die Impulsflanken verloren und statt des Rechteckimpulses wird nur noch eine Sinus-Halbwellen auf der Grundfrequenz des Impulses empfangen.

In der Impulsform (also in den Oberwellen der Grundfrequenz) steckt aber viel Information. Diese werden sogar oft durch eine aufwändige Fourieranalyse ermittelt. Deshalb müssen auch diese Frequenzen ebenfalls durch das ZF-Filter gelangen können.

ZF-Verstärker

In dem ZF-Verstärker wird der größte Anteil der Verstärkung eines Superheterodynempfängers erbracht. Um die große Dynamik der Echosignale zu verarbeiten, werden verschiedene automatische [Verstärkungsregelungen](#) genutzt.



Demodulator

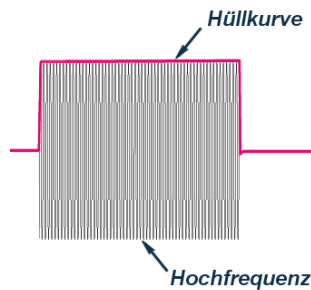


Abb. 2: Impulsmodulation

Von den Hochfrequenzschwingungen wird als Impuls nur eine Hälfte einer (gedachten) Hüllkurve benötigt.



Einfachste Demodulationsmöglichkeit bietet eine Diode mit nachfolgendem Kondensator:

Der Kondensator hat hier die Funktion eines Tiefpasses und sperrt die verbliebenen Anteile der Zwischenfrequenz. Außer der hier gezeigten Amplituden-Demodulation gibt es

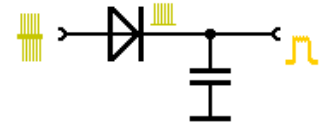


Abb. 3: einfache Demodulationsschaltung

Videoverstärker

Der Videoverstärker verstärkt die Videosignale und passt sie an die folgende Leitung an. Rückwirkungen auf den Demodulator durch die Belastung der Leitungen und der folgenden Baugruppen werden verhindert.



Spiegelfrequenzunterdrückung

Die Entstehung von Spiegelfrequenzen wurde schon unter der Baugruppe [Mischstufe](#) erläutert. Der Abstand der Spiegelfrequenz von der selektierten Empfangsfrequenz ist direkt von der Größe der Zwischenfrequenz abhängig.

Berechnung der Spiegelfrequenz

am Beispiel der UKW-Radiofrequenzen (87,5 - 108 MHz):

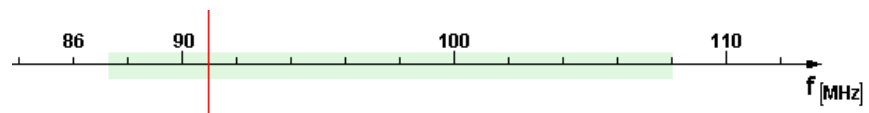


Abb. 4: Scala eines Empfängers für UKW-Rundfunk

Nehmen wir mal an, dass in einem Rundfunkempfänger für UKW die Oszillatorfrequenz oberhalb der Empfangsfrequenz liegt. Dann sind am Mischerausgang durch die Betragsbildung Zwischenfrequenzen von zwei Empfangsfrequenzen zu erwarten:

$$f_1 = f_{\text{oszillator}} + f_{\text{ZF}}$$

$$f_2 = f_{\text{oszillator}} - f_{\text{ZF}}$$

(Bei einer Oszillatorfrequenz unterhalb der Empfangsfrequenz würden sich hier nur die Vorzeichen ändern.)

Wenn ich die größte Frequenz empfangen will, muss die Spiegelfrequenz um mehr als die Kanalbreite einer Empfangsfrequenz unterhalb des Empfangsbandes liegen (und umgekehrt).

Bei einer Empfangsfrequenz von 108 MHz darf ein fremder Sender also etwa bei 87 MHz liegen und bei einer Empfangsfrequenz von 87,5 MHz bei etwa 108,5 MHz, ohne dass Störungen durch Spiegelfrequenzen zu erwarten wären. Diese beiden Frequenzen setze ich in den Gleichungsansatz ein und stelle nach der Oszillatorfrequenz um:

$$\begin{aligned}108,5 \text{ MHz} &= f_{\text{oszillator}} + f_{\text{ZF}} \\87,0 \text{ MHz} &= f_{\text{oszillator}} - f_{\text{ZF}}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}f_{\text{oszillator}} &= 108,5 \text{ MHz} - f_{\text{ZF}} \\f_{\text{oszillator}} &= 87,0 \text{ MHz} + f_{\text{ZF}}\end{aligned}$$

Jetzt kann ich beide Gleichungen in eine Formel bringen...

$$108,5 \text{ MHz} - f_{\text{ZF}} = 87,0 \text{ MHz} + f_{\text{ZF}}$$

... und nach der Zwischenfrequenz umstellen:

$$\begin{aligned}2f_{\text{ZF}} &= (108,5 - 87,0) \text{ MHz} \\f_{\text{ZF}} &= 10,75 \text{ MHz}\end{aligned}$$

Und welch ein Zufall: Die Radioempfänger für dieses Frequenzband arbeiten alle auf der Zwischenfrequenz von 10,7 MHz!

In diesem Beispiel haben wir die Formel zum Berechnen der Spiegelfrequenz durch das verständnisvolle Herangehen gleich hergeleitet. Wenn man die nun ermittelte Formel in Zukunft gleich anwendet, können einige Rechenschritte übersprungen werden:

$$\begin{aligned}\text{wenn } f_{\text{Empfang}} > f_{\text{Oszillator}} \\ \text{(also einem „tiefliegenden Oszillator“)} \text{ dann: } & f_{\text{Spiegel}} = f_{\text{S/E}} - 2 \cdot f_{\text{ZF}}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\text{wenn } f_{\text{Empfang}} < f_{\text{Oszillator}} \\ \text{(also einem „hochliegenden Oszillator“)} \text{ dann: } & f_{\text{Spiegel}} = f_{\text{S/E}} + 2 \cdot f_{\text{ZF}}\end{aligned}$$

Für einen Radarempfänger bedeutet das also, dass wenn eine Arbeitsfrequenz in einem sehr großen Frequenzband genutzt werden soll (z.B.: ein ATC-Radar im oberen E- Band von 2,7 bis 3,0 GHz), dann muss zur Vermeidung des Empfanges von Spiegelfrequenzen die Zwischenfrequenz ebenfalls sehr große Werte annehmen (hier dann also mindestens 150 MHz).

Bei der Wahl der Zwischenfrequenz müssen wir beachten

- dass auf dieser Frequenz keine starken Sender arbeiten, die „durchschlagen“, also auf der Zwischenfrequenz stören können;
- dass diese Frequenz nicht zu groß, also leicht zu verarbeiten ist und
- dass diese Frequenz möglichst so groß ist, dass die Spiegelfrequenz außerhalb des Empfangsbandes liegt.

Die Frequenz 150 MHz liegt hier aber mitten in einem auch für internationale Notrufe genutzten Frequenzband, darf also nicht verwendet werden. Auf dieses Frequenzband folgt ein für Fernsehübertragungen stark genutzter Bereich, der wegen der zu erwartenden Störungen ebenfalls nicht genutzt werden kann. Will man diese Fernsehkanäle (inklusive aller Kabelkanäle) meiden und trotzdem eine gute Spiegelfrequenzunterdrückung erzielen, muss man eine Zwischenfrequenz zwischen dem letzten Kabel-Sonderkanal S32 (440 MHz) und dem ersten UHF-Kanal 21 im Fernsehband IV (470 MHz) nutzen. Da die Kabelkanäle mit geringerer Leistung arbeiten als die terrestrischen Fernsehsender, ist die Frequenz von 450 MHz zum Beispiel eine gute Wahl.

Doppelsuper

Die durch die Spiegelfrequenzunterdrückung bedingten sehr großen Zwischenfrequenzen sind allerdings immer noch sehr unhandlich. Wir haben von der Zwischenfrequenz eigentlich erwartet,

- dass diese Frequenz nicht zu groß, also leicht zu verarbeiten ist.

Der Kompromiss ist hier, dass zwei Superhets hintereinandergeschaltet werden können. Die Verstärkung auf der ersten Zwischenfrequenz reicht aus, um eine Spiegelfrequenz zu unterdrücken. Den größeren Anteil an der Gesamtverstärkung liefert jedoch der Verstärker der 2. ZF:

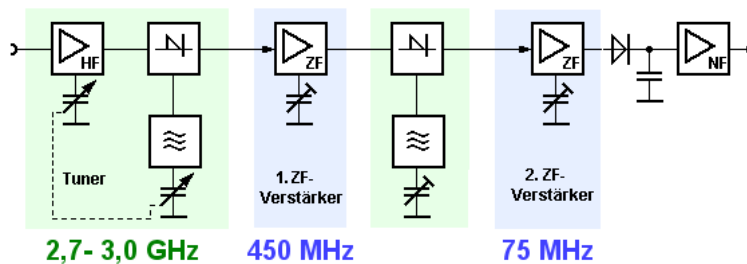


Abb. 5: Blockschaltbild eines Doppelsupers

Die Größe der 1. Zwischenfrequenz haben wir uns schon erarbeitet. Die Größe der 2. Zwischenfrequenz hängt auch von der Bandbreite der zu selektierenden Arbeitsfrequenz ab. Hier werden als Zwischenfrequenz meist Standardwerte ab 60 MHz aufwärts gewählt.

Messungen am Radarempfänger

Empfängerempfindlichkeit

Die kleinstmögliche Leistung am Eingang eines Empfängers (P_{emin}) die zu einem Zielzeichen verarbeitet werden kann ist ein wichtiges Element bei der Bestimmung der größtmöglichen Reichweite eines Radargerätes. Dieser Pegel der Empfindlichkeit hat Werte in der Größenordnung von 10^{-13} Watt (-100 dBm).

Empfänger werden aber so konstruiert, dass sie nicht wesentlich empfindlicher sind als sie unbedingt sein müssen. Denn die Empfindlichkeit eines Empfängers begrenzt seine Bandbreite und das soll etwa in Kauf genommen werden, nur um Signale empfangen zu können, die eigentlich gar nicht erwünscht sind?

Zusätzlich gilt auch die Regel: Je unempfindlicher der Empfänger, desto günstiger die [Falsch-alarmlrate](#) des Radargerätes. Gleichzeitig sinkt damit aber auch die Entdeckungswahrscheinlichkeit eines „guten“ Echos, also einem Signal, welches über das Grundrauschen des Empfängers hinausragt, weil dieses Signal bei kleinerer Empfängerempfindlichkeit größer sein muss.

Hier werden zwei Begriffe verwendet, die durch den Gleichklang und die gleich verwendete Abkürzung oft miteinander verwechselt werden.

- **Minimum Detectable Signal (MDS)**

Der Begriff Minimum Detectable Signal wird benutzt, um eine minimal mögliche Empfangsleistung für eine *automatische Zielerkennung* zu bestimmen.

Nur: ob dieses Signal dann auch wirklich zu einem Zielzeichen weiterverarbeitet werden kann, ist damit noch lange nicht ausgesagt.

- **Minimum Discernable Signal (MDS)**

Der Begriff Minimum Discernable Signal wird oft dann benutzt, wenn das Signal durch einen *Bediener* aus dem Rauschen noch erkannt werden soll.

(Dieser Wert liegt oft auch weit unter dem Minimum Detectable Signal!)

Minimum Discernable Signal (MDS)

Eine Größe der kleinstmöglichen empfangbaren Leistung (P_{emin}) am Empfängereingang die auf dem Sichtgeräten noch erkannt wird, wird Minimum Discernable Signal (MDS) genannt (engl.: *discernable* = *discernible* : deutsch: *erkennbar, wahrnehmbar*).

Dieser Wert wird meist auf einem Sichtgerät (A- Scope oder PPI) bestimmt und ist die Angabe der Leistung am Empfängereingang, wenn das Signal gerade so noch auf dem Sichtgerät erkennbar ist. Er wird meist in dBm angegeben und erreicht bei guten Radarempfängern Werte von -110 dBm ... -113 dBm. Leider wird aber gerade dieser Wert bei einer Messung oft subjektiv verfälscht.

Mit Hilfe eines geeigneten Pulsgenerators erzeugt man im Rhythmus der PRF HF-Impulse, die eine Leistung von 1 mW (= 0 dBm) haben. Diese Impulse werden über ein variables Dämpfungsglied in den Empfangsweg eingespeist. Das Empfängervideo wird auf ein Oszilloskop gegeben oder auf einem PPI- Scope betrachtet. Mit Hilfe des variablen Dämpfungsgliedes werden nun die HF-Signale so weit bedämpft, bis das Signal entweder auf dem Oszilloscope oder auf dem PPI- Scope nicht mehr zu erkennen ist. Zu dem am variablen Dämpfungsglied ablesbaren Wert (z.B. -100 dB) werden die Dämpfungen des Messaufbaus (Kabel, Koppler, Empfangsweg etc.) addiert. (Bei diesem Messaufbaubeispiel muss zu dem abgelesenen Wert noch die Dämpfung des Kabels und der beiden Stecker addiert werden. Am Empfänger kommen hier also nur -106 dBm an!) Das Ergebnis gibt den MDS- Wert für den durchgemessenen Empfänger an.

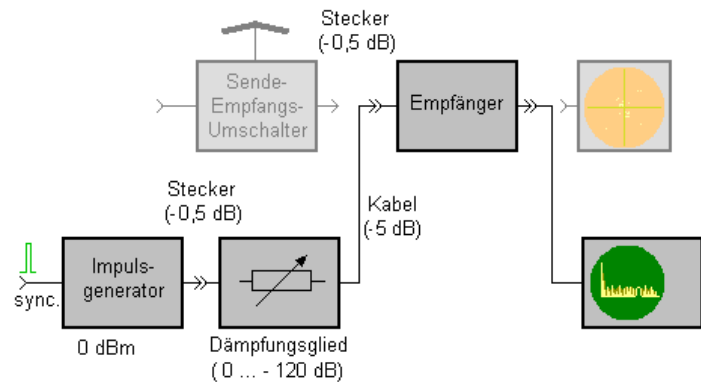


Abb. 6: Messaufbau

Zu dem am variablen Dämpfungsglied ablesbaren Wert (z.B. -100 dB) werden die Dämpfungen des Messaufbaus (Kabel, Koppler, Empfangsweg etc.) addiert. (Bei diesem Messaufbaubeispiel muss zu dem abgelesenen Wert noch die Dämpfung des Kabels und der beiden Stecker addiert werden. Am Empfänger kommen hier also nur -106 dBm an!) Das Ergebnis gibt den MDS- Wert für den durchgemessenen Empfänger an.

Minimum Detectable Signal (MDS)

Eine Größe der kleinstmöglichen empfangbaren Leistung (P_{emin}) am Empfängereingang, die von einem Plotextraktor noch verarbeitet werden kann, wird Minimum Detectable Signal (MDS) genannt.

Dieser Wert wird meist nach dem ZF-Verstärker (oft noch vor dem I&Q- Detektor) gemessen und ist die Angabe der Leistung am Empfängereingang, wenn das gemessene Signal um 3 dB über dem mittleren Pegel des Grundrauschens liegt. Er wird meist in dBm angegeben und liegt bei sehr empfindlichen Radarempfängern in der Größenordnung -103 dBm ... -110 dBm.

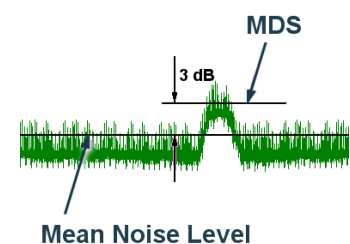


Abb. 7: Signal-Rauschverhältnis für die Messung des MDS

Der Messaufbau ist gleich dem des Minimum Discernable Signals, aber bei der Einstellung der Dämpfung wird ein definiertes Signal- Rausch- Verhältnis eingestellt. Da das Rauschsignal, das bei der MDS- Messung auf dem Oszilloscope zu sehen ist, keine konstante Amplitude hat, wird eine exakte Messung auf Schwierigkeiten stoßen. Um den Toleranzbereich des Messergebnisses möglichst gering zu halten, sollte eine optische Mittelung des Rauschsignals vorgenommen, der Wert numerisch ermittelt werden und die HF-Signale bis zu dem Vierfachen von diesem Wert bedämpft werden.

Diese Messung wird von Radargeräten mit digitalem Empfänger meist automatisch ermittelt (**BITE** – **B**uilt **I**n **T**est **E**quipment) und findet in der Totzeit zwischen dem Ende der Empfangszeit und dem nächsten Sendeimpuls statt.

Empfängerbandbreite

Eines der wichtigsten Faktoren für die Empfängerempfindlichkeit ist das Empfängerrauschen. Jeder Empfänger (und Radarempfänger machen da keine Ausnahme) hat ein gewisses Eigenrauschen, welches zu dem empfangenen Rauschen addiert wird. Das lässt sich auch durch die gewissenhafteste Konstruktion des Empfängers nicht verhindern. Die Größe dieses Eigenrauschens (auch thermisches Rauschen genannt) ist proportional zur Empfängerbandbreite.

Eine Verringerung der Empfängerbandbreite kann also das Eigenrauschen des Empfängers verringern. Aber: Wenn die Bandbreite zu gering ist, dann kann der Empfänger einige Signale nicht mehr (oder nicht mehr so gut) verarbeiten. Also ist hier wieder einmal ein Kompromiss fällig. In der Praxis wird eine Empfängerbandbreite annähernd dem Reziprokwert der Impulsdauer gewählt. Wenn z.B. wenn das Radargerät Impulse von 1 μ s Dauer aussendet, dann ist die optimale Empfängerbandbreite etwa 1 MHz. Werden dagegen frequenzmodulierte Impulse ausgesendet, wie sie beim Pulscompressionsverfahren verwendet werden, dann muss die Bandbreite des Empfängers sehr viel höher sein.

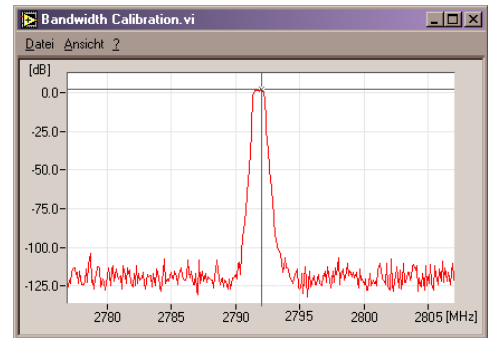


Abb. 8: mit dem SASS-S Tool gemessene Empfängerbandbreite (hier etwa 1 MHz)

Dynamikbereich

Der Empfänger muss die empfangenen Signale verstärken, ohne sie zu verzerren. Wenn aber ein starkes Festzielecho das Empfängersystem in die Sättigung (engl.: Saturation) treibt, dann werden als Resultat die verschiedenen Frequenzanteile des Signals unterschiedlich verstärkt, das heißt, das Spektrum wird verändert. Diese Änderung des Spektrums verringert die Möglichkeiten des Radars, mit Hilfe der Doppler- Frequenz diese starken Festzielechos auszublenden. Weiterhin kann, wenn der Empfänger in der Sättigung ist, ein schwaches Echo eines Flugzeuges in der Nähe des Festzieles nicht mehr erkannt werden. Deshalb muss der Dynamikbereich des Empfängers vom Rauschpegel bis hin zum stärksten zu erwartenden Festzielecho reichen. In der Praxis umfasst diese geforderte Dynamik einen Bereich von etwa 80 dB.

Die Stärke von Störsignalen im Verhältnis zu einem schwachen Zielecho betragen durchschnittlich:

- Wetterstörungen bis zu 55 dB
- Geisterziele bis zu 70 dB
- Festzielstörungen auf See bis zu 75 dB
- Festzielstörungen an Land bis zu 90 dB.

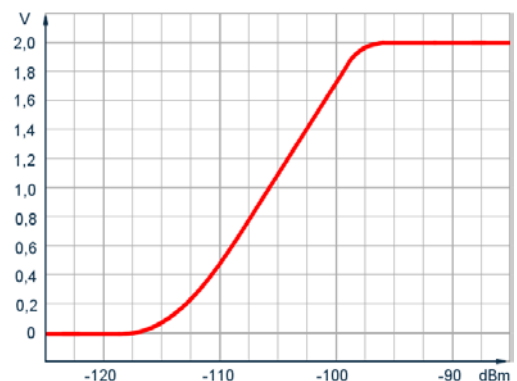


Abb. 9: Receiver- Calibration Curve

Das in der Abbildung 9 gezeigte Diagramm ist eine Receiver- Calibration Curve, die durch ein spezielles Messtool (SASS-S) ermittelt werden kann. Der Messaufbau ist ähnlich dem der Messung der Empfängerempfindlichkeit, aber es wird nicht nur ein Empfindlichkeitswert gemessen, sondern die eingespeiste Leistung wird kontinuierlich verringert und es werden auch alle Zwischenwerte gemessen, die dann als Funktion $U_{\text{Videosignal}} = f(P_e)$ dargestellt werden. Dieser Empfänger hat also eine Dynamik von 20 dB. Das ist gemessen an der Dynamik der Eingangssignale (80 dB) sehr wenig. Um die Nachteile, die daraus entstehen, zu kompensieren, muss also zusätzlicher Schaltungsaufwand durch angepasste Verstärkungsregelungen betrieben werden.

Verstärkungsregelungen

An die in Radarempfängern eingesetzten ZF-Verstärker werden hohe Anforderungen gestellt. Sie müssen sehr kleine Signale verarbeiten können und dürfen gleichzeitig durch sehr große Signale nicht übersteuert werden. Deswegen werden spezielle Verstärkungsregelungen eingesetzt.

	englisch	deutsch
STC	sensitivity time control	entfernungs- (also: zeit-) abhängige automatische Verstärkungsregelung (auch GTC: Gain Time Control genannt)
AGC	automatic gain control	A utomatische (vom Rauschpegel abhängige) V erstärkungs- R egelung
MGC	main gain control	Standardverstärkung (statische Handregelung)
log amp	logarithmic amplifier	logarithmischer Verstärker

Tabelle 1: Verstärkungsregelungen

STC - Verstärker

Echos, die zu Beginn der Empfangszeit einer PRT am Empfänger eintreffen, stammen aus dem Nahbereich und haben daher eine große Amplitude. Echosignale, die am Ende einer Empfangszeit empfangen werden, haben eine kleine Amplitude, da sie von weiter entfernten Zielen stammen.

Beim STC- Verstärker (Sensitivity Time Control) wird die Verstärkung im Verlauf der Empfangszeit kontinuierlich erhöht. Der Verstärkungsfaktor ist also zeitabhängig. Die nachfolgende Abbildung zeigt den prinzipiellen Verlauf der Verstärkung im Abhängigkeit von der Zeit bzw. von der Entfernung. Idealerweise ist der Verstärkungsfaktor V proportional zu R^4 . In der Praxis wird dieser Verlauf häufig durch die entstehende e- Funktion beim Laden eines Kondensators angenähert.

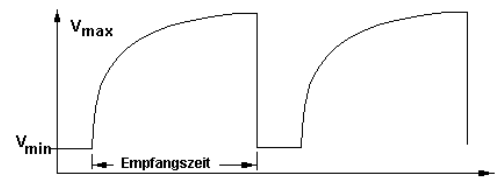


Abb. 10: STC- Kurve

In einigen Radargeräten kann es durchaus vorkommen, dass statt der zeitabhängigen Verstärkung eine zeitabhängige Dämpfung eingesetzt wird. Man spricht in diesem Zusammenhang dann von Nahechodämpfung. Diese meist mit pin-Dioden realisierten Dämpfungsglieder sollten möglichst weit vorn in der Verarbeitungskette eingesetzt werden (praktisch gleich nach dem HF-Vorverstärker), um das Eigenrauschen des Empfängers zu minimieren.

Automatische Verstärkungsregelung

In dieser Variante der Verstärkungsregelung wird aus dem Nutzsignal eine Regelspannung gewonnen, welche die Verstärkung einer oder mehrerer Verstärkerstufen regelt. Damit diese Regelspannung nicht zu einer Gegenkopplung wird, muss sie durch eine Diode und einen Ladekondensator gleichgerichtet werden. Damit wird diese Schaltung aber sehr träge und kann nur eine über mehrere PRP' s konstante Regelspannung liefern.

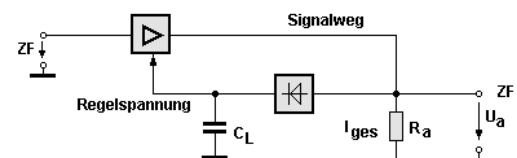


Abb. 11: Automatische Verstärkungsregelung

In der Praxis werden solche Schaltungen genutzt, um die Wirkung von Rauschstörungen auf den Empfänger zu mildern, die sonst zu einer Übersteuerung führen würden.

Logarithmischer Verstärker

Eine weitere Möglichkeit zur Verringerung der Echodynamik ist der Einsatz eines sogenannten logarithmischen Verstärkers. Sein Name kommt daher, weil seine Kennlinie einen logarithmischen Verlauf hat. Charakteristisch für einen logarithmischen Verstärker ist, dass er kleine Signale stark, große Signale hingegen weniger stark verstärkt. Dadurch ist es möglich, bei hoher Empfindlichkeit auch noch sehr starke Echos verzerrungsfrei zu verarbeiten.

Der Logarithmische Verstärker besteht aus mehreren hintereinandergeschalteten Verstärkern. Die Anzahl der Verstärkerstufen bestimmt die Dynamik des Verstärkers. Der Gesamtverstärker hat eine annähernd logarithmische Kennlinie. Dadurch ergibt sich ein Verstärkungsfaktor, der von der Eingangsamplitude abhängt.

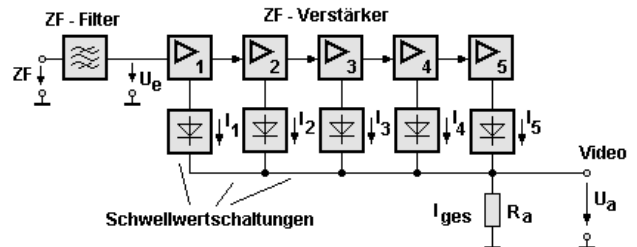


Abb. 12: Prinzipschaltbild eines logarithmischen Verstärkers

Sobald eine Verstärkerstufe übersteuert, entsteht auf Grund der Signalverzerrung eine Gleichspannung am unteren Ausgang der Verstärkerstufe. Ab einer bestimmten Höhe der Gleichspannung schaltet die Schwellertschaltung durch und ein Strom fließt über R_a . Alle nachfolgenden Stufen übersteuern ebenfalls und liefern daher keinen Verstärkungsbeitrag, allerdings jeweils einen Strom-Betrag. Die Ströme addieren sich über R_a zum Strom I_{ges} .

In der Praxis ist es durchaus üblich, sowohl logarithmische als auch STC- Verstärker in einem Empfänger zu verwenden.

Dynamische STC- Kurve

Die Größe der Festzielechos, die abhängig vom aktuellen Seitenwinkel der Antenne variieren, diktiert die Bezugsgröße der STC- Kurve. Deswegen messen moderne Radarempfänger den Pegel der Festzielechos für jede Range- Cell und setzen die STC- Dämpfung dann abhängig vom Seitenwinkel und der Entfernung. In den meisten Fällen wird jedoch nur eine von mehreren Standardkurven mit verschiedener Steigung verwendet.

Das hat den Vorteil, dass sonst an den Flanken von abrupten Verstärkungsveränderungen die Effektivität des MTI- Systems negativ beeinflusst wird. Im Falle von langen Sendeimpulsen wie sie bei der Pulskompression verwendet werden, wirken sich solche Amplitudenveränderungen innerhalb des Impulses fatal aus.

Dynamische STC- Kurven werden prinzipiell durch pin- Dioden - Schaltungen erzeugt, welche durch die gewählten Vorspannungen eine einigermaßen lineare Dämpfungscharakteristik gewährleisten.

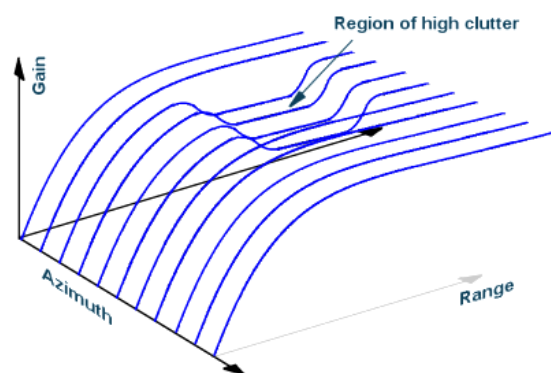


Abb.13: dynamische STC- Kurve

Begriffsbestimmungen:

Entdeckungswahrscheinlichkeit P_D

Wenn das empfangene Echosignal demoduliert ist und als Videosignal (oder als Datenwort) vorliegt, wird es über Schwellertschaltungen geleitet, die so eingestellt sein sollen, dass sie Nutzsingnale ab einer gewissen Amplitude passieren lassen und das Rauschen weitgehend unwirksam machen. Da im Rauschen Rauschspitzen enthalten sind, die in der Größenordnung kleiner Nutzsingnale liegen, muss in der Schwellertschaltung ein Kompromiss eingegangen werden. Einerseits sollen Nutzsingnale ab einer festgelegten minimalen Amplitude zur Anzeige gelangen, andererseits darf die [Falschalarmrate](#) einen gewissen Prozentsatz nicht übersteigen.

$$P_D = \frac{\text{entdeckte Ziele} \cdot 100\%}{\Sigma \text{ aller Ziele}}$$

Die Entdeckungswahrscheinlichkeit gibt an, mit welcher prozentualen Häufigkeit ein Nutzsingnal zur Anzeige kommt. Sie ist unmittelbar vom Signal/ Rauschverhältnis und vom eingestellten Schwellwert abhängig und sollte sinnvoller weise möglichst groß sein. Normalerweise wird die Radarreichweite für eine Entdeckungswahrscheinlichkeit von 80% angegeben.

(In der Vergangenheit wurde die Entdeckungswahrscheinlichkeit „Blip Scan Ratio“ genannt)

Falschalarmrate

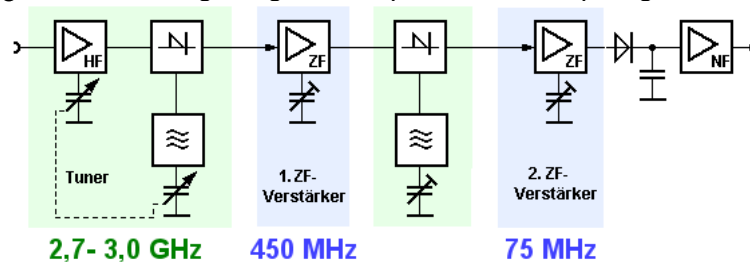
Rauschsignale treten statistisch verteilt mit Amplituden auf, die denen von Nutzsingnalen entsprechen und als solche verarbeitet werden. Dies führt zur Anzeige von „falschen Zielen“. Unter Falschalarmrate versteht man die durchschnittliche Anzahl der „falschen Ziele“, die in einer bestimmten Zeit (z.B. pro Antennenumdrehung) am Empfängerenausgang feststellbar sind. Sie soll möglichst niedrig liegen. Die Falschalarmrate kann z.B. mit folgender Formel berechnet werden:

$$\text{FAR} = \frac{\text{Falschziele pro PRT}}{\text{Rangecells}}$$

Eine maximale Anzahl der Falschziele wird durch die Anzahl der möglichen Zielerkennungen bestimmt. Bei einem digitalen Radar ist das die Anzahl der Rangecells. Bei einem analogen Radar wird die Anzahl der maximal möglichen Falschziele durch das Verhältnis Empfangszeit zur Sendeimpulsdauer bestimmt.

Wissenstest

1. Welchen Frequenzbereich muss der abstimmbare „hoch-liegende“ Local- Oszillator in der Eingangsstufe dieses gezeigten Beispiels eines Empfängers mindestens einschließen?



- 75 – 450 MHz
 - 3,15 – 3,45 GHz
 - 2,7 – 3,0 GHz
2. Wo liegt bei dem oben gezeigten Schaltungsbeispiel bei einer Arbeitsfrequenz von 2,8 GHz die Spiegelfrequenz?
- 3,15 GHz
 - 3,45 GHz
 - 3,7 GHz
3. Wenn man die Ausrüstung zum Messen einer Empfängerempfindlichkeit (MDS- Echo) hat, kann man dann auch ohne ein spezielles Tool eine Receiver- Calibration Curve aufnehmen?
- nein, es ist technisch nicht möglich
 - ja, es ist technisch möglich, aber zeitaufwändig
4. Welche Baugruppe eines Superheterodynempfängers wird durch dieses Symbol gekennzeichnet?



- Halbweg- Gleichrichterschaltung
- Mischstufe
- Diodengatter