

Interpretation von Empfänger-Testberichten

Teil 1

von Ulrich Graf, DK4SX, Seidlheck 19, 89081 Ulm

Allgemeines:

Testberichte dienen der Vorstellung einer Geräte-
neueit; sie schildern die Leistungsfähigkeit,
Ergonomie und Funktionalität eines Geräts und
ermöglichen den Vergleich mit anderen Pro-
dukten, sofern die technischen Daten des
Herstellers durch möglichst objektive zusätzliche
Meßangaben bestätigt und ergänzt sind.

Technisch Interessierte und insbesondere
Funkamateure lesen Testberichte deshalb, weil
sie ein Spiegel dafür sind, wie schnell und in wel-
chem Umfang technische Neuerungen ihre
Umsetzung in der allgemeinen Geräteentwicklung
finden. Da Geräte für Funkamateure durch
ihren begrenzten Markt, die beschränkten Markt-
erlöse und die technische Kompetenz der Kunden
eine gewisse Sonderstellung einnehmen, widmet
sich dieser Beitrag im wesentlichen dieser
Gerätekategorie. Die folgenden Erläuterungen
sollen solche Fachbegriffe und Zusammenhänge
erhellern, die zwar als Schlagworte teilweise
bereits bekannt sind, deren fachliche Interpre-
tation aber vielfach unklar ist. Dies richtet sich
natürlich nicht nur an Leser von Testberichten,
sondern auch an diejenigen, die solche verfassen.
Gerade Testberichtautoren fällt die Aufgabe zu,
nicht immer einfache Zusammenhänge plausibel
zu machen und Meßwerte nicht nur darzustellen,
sondern sowohl die Anwendung bestimmter
Meßverfahren zu begründen als auch die
Ergebnisse im Zusammenhang zu erläutern.

Über allgemeingültige Gesetze zur Ergonomie,
d.h. Bedienfähigkeit und -freundlichkeit von Ge-
räten läßt sich natürlich streiten. Sie hängt von zu
vielen subjektiven Einschätzungen, vom Bedien-
gefühl, von Gewohnheiten von anderen Geräten,
von Hand- und Fingergröße, ja sogar der Seh-
schärfe usw. ab und soll hier nicht weiter erläutert
werden. Obwohl Überlegungen durchaus ange-
bracht wären zur „Unbedienbarkeit“ heute markt-
beherrschender „Hundert-Knöpfe-Kisten“. Ebenso
wird hier nicht auf allgemeinverständliche tech-
nische Details wie Frequenzstabilität, Abstimm-
schrittweiten oder -geschwindigkeit und auf
Zubehör eingegangen. Dafür sollen Gerätepara-
meter erklärt werden, deren Eigenschaften die
Gerätespezifikationen bestimmen, hochfrequenz-
technisch systembestimmend sind oder aufgrund
oftmals unzulänglicher Erläuterung in Veröffent-
lichungen immer wieder Anlaß zu Fehlinterpreta-
tionen geben. Selbstverständlich können manche

Probleme nur angerissen werden. Sind sie aber
erst bewußt geworden, ist es für den Leser und
den Tester leichter, gezielte Forschungen
anzustellen.

a) Empfindlichkeit:

Eines der Hauptkriterien, nach denen heute
Kurzwellengeräte beurteilt werden, ist immer noch
die Empfangsempfindlichkeit. Schon seit langem
ist bekannt, daß die Rauschzahl eines KW-
Empfängers, abhängig vom man made noise,
auch in extrem ruhigen Lagen 10 dB nicht unter-
schreiten muß. Ein sinnvolles Konzept
vorausgesetzt ist diese Rauschzahl mit heutigen
Mitteln jederzeit zu erzielen. Dazu ist prinzipiell
auch kein Vorverstärker erforderlich. Aktuelle
Schaltungsdesigns zeigen allerdings zum Teil
erhebliche Dämpfungen vor dem ersten Mischer,
sodaß vor allem auf höheren Frequenzen oft ein
Vorverstärker zugeschaltet werden muß. So sind
z. B. zwischen Antennenbuchse und Empfänger-
eingang zahlreiche Schaltdioden zu finden, mit
deren Hilfe Dämpfungsglieder, Selektionszüge
und Vorverstärker in den Signalpfad geschaltet
und die Sende-/Empfangsumschaltung bewerk-
stelligt werden. Die Dämpfungen dieser Dioden
addieren sich zu mehreren dB auf, abhängig vom
Diodenstrom bis zu 1 dB/Diode, so daß hier
konzeptbedingt von vornherein eine drastische
Rauschzahlverschlechterung in Kauf genommen
wird. Will man diese Dämpfungsbeiträge
reduzieren, sollten Schaltungsteile vor dem ersten
Mischer „entrümpelt“ und für Selektionszüge eine
mechanische Zu- oder Abschaltung vorgesehen
werden. Miniaturrelais haben im Frequenzbereich
bis 30 MHz Isolationswerte von mehr als 60 dB
und die Einfügedämpfungen eines Doppelum-
schaltkontakts beträgt kaum mehr als 0.1 dB.

Heutzutage verfügbare preiswerte Leistungs-
Breitbandtransistoren mit Grenzfrequenzen bis zu
mehreren 10 GHz lassen die Realisierung von
Vorverstärkern zu, deren Eigenschaften jeden
sinnvollen Empfindlichkeitswert erreichen lassen.
Die Vorverstärkung muß allerdings z. B. 10 dB
nicht überschreiten, da sie bei sorgfältigem
Design in höherem Maße meist nicht erforderlich
ist, andererseits die Linearität der Folgeschaltung
um den Verstärkungsbetrag reduziert. Gerade im
Interesse der Linearität jedoch sollte die
Vorverstärkung so gering als möglich ausfallen,
denn das meiste „qrm“, das ein Empfänger mit

Vorverstärker auf den Bändern liefert, generiert er sich durch Übersteuerung selbst.

Nachdem in den vergangenen Jahrzehnten die Empfindlichkeit und ihre Steigerung einen herausragenden Stellenwert bei der Empfängerbeurteilung erfahren haben, sollte heute vielmehr Gewicht auf die Linearität eines Geräts gelegt werden. Dies ist aufgrund der von Fachleuten prognostizierten Zunahme des man made noise in den nächsten Jahrzehnten besonders zu beherzigen. Auf die Messung der Empfindlichkeit eines Empfängers wird im Abschnitt „Dynamikbereich“ eingegangen.

b) Selektion:

Neben der Übersteuerungsfestigkeit kommt der Selektion die entscheidende Rolle in einem Empfänger zu. Die Eingangsselektion trennt die einzelnen Frequenzbänder, unterdrückt die Spiegel- und ZF-Frequenzen und entlastet die aktive Folgeschaltung vor starken, weitab liegenden Signalen, um deren mögliche Interaktion zu verhindern. Sie verhindert außerdem die Abstrahlung des dem ersten Mischer zugeführten Überlagerungssignals über die Antenne. In der Frequenzauflösung unterdrücken Selektionszweige unerwünschte Mischprodukte, die Pfeifstellen hervorrufen oder Nebenwellenempfang ermöglichen können. Und schließlich trennen die Zwischenfrequenzfilter die Nutzsignale von benachbarten Signalen und unerwünschten Störungen.

Je nach Aufgabe sind Selektionsmittel unterschiedlich aufgebaut. Die Eingangsselektion eines modernen Empfängers hat im wesentlichen zwei Aufgaben. Ein Empfangskonzept mit „hochliegender“ ZF, d. h. einer Zwischenfrequenz, die über 30 MHz, also z. B. bei 45 MHz liegt, erfordert einen Tiefpaß zur Spiegel- und ZF- sowie der Überlagerer-Unterdrückung. Dieser Tiefpaß wird meist aus mindestens zwei hintereinandergeschalteten Tiefpässen gebildet, um die Weitabselektion der Schaltungsteile auf einer Platine zu verbessern. Diese sollte wenigstens 80 dB betragen; dieser Wert bestimmt die Einflußnahme starker Signale, die unmittelbar auf der Zwischenfrequenz oder auf der Frequenz des ersten Spiegels liegen. Intermodulation 2. Ordnung, die durch Summen- und Differenzbildung starker Eingangssignale entsteht, wird am besten durch zusätzliche Bandpaßfilter eliminiert. Diese dürfen dann eine deutlich geringere Weitabselektion aufweisen; Werte von 40 dB sind völlig hinreichend. Das bedeutet, daß zur Störungs-entlastung z. B. einfache, zweikreisige Bandfilter sicher wirksam sind. Ihre Bandbreite sollte suboktav ausgelegt sein, d. h. die Oberwelle eines am unteren Bandende liegenden Signals darf am oberen Bandende nicht mehr passieren

können.

Die Eingangsselektionsfilter von Kurzwellenempfängern bestehen aus sinnreich gekoppelten LC-Kreisen. Üblicherweise werden diese Filter zur Abstimmung des Durchlaßbereichs und der Anpassung durch Abgleichinduktivitäten justiert. Diese Abgleichmaßnahmen werden manuell in der Produktion durchgeführt und sind entsprechend teuer. Der Zwang zur Verbilligung solcher Filter hat dazu geführt, Festbauelemente anstatt der abgleichenbaren einzubauen und die mangelnde Anpassung und Welligkeit im Durchlaßbereich zu ignorieren. Da die Welligkeit solcher Filter 3 dB und mehr betragen kann, schlägt sie sich im ansonsten breitbandigen Empfänger durch Frequenzabhängigkeit der Gesamtverstärkung bis zur S-Meteranzeige durch. Die „Schätzzeilen“-Anzeige schwankt also nicht mehr nur von Band zu Band, sondern auch innerhalb eines Bandes um bis zu einer halben S-Stufe oder mehr und wird dadurch alles andere als zuverlässig.

Die Zwischenfrequenzselektion wird in low cost-Geräten durch Keramikfilter, in high end-Empfängern mittels Quarzfiltern und in manchen professionellen Empfängern noch mit niederfrequenten, hochselektiven - und hochteuren - mechanischen Filtern erzielt. Quarzfilter sind heute die kostspieligsten Bauteile in einem guten Empfänger oder Transceiver. Daß an diesen Filtern gespart wird wo es nur geht, zeigt die Tatsache, daß es sofort nach Erscheinen einer Neuheit gleich passende Sätze an steilflankigeren Filtern zu kaufen gibt. Die Selektionseigenschaften eines Filters werden durch die Zahl der verwendeten Quarze, der Polzahl bestimmt. Üblicherweise werden heute 8-polige Filter verwendet. Bei vorgegebener Welligkeit - das ist die Änderung der Einfügedämpfung des Filters im Durchlaßbereich - besitzen sorgfältig gefertigte Quarzfilter einen Formfaktor von 2 oder weniger. Dieser Formfaktor, auch shape-Faktor genannt, gibt die Flankensteilheit des Filters an. Zur Bestimmung wird ein Filter gewobelt und Quotient aus der Bandbreite am -60 dB-Punkt und dem am -6 dB-Punkt gebildet. Je kleiner der Formfaktor bei konstanter Welligkeit, umso besser ist das Filter.

Alle Signale, die nicht den Durchlaßbereich eines Quarzfilters passieren können, sollten so stark als möglich unterdrückt werden. Das Maß für diese Unterdrückung ist die Weitabselektion. Die Hersteller spezifizieren diese für einen idealen Einbau mit etwa 80 dB...100 dB. Wird das Filter auf einer normalen ein- oder zweiseitigen Platine aufgelötet, werden diese Werte selten erreicht. Typische „Platinenwerte“ liegen bei etwa 70 dB. Das bedeutet, daß alle Signale, die um diesen Betrag stärker sind als ein schwaches Nutzsignal

im Durchlaßbereich, um das Filter „herumblasen“ (engl.: blow by) und das Nutzsignal beeinträchtigen.

Da alle im Signalpfad liegenden Mischer Spiegelfrequenzen besitzen, sind die vor den Mixern liegenden Selektionsmittel für die Unterdrückung solcher Spiegelfrequenzen zuständig. Das erste ZF-Filter unterdrückt demnach die Spiegelfrequenzen des zweiten Mixers eines Mehrfach-Überlagerungsempfängers. Durch Messung dieser Spiegelfrequenzunterdrückung erhält man ein Maß für die Weitabselektion dieses Filters. Auch diese Werte sollten nicht unter 80 dB betragen. Beste Weitabselektion eines Filters erzielt man beim Einbau nur durch äußerst wohlüberlegtes Platinenlayout und durch zusätzliche Schirmmaßnahmen. Hier geben sich Hersteller sehr unterschiedlich viel Mühe beim Design!

c) Dynamikbereich:

c.1) Nutzsigndynamikbereich

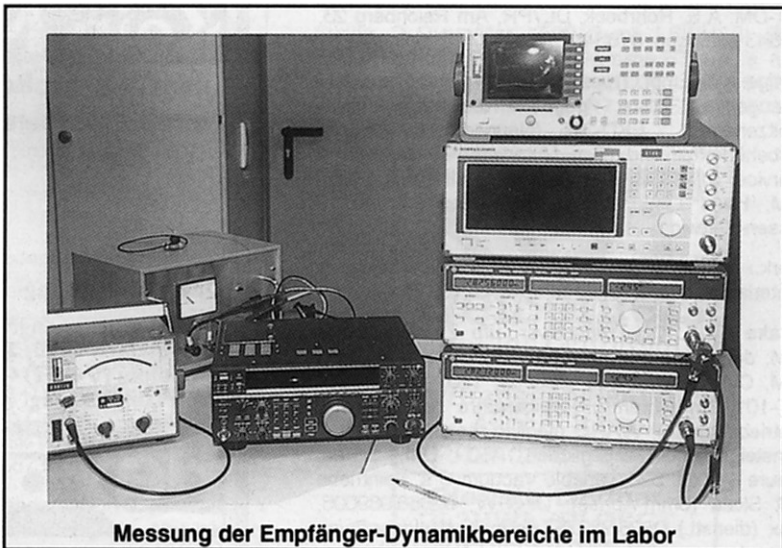
Die Qualität eines Empfängers bemißt sich an der Fähigkeit, schwache wie sehr starke Signale gleichermaßen verarbeiten zu können, auch bei Vorhandensein störender Beeinflussungen. Je nach Anforderung unterscheidet man den Nutzsigndynamikbereich oder die Stördynamikbereiche. Unter Dynamikbereich versteht man dabei den Unterschied zwischen dem kleinsten und dem größten noch verarbeitbaren, ungestörten Signal. Das kleinste Nutzsignal ist das, das die Empfindlichkeitsgrenze markiert, also ein solches, das z. B. 10 dB Signal/Störstand hervorruft. Da derzeit verschiedene Meßverfahren zur Empfindlichkeitsbestimmung angewendet werden, wird auch häufig als Grenzwert eines kleinsten, gerade noch aufnehmbaren Nutzsignals dasjenige angegeben, das 3 dB S+N/N hervorruft. Dieser Signalpegel entspricht dem Grundrauschen (nicht der Rauschzahl) oder noise floor eines Empfängers. Bei der Definition der Dynamikbereiche wird er als unterer Referenzpegel genutzt.

Dieser Referenzpegel ist proportional zur ZF-/NF-Bandbreite und zur Rauschzahl eines

Empfängers. Um ein definiertes Signal-/Störverhältnis zu erhalten, müssen bei höherer Rauschzahl oder größerer Bandbreite höhere Eingangsleistungen zugeführt werden. Oder mit anderen Worten: Je geringer die Rauschzahl oder die ZF-/NF-Bandbreite, desto empfindlicher ist der Empfänger. Für die Bestimmung der Empfindlichkeit eines Empfängers oder der Festlegung eines unteren Referenzpegels der Dynamikbereiche ist deshalb die Angabe der verwendeten ZF-/NF-Bandbreite unerlässlich! Es bedeutet kaum höheren meßtechnischen Aufwand anstelle der Empfindlichkeit die Rauschzahl eines Empfängers anzugeben. Auch bei Amateurfunkgeräten sollte endlich die Bestimmung der Rauschzahl Eingang finden. Sie ist das absolut objektive Maß für die Empfindlichkeit und im Gegensatz zu den üblichen Spannungsangaben unabhängig von der Bandbreite. Außerdem läßt sie sich z. B. durch bloßes Trimmen des NF-Frequenzgangs nicht zu „schöneren“ Empfindlichkeitswerten hinbiegen.

Die Obergrenze eines noch linear im Empfänger wiedergebenden Signals wird gemessen, indem man ein Meßsendersignal am Antenneneingang einspeist und dessen Pegel so lange erhöht, bis der Klirrfaktor des Nutzsignals eine bestimmte Grenze überschreitet oder der NF-Pegel durch Begrenzung um 3 dB oder 6 dB abnimmt. Die Differenz zwischen diesem maximal verarbeitbaren Pegel und dem Grundrauschen entspricht dem Nutzsigndynamikbereich. Moderne Empfänger - auch aus dem Amateurbereich - sind hier sehr leistungsfähig und weisen Nutzsigndynamikbereiche auf, die mühelos 120 dB erreichen.

Wird fortgesetzt!



Messung der Empfänger-Dynamikbereiche im Labor

Interpretation von Empfänger-Testberichten

Teil 2

von Ulrich Graf, DK4SX, Seidlheck 19, 89081 Ulm

c.1.1) Regelung

Bei den Betriebsarten AM, SSB und CW liegt die gewünschte Signalinformation in der Hüllkurve, d. h. im Amplitudenverlauf des Nutzsignals. Dieser muß im gesamten Verlauf der Signalverarbeitung eines Empfängers unverzerrt bis zur Demodulation und anschließenden NF-Verstärkung erhalten bleiben. Da die von der Antenne an den Empfänger gelieferten Nutzsignale im Bereich von einigen 10 nV bis zu mehreren 100mV schwanken können, sind im Empfänger Maßnahmen zu treffen, diese Signalschwankungen zumindest teilweise auszugleichen. Dies geschieht durch die automatische bzw. manuelle Regelung. In modernen Konzepten wird die Verstärkungsregelung erst in der ZF durchgeführt. Die Praxis früherer Schaltungen hat gezeigt, daß außer passiven Dämpfungsgliedern, alle regelbaren aktiven Komponenten im HF-Zug bei der Verstärkungs-Abregelung stark unlinear werden, d. h. Verzerrungen erzeugen. Deshalb legt man Regelschaltungsteile hinter die ersten ZF-Selektionsmittel um solche Effekte zu vermeiden.

Eine betriebsstüchtige ZF-Regelung zu entwickeln ist äußerst komplex und zeitraubend. Auch manches professionelle Gerät zeigt auffallende Defizite in der Regelqualität. Um optimale Empfangsergebnisse zu erzielen, haben Betriebs-spezialisten ausgeklügelte Verfahren entwickelt, um eine suboptimale, automatische Regelung mit der manuellen Regelung zu unterstützen. Enthusiastische Berichte solcher Vorgehensweisen zeigen zwar, daß der Hörer sein Metier beherrscht, das betriebene Gerät jedoch keine hinreichend brauchbaren, auf die jeweilige Betriebsart abgemessenen automatischen Regeleigenschaften besitzt. Hier reicht es nicht, sich mal eben mit Pulsgenerator und Oszilloskop ans Werk zu machen. Für befriedigende Ergebnisse benötigt der Entwickler Hör- und Betriebserfahrung. Trotz einer gewissen Subjektivität dieses Verfahrens haben z. B. verschiedene amerikanische Hersteller mit vielen Gerätegenerationen gezeigt, wie das Design einer guten Regelung aussehen muß.

Die wesentlichen Hürden zur Lösung von Regelproblemen sind darin zu sehen, daß für alle Betriebsarten unterschiedliche Regelzeitkonstanten vorzusehen sind. AM erfordert im wesentlichen gleich lange Anstiegs- und Abfallzeiten, die nicht so kurz sein dürfen, daß tiefe Frequenzen des Modulationsinhalts ausgeregelt werden, aber

auch nicht zu langsam, damit die Regelung noch schnellem Fading zu folgen in der Lage ist. In der Betriebsart Telegrafie ist zu Beginn eines Zeichens vor allem eine schnelle Verstärkungs-Abregelung erforderlich. Auch bei Voll-BK und hohen Betriebsgeschwindigkeiten hängen dagegen die Aufregelzeiten eher vom Gusto des Betreibers und von möglichem Fading ab; eine schnelle Aufregelung der Verstärkung ist i. a. nicht notwendig oder wegen des Empfänger-aufbrauchens unerwünscht. Trotzdem erscheint es sinnvoll, die Aufregelzeitkonstante einstellbar oder in Stufen schaltbar zu machen.

Die am häufigsten verwendete Betriebsart SSB stellt die höchsten Anforderungen an eine automatische Regelung. Prinzipiell muß sie wie bei CW funktionieren, d. h. schnelles Reagieren auf den Sprachsilben entsprechende HF-Impulse und anschließend langsames Wiederaufregeln der Verstärkung. Es gibt unzählige mehr oder minder gut arbeitende Regel-„Philosophien“, deren Beschreibung uferlos wäre. Erwähnenswert erscheint, daß eine funktionell gut arbeitende SSB-Regelung zwischen Sprache und kurzzeitigen Störungen unterscheiden können sollte. Sie muß Fading folgen können und ihre Haltezeit, die unabhängig von Signalstärke und Pegelsprüngen konstant bleiben muß, sollte einstellbar sein. Mit allen wählbaren Bandbreiten und im Betrieb an Filterflanken (Suchbetrieb, höchste Pegelsprünge) muß die Regelung gleichmaßen stabil, d.h. ohne Überspringen und Regelschwingungen agieren. Solche Forderungen elektronisch umzusetzen wäre prinzipiell kein Problem, wenn nicht die notwendigen schmalbandigen ZF-Filter im Signalpfad liegen würden.

Jedes Filter hat die Eigenschaft, alle Signale die seinen Durchlaßbereich passieren, zeitlich zu verzögern. Die Verzögerungszeit ist in erster Näherung von der Bandbreite abhängig, wobei generell phasenlineare Filter geringer Durchlaßwelligkeit geringer verzögern als solche mit höherer Welligkeit und Flankensteilheit. Für die im Amateurbereich üblichen Tschebyscheff-Filter mit typisch 2 dB Ripple gilt die Faustformel

Verzögerungszeit T (ms) = $1 / \text{Bandbreite (kHz)}$.

Ein 500 Hz breites Telegrafiefilter verzögert einen Signalimpuls demnach um rund 2 ms, ein 2 kHz breites SSB-Filter um etwa 0,5 ms.

Das Beispiel zeigt deutlich das Problem: Ein von der Antenne kommendes Signal entsprechend

hoher Amplitude durchläuft unseren voll verstärkenden Empfänger. Im ZF-Pfad wird das Signal in den Selektionsmitteln verzögert, um dann die Demodulation und die Regelspannungserzeugung zu erreichen. Bis ein Kriterium aufgebaut ist, das in der Lage ist, die Stufen im ZF-Pfad auf hinreichende Verstärkung zu reduzieren und bis dieses reagiert, sind sowohl ZF-, als auch die NF-Stufen um die Zeit der Verzögerung bereits übersteuert. Im ungünstigsten Fall bedeutet dies, daß nach jeder Signallücke, in der sich die Regelung „erholt“ hat, ein Telegrafiesignal oder eine SSB-Silbe mit einer NF-Übersteuerung, einem deutlichen Plopp im Lautsprecher beginnt. Diesen Effekt zu verhindern oder zu kaschieren und z.B. durch parallele Regelzweige unterschiedlicher Geschwindigkeiten, unabhängig von den wählbaren Bandfiltern unhörbar zu machen, ist die eigentliche Kunst der Entwicklung eines geregelten ZF-Verstärkers. Mit etwas Geschick im Umgang mit der „Empfangsmaschine“ sind solche Unzulänglichkeiten akustisch - je nach Gerätequalität - leicht nachzuprüfen. Die ersten Generationen von transistorisierten Empfängern zeigten im Gegensatz zu den Röhrengeräten zwar verblüffende Empfindlichkeitswerte, jedoch durchweg eine höhere Anfälligkeit für Übersteuerungen. Röhrengeräte klangen „ruhiger“ auf dem Band, weil die transistorisierten jede Menge Intermodulations- und Blockingeffekte zeigten. Aus dieser Zeit stammt der vorherrschende Wunsch nach einem „ruhigen“ Empfänger, also einem Gerät, das auch auf stark signalbeladenen Frequenzbändern keine solchen Übersteuerungseffekte zeigt. Um diesem Wunsch nachzukommen, haben manche Hersteller zu einem etwas unfairen Trick gegriffen. Da die Signalverträglichkeit nur von den Baugruppen höchster Linearitätsanforderung abhängt - nämlich dem Empfänger-Frontend - und die zu ändern Investitionen in Konzept und Ausführung bedeutet hätte, haben clevere Strategien die Empfänger einfach dadurch „beruhigt“, daß sie die ZF-Verstärkung drastisch reduzierten. Die Empfindlichkeit ist nach wie vor dieselbe - sie wird ja nur von der Rauschzahl und Verstärkung der Eingangsschaltungen bestimmt - jedoch sind das atmosphärische Rauschen, der man made noise, schwache Stationen und vor allem Störungen nur noch leise zu hören. Will man letztere „laut“ hören, muß man fehlende Verstärkung durch Aufregeln des NF-Verstärkers (!) kompensieren. Dann hört man auch wieder die ganzen Umgebungsgeräusche in richtiger Relation zum Nutzsignal. Begleitender Nebeneffekt: das S-Meter kann, weil die Regelung erst sehr spät einsetzt, Signale erst anzeigen, wenn sie eine S 3 ... S 5-Schwelle überschritten haben.

Hier zeigt sich der Unterschied zwischen Entwicklungen für den professionellen Markt und solchen für Amateure. Profis würden solchen Pöfch nicht akzeptieren! Da Rauschen und „qm“ eines Empfängers ausschließlich vom Störabstand des Nutzsignals und der Empfängergerauschzahl und -linearität abhängen, sollte die Regelung so ausgestaltet werden, daß sie ihrer ureigensten Aufgabe gerecht wird, nämlich so früh als möglich einzusetzen, damit alle Signale, gleich welchen Pegels, mit möglichst konstanter Lautstärke wiedergegeben werden. Und Übersteuerungseffekten sollte ausschließlich durch Steigerung der Empfängerlinearität begegnet werden.

c.2) Intermodulationsfreier Dynamikbereich

Intermodulation ist eine Störung, die im Empfänger entsteht, wenn dieser an einer guten Antenne angeschlossen ist und viele Signale hohen Pegels am Empfängereingang anliegen. Je nach Gesetzmäßigkeit der Entstehung unterscheidet man zwischen Intermodulation 2. Ordnung und 3. oder höherer Ordnung. Intermodulation entsteht durch Signalbegrenzung in aktiven Schaltungsteilen, wobei der Vorverstärker und vor allem der Mischer den Hauptanteil liefern. Intermodulationsprodukte 2. Ordnung ergeben sich als Summen und Differenzen zweier oder mehrerer Signale. Diese Störungen können i. a. durch die genannten suboktaven Eingangsfilter weitgehend unterdrückt werden.

Intermodulation 3. Ordnung ergibt sich aus der Bildung einer Schwebung am Empfänger anliegender Signale derart, daß im Abstand z. B. zweier starker, abseits von der Nutzfrequenz liegender Träger oberhalb des oberen und unterhalb des unteren Störers jeweils ein zusätzlicher Störträger auftaucht. Diese Träger können in den Empfangskanal fallen. Da bei geringen Störträgerabständen auch die entstandenen Störsignale in geringem Abstand stehen, können IM-Störungen 3. Ordnung im allgemeinen nicht durch Selektionsmaßnahmen oder nur durch äußerst schmalbandige, abstimmbare Preselektoren unterdrückt werden. Sie lassen sich ausschließlich durch entsprechendes Schaltungsdesign für hochlineare Signalverarbeitung reduzieren.

Als Maß für die Intermodulationsfestigkeit gilt allgemein der Interzeptpunkt entsprechender Ordnung. Dies ist der - fiktive - Schnittpunkt eines linear verstärkten Ausgangssignals eines Verstärkers oder Mixers mit dem jeweiligen Intermodulationsprodukt jenseits des Kompressionspunkts.

Wird fortgesetzt!

Interpretation von Empfänger-Testberichten

Teil 3

von Ulrich Graf, DK4SX, Seidlheck 19, 89081 Ulm

Legt man an eine Testschaltung ein Signal an, das aus zwei über einen Leistungssummierer zusammengeführten Generatorsignalen gleicher Amplitude besteht, so läßt sich am Ausgang des Testobjekts aus der Amplitudendifferenz zwischen Störsignalen und Intermodulationsprodukten und dem Absolutwert der Ein- oder Ausgangsleistung der Interzeptpunkt errechnen. Dieser wird, auf den Ein- oder Ausgang bezogen, zu Vergleichszwecken angegeben.

Die Schaltungstechnik für linear arbeitende Empfänger-Eingangnetzwerke ist recht weit fortgeschritten; die Komponenten und ihre Applikation sind durch zahlreiche Publikationen bekannt. Lineare Vorverstärker werden in den verschiedensten Schaltungsvarianten realisiert: Bekannt sind z. B. vier parallel geschaltete Junction-FETs zur Verteilung der Gesamtleistung auf vier Zweige und Reduzierung der Einzelrauschzahl. Geläufiger noch sind die sogenannten x-gegengekoppelten Breitbandverstärker in Bipolartechnik und Ein- oder Gegentakterschaltung. Letztere stellen derzeit wohl den aktuellsten Stand der Technik dar. Ihre Eingangsinterzeptpunkte liegen weit jenseits von +30 dBm bei etwa 10 dB Verstärkung und einer Rauschzahl kleiner 3 dB. Da Vorverstärker grundsätzlich die Gesamtlinearität eines Empfangssystems reduzieren und nur bei Bedarf auf Frequenzen geringer Pegelverhältnisse zugeschaltet werden sollten, sind die Anforderungen an ihre Linearität vor allem im Amateurfunkbereich nicht besonders hoch. Leistungsfähige Verstärker sind mit heutigen Mitteln jedoch preiswert auch in Serienstückzahlen zu bauen. Ihre Eingangsinterzeptpunkte sollten mit Werten kleiner +20 dBm für Stationsempfänger allerdings nicht akzeptiert werden.

Die Linearität des ersten Mischers eines Kurzwellenempfängerst stellt auch heute noch die große Herausforderung an die Konstrukteure dar. Vor allem im professionellen Bereich, wo mehrere Stationen in unmittelbarer Nachbarschaft und an großen Antennenanlagen arbeiten können müssen, ist der vom Mischer bestimmte intermodulationsfreie Dynamikbereich das Auswahlkriterium par excellence eines Empfängers. Der aktuelle Stand der Mischertechnik in z. B. fernöstlichen Amateurgeräten ist dagegen - das muß deutlich betont werden - schon längst technisch überholt. Die in heutigen Geräten der Spitzenklasse anzutreffenden Schaltungsvarianten wurden in der deutschen Amateurliteratur bereits

vor fast zwanzig Jahren beschrieben. Da im Gegensatz zur offensichtlich gängigen Meinung der Aufwand für einen Super-high-level-Mischer mit MOSFET-Schaltern geradezu lächerlich gering ist, besteht hier - wohl aus Gründen unterschiedlicher Bewertung der notwendigen Anforderungen an einen in Mitteleuropa zu betreibenden KW-Empfänger - deutlicher Nachholbedarf. Selbst im Eigenbau lassen sich Empfänger-Frontends mit Schaltmischern erstellen, deren Eingangsinterzeptpunkt +40 dBm erreicht.

Die in den besten Empfängern der Amateurrkategorie anzutreffenden Eingangsinterzeptpunkte betragen etwa +25 dBm bei einer korrespondierender Rauschzahl von bestenfalls 15 dB, also ohne Vorverstärker. Wären unsere Empfänger etwas großsignalfester, könnten an „großen“ Antennen unsere notwendigen Sendeleistungen nicht nur wesentlich niedriger ausfallen, im abendlichen qm wäre außerdem merklich ungestörtes Hören, wären sicherere Funkverbindungen möglich. Jeder hat festgestellt, daß zur Entlastung des Empfängers unter Bedingungen hoher Störbelastung, ein vor den Eingang geschaltetes Dämpfungsglied die Empfangssituation klar entschärft. Dies hängt damit zusammen, daß Intermodulationsprodukte 2. Ordnung im Quadrat und 3. Ordnung kubisch mit linear geänderten Störsignalen zu- bzw. abnehmen. D. h., bei zugeschaltetem Dämpfungsglied von 10 dB ist zwar auch das Nutzsignal um 10 dB zurückgegangen, IM-Produkte 2. Ordnung jedoch um 20 dB und solche 3. Ordnung gar um 30 dB. Läßt die Empfangssituation dies zu, ist ein Dämpfungsglied das ideale Mittel, den Interzeptpunkt des Empfängers um den Dämpfungsbetrag zu steigern. Daß die Empfindlichkeit dabei um den gleichen Betrag zurückgeht bedeutet zwar, daß der Interzeptpunkt höher ist, der IM-freie Dynamikbereich, also die Differenz zwischen höchster Aussteuerfähigkeit und Grundrauschen, gleichgeblieben ist. Konsequenz erkennt man hieraus, daß die bloße Angabe des Eingangsinterzeptpunkts eines Empfängers nur die halbe Wahrheit ist! Er ist nur zu vergleichen, wenn gleichzeitig die Empfindlichkeit mit angegeben wird. Alle Geräte mit der Schaltstellung „Advanced Interception Point“ haben für höchsten Eingangsinterzeptpunkt keine Vorverstärker mehr zugeschaltet, während die höchsten Empfindlichkeiten natürlich nur mit Vorverstärker angegeben werden.

(Wird fortgesetzt!)

Interpretation von Empfänger-Testberichten

Teil 4

von Ulrich Graf, DK4SX, Seidlheck 19, 89081 Ulm

Sinnvoll wäre die Angabe des „Empfängerfaktors“. Dieser ist die Differenz aus Eingangsiserzeptpunkt und Rauschzahl, angegeben in dB. Besitzt z. B. ein Empfänger einen Eingangs-IP von +25 dBm und eine korrespondierende Rauschzahl von 15 dB, so ist sein Empfängerfaktor 10 dB. Der Empfängerfaktor schließt alle Zweideutigkeiten und Unklarheiten bei der Angabe der Linearität eines Empfängers aus.

Vorverstärker und Mischer als aktive Komponenten sind allenthalben als die IM-Erzeuger bekannt. Es gibt aber leider noch andere Quellen des Übels. Die bereits im Abschnitt „Empfindlichkeit“ erwähnten Schaltdioden wurden ebenso als Störquelle entlarvt. Besonders die in heutigen Geräten aktuellen Probleme durch Intermodulation zweiter Ordnung sind häufig auf Schaltdioden zurückzuführen. Die im Hochfrequenzbereich einzusetzenden Dioden für Schaltaufgaben sind Pin-Dioden, die je nach Durchlaßstrom oder angelegter Sperrspannung wie nieder- bzw. hochohmige Widerstände wirken. Sind die Durchlaßströme aus Gründen der Stromersparnis z. B. deutlich geringer als 10 mA, werden die Dioden teilweise auch durch starke anliegende HF-Signale angesteuert. Dies führt zur erwähnten IM-Entstehung. Ganz schlimm wird die Situation, wenn der Gerätehersteller zur Kostenersparnis Siliziumdioden anstelle von Pin-Dioden zu HF-Schaltzwecken verwendet hat. Die IM-Erzeugung kann dann in abendlichen Empfangssituationen so gravierend werden, daß sich kein Nutzsignal mehr empfangen läßt und nur noch ein Austausch der Dioden den Empfänger „beruhigen“ kann.

Wenn man bedenkt, daß z. B. gerade die für die Unterdrückung von IM 2. Ordnung vorgesehenen, suboktaven Bandpässe im Empfängerzugang mit Dioden geschaltet werden, so wird man - ohne exakte Meßwerte für die IM-Festigkeit des Eingangsteils zu haben - leicht vom Gefühl beschlichen, daß man hier möglicherweise den Bock zum Gärtner gemacht hat. Im Störfall helfen dann nur sorgfältige Messungen und im Problemfall eine nicht zu nachlässige und unkritische Haltung der Amateure gegenüber den Herstellern. Es gibt z. B. Geräte mit Eingangs-Bandfiltern, die breiter als oktav sind und Siliziumumschaltern, die im 14 MHz-Bereich Intermodulationsprodukte aus dem 40m-Band (Summensignale!) mit S-Meteranzeige S9+20 entstehen lassen!

Die bereits erwähnten Festbauelemente in der Eingangsselektion sind ebenfalls, unter gewissen Aussteuerbedingungen, an der Entstehung von Intermodulation beteiligt. Besonders Chip-Bauelemente kleiner Bauformen können hier Unheil anrichten. Subminiaturinduktivitäten geraten z. B. bei starker Signalansteuerung in die Sättigung. Dann verhalten sie sich nicht mehr wie passive Bauelemente: Die Permeabilität des Kernmaterials wird abhängig vom Sättigungsstrom nicht-linear und die mit diesen Elementen zusammengesetzten Filter erzeugen Intermodulation. Der Trend der Hersteller, immer kleinere Funkgeräte bauen zu müssen oder zu wollen, hat hier bereits zu deutlich feststellbaren hochfrequenztechnischen Qualitätsmängeln geführt.

Speist man einen Empfänger mit dem beschriebenen Summensignal zweier Generatoren und ändert deren Ausgangspegel so lange, bis gerade ein auf die Empfangsfrequenz fallendes IM-Produkt 3 dB S+N/N erzeugt, also genau so groß ist wie das Grundrauschen des Empfängers als untere Referenz, so bezeichnet man die Differenz zwischen Grundrauschen und Generatorpegel als intermodulationsfreien Dynamikbereich. Dies ist, praktisch ausgedrückt, der Bereich an Signalpegeln, die der Empfänger verarbeiten kann, ohne hörbare Intermodulationsprodukte zu erzeugen. Achtung, nochmals: Da die Referenz bandbreiteabhängig ist, ist auch der IM-freie Dynamikbereich bandbreiteabhängig. Angaben von Dynamikbereichen ohne Meßbandbreite haben keine Aussagekraft! Auf eine SSB-Bandbreite von 2.4 kHz bezogen, beträgt der IM-freie Dynamikbereich heutiger Spitzen-Amateurempfänger etwa 100 dB. Die meisten Angaben, die diesen Wert überschreiten, sind durch Messung mit geringeren Bandbreiten erzielt worden oder schlichtweg Propaganda!

Eine Steigerung des IM-freien Dynamikbereichs ist nicht ganz einfach. Obwohl die einzelnen Komponenten und ihre Schaltungstechnik bekannt sind, muß zur Verbesserung auch einiges am Gesamtkonzept eines Empfängers geändert werden. Wie bereits erwähnt, ist die Verwendung von Pin-Dioden im Frontend einzuschränken und nur dort angebracht, wo Verzerrungen keine Auswirkungen im Nutzkanal haben. Nachdem die Oberwellenfilter des Senders aus Leistungsgründen mit Relais umgeschaltet werden, besteht kein Grund, dies aus Intermodulationsgründen auf der Empfangsseite mit Miniaturrelais nicht auch

Das erste Filter auf der 1. ZF hat - außer der Spiegelunterdrückung vor dem 2. Mischer - zusätzlich die Aufgabe, die Folgeschaltung von starken, IM-erzeugenden Störträgern zu entlasten. Aus Intermodulationsgründen sollte dieses Filter daher grundsätzlich so schmal als überhaupt möglich gewählt werden. Nur wegen der geringen Zahl der FM-Hörer - und natürlich aus Preisgründen - wird dieses erste Filter „scheunentorbreit“ gemacht. Da für die Modulationsart FM sowieso meist eine Optionskarte nachgerüstet werden muß, sollte das erste ZF-Filter auch nur dann gegen ein breiteres ausgetauscht werden. Je breiter das Filter ist, umso mehr verliert es seine Wirkung für nahebei liegende starke Stationen. Diese gelangen durch das Filter auf die nachfolgenden, weniger linearen Stufen, wo sie sogenannte Inband-Intermodulation hervorrufen. Nur durch geeignete Filterwahl lassen sich solche Effekte, die einen Empfänger im abendlichen 40m-Band durchaus unbrauchbar machen können, vermeiden.

Man erkennt leicht, daß das Thema Intermodulation einen besonderen Stellenwert bei der Empfängerbeurteilung einnimmt. Herstellerangaben und Testergebnisse sind deshalb besonders sorgfältig zu prüfen, um sich ein geeignetes Bild vom Verhalten eines Empfängers unter realen Betriebsbedingungen verschaffen zu können. Da

der derzeit gebotene Technologie durch Einsatz von einfach- bzw. doppeltbalancierten FET-Mischern eher einen unteren Standard repräsentiert, sollten Empfänger - natürlich abhängig von den Anforderungen - mit IM-freien Dynamikbereichen < 100 dB (bei SSB-Bandbreite) für stationären Einsatz nicht in eine engere Kaufauswahl gezogen werden.

c.3) Blockingdynamikbereich

Die Eingangsbandfilter eines Empfängers sind, sofern es sich nicht um einen schmalbandigen Preselektor handelt, mindestens so breitbandig wie ein Amateurband, meist jedoch breiter. Das bedeutet, daß alle Signale innerhalb des Paßbandes an Vorverstärker und Mischer gelangen und erst auf der Zwischenfrequenz das gewünschte Nutzsignal ausselektiert wird. Außer

der Bildung von Intermodulationsprodukten innerhalb eines Bandes können durch starke Signalbeaufschlagung zusätzlich noch andere störende Effekte hervorgerufen werden. Wird von einem innerhalb des Filterpaßbandes, jedoch nicht auf der Empfangsfrequenz liegenden starken Signal oder Signalgemisch der Vorverstärker oder Mischer so angesteuert, daß er in die Begrenzung getrieben wird, verringert er die Verstärkung für das Nutzsignal und das Signal-/Rauschverhältnis verschlechtert sich. Da es sich in beiden Fällen um Sättigungseffekte handelt, besteht ein mathematischer Zusammenhang zwischen Intermodulationsentstehung und Begrenzung eines Verstärkers oder Mischers. Generell kann man sagen, daß ein hinreichend intermodulationsfester Empfänger auch ausreichend kompressionsfest ist. Bei einem Mischer sind i. a. die Funktionen der zumischenden Signale austauschbar, d.h. HF-Signal und Überlagerersignal führen, rein mathematisch betrachtet, durch Summen- bzw. Differenzbildung immer auf die ZF, gleichgültig welches dieser beiden Signale an welchem Mischeranschluß liegt. Dies zeigt auch die Praxis: Ein sehr starker Träger, meist nicht sehr weit ab vom Nutzsignal liegend, jedoch nicht auf der Empfangsfrequenz, kann einen Rauschanteil hervorrufen, der das Nutzsignal überlagert ohne daß das Eingangsteil des Empfängers in die Begrenzung getrieben wurde. Woher kommt dieses Rauschen? Gemäß der Vertauschbarkeit der Funktionen am Mischer, hat der starke Störträger Überlagererfunktion übernommen und genau den Anteil am Rauschen aus dem Seitenband des nichtidealen Überlagerers in die ZF gemischt, der im ZF-Abstand ΔZF vom Störträger vorhanden war. Siehe Abb. 1). Dieses Phänomen wird aufgrund seines Entstehungsprozesses „reziprokes Mischen“ genannt. In der Praxis ist es schwer vom Sättigungseffekt zu trennen und meßtechnisch wie praktisch von vergleichbarem Resultat. Deshalb werden beide Effekte zusammen unter Blocking eingestuft.

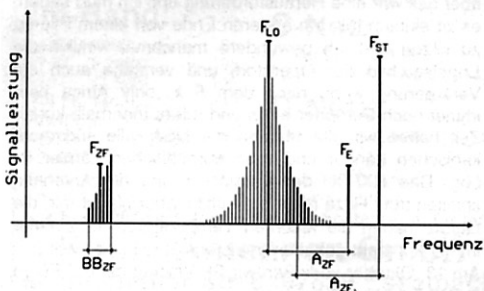


Abb. 1: Rauschen aus dem ÜberlagererSeitenband wird durch reziprokes Mischen mit starkem Störer dem ZF-Signal überlagert. (Wird fortgesetzt)

Interpretation von Empfänger-Testberichten, Teil 4

von Ulrich Graf, DK4SX, Seidlheck 19, 89081 Ulm

Der blockingfreie Dynamikbereich ist der Abstand zwischen dem Grundrauschen und dem Störträgerpegel, der in einem vorgegebenen Frequenzabstand von der Empfangsfrequenz 3 dB Rauschzunahme erzeugt. Die Rauschzunahme wird üblicherweise in symmetrischen Abständen des Störträgers von 20 oder 50 kHz, 100 kHz, 1 und 10 MHz von der Empfangsfrequenz bestimmt. Amateurgeräte weisen in 20 kHz Abstand blockingfreie Dynamikbereiche von etwa 110 dB auf (SSB-Bandbreite). Da Blocking bzw. reziprokes Mischen von allen starken Trägern innerhalb des HF-Bandes hervorgerufen wird, muß der blockingfreie Dynamikbereich mindestens 10 dB größer sein als der intermodulationsfreie, da zur IM-Störung immer Signale in bestimmten Frequenzkonstellationen zugegen sein müssen. Reziprokes Mischen läßt sich besonders leicht mit sehr starken CW-Signalen demonstrieren. Sie liefern ihren typischen Rhythmus als Rauschpuls unterschiedlicher Intensität, je nach Abstand von der Empfangsfrequenz. Wie „sauber“ das eigene Überlagerersignal ist, zeigt auch der „Filterflankensteilheit“: Man speist ein besonders rauscharmes, starkes Signal aus z. B. einem Röhrengenerator oder Quarzoszillator in den Empfänger. Dann verstimmt man die Abstimmung nach beiden Seiten so, daß das Signal über die Flanken des ZF-Filters absinkt. Theoretisch - und mit einem sehr sauberen Überlagerersignal - lassen sich so -6 dB- und -60 dB-Punkte der Quarzfilter und damit deren Shape-Faktor bestimmen. Je weiter das Signal an der Flanke absinkt, wird man bei einem nicht so idealen Empfänger plötzlich alle möglichen Pfeifstellen akustisch und Nebenmaxima mit der nicht mehr kontinuierlich abfallenden Feldstärkeanzeige feststellen. In der überwiegenden Mehrheit der Fälle wird der -60 dB-Punkt entweder nicht zu messen sein oder der errechnete Formfaktor des Filters ist deutlich größer als z. B. 2. D. h. durch reziprokes Mischen in Trägernähe des Überlagerers schränkt dessen Seitendynamik das Nutzsignal ein. Das bedeutet auch, daß die Flankensteilheit vieler guter Filter durch einen mangelhaft rauscharmen Überlagerer gar nicht genutzt werden kann.

d) Nebenempfang:

Nebenempfang ist die unerwünschte Eigenschaft eines Empfängers, starke Signale auf Frequenzen neben der eigentlichen Empfangsfrequenz zu empfangen. Es gibt verschiedene Mechanismen, die zu Nebenempfang führen. Im wesentlichen sind dies Mischprozesse, die eine Sensibilität des

Empfängers auf Spiegelfrequenzen und dem Mischprodukt, also einer ZF hervorrufen und spektrale Nebenlinien des Überlagerers, die starke Störer auf entsprechender Frequenz auf die ZF mischen. Spiegelfrequenzen und ZF liegen bei Empfängern mit erster hoher ZF über 30 MHz. Sie zu unterdrücken bedarf es lediglich des im Abschnitt Selektion beschriebenen Tiefpasses. 80 dB Spiegelunterdrückung ist als Minimum zu betrachten. Bei Geräten mit 9MHz ZF liegt beispielsweise bei hochliegendem Überlagerer der Spiegel des 80m-Bandes bei 3.5 MHz + 18 MHz = 21.5 MHz, also mitten im 15m-Rundfunkband. Unter guten Ausbreitungsbedingungen sind hier 100 dB Spiegelunterdrückung noch deutlich zu knapp! Ein Störer auf der ZF macht den Empfang auf allen Frequenzen unmöglich. Deshalb hat eine hinreichende ZF-Unterdrückung durch steilflankige Eingangss Selektion oder zusätzliche ZF-Traps herausragende Bedeutung.

Nebenempfang durch unerwünschte Nebenlinien des Überlagerers kann bei heutigen Empfängern mit Mehrfachüberlagerung, PLL-Systemen, DDS und Mikroprozessorsteuerung ein erhebliches Problem darstellen. Grundsätzlich ist davon auszugehen, daß alle an einer Frequenzaufbereitung beteiligten Oszillatoren, d. h. VCOs, Referenzoszillatoren, Quarzabmischoszillatoren, Taktgeneratoren, usw. durch direkte Mischung, Mischung von Oberwellen und Bildung von Oberwellenmischprodukten, Rückwirkung und Einstrahlung durch mangelhafte Schirmung, an der Bildung dieser Nebenlinien des Überlagerers beteiligt sind. Strahlen solche Nebenlinien direkt auf die Empfangs- oder Zwischenfrequenzen, handelt es sich übrigens um Eigenempfang (Pfeifstellen). Es ist erheblicher Rechenaufwand nötig, um die Zwischenfrequenzen und Überlagererbereiche eines Empfängers so festzulegen, damit möglichst wenige Eigenempfangsstellen und geringstmöglicher Nebenempfang auftritt. Und es erfordert langjährige Erfahrung um abschätzen zu können, welche Harmonische welchen Oszillators eventuell in Frage kommt, Probleme auszulösen.

Nebenempfangsstellen erfahren in Testberichten und Datenblättern wenig Aufmerksamkeit. Das bedeutet nicht, daß sie unwichtig sind. Es gibt allerdings Geräte, die je Band mehrere zehn (!) Eigenempfangs- und Nebenempfangsstellen zeigen. Und welcher Hersteller gibt dies schon gerne zu...

(Wird fortgesetzt)

Interpretation von Empfänger-Testberichten, Teil 6

von Ulrich Graf, DK4SX, Seidlheck 19, 89081 Ulm

Nebenempfangsstellen werden gemessen, indem man den Empfänger, auf einem bestimmten Band abgestimmt, mit einem Meßsendersignal hoher Amplitude ansteuert und diesen von z. B. 100 kHz beginnend bis z. B. 200 MHz durchdreht (oder mittels PC „durchdrehen läßt“) und alle Frequenzen notiert, auf denen mehr als z. B. 3 dB S+N/N hervorgerufen wird, mit Pegeln des Generators von 80 dB oder 100 dB über dem Grundrauschen.

e) Zusatzeinrichtungen:

e.1) Paßbandtuning

Zu Zeiten, als aus Kostengründen Amateurfunkseiver nur ein Quarzfilter besaßen, bestand die Notwendigkeit, dieses auch unter Störbedingungen möglichst flexibel einzusetzen. Störträger und Splatter benachbarter Stationen an den Rändern des Filterpaßbands ließen sich unterdrücken, wenn dieses sich um einige hundert Hertz verschieben ließ und zwar derart, daß das Nutzsignal seine Frequenzlage unverändert beibehält. Bei einem Einfachsuperhet kann dies durch gleichzeitiges Verschieben von Überlagerer und BFO erfolgen, bei einem Mehrfachüberlagerungsempfänger durch frequenzgleiches Verschieben z. B. des 1. und 2. Überlagerers. Auch die Ummischung auf eine separate Zwischenfrequenz mit Filterselektion und anschließendes Rückmischen mit demselben, variablen Oszillator auf die ursprüngliche ZF liefert dasselbe Resultat. Solches Paßbandtuning, das die Bandbreite beibehält, ist äußerst effektiv und vermittelt dem Anwender ein gutes Gefühl für die optimale spektrale Frequenzlage eines individuellen SSB-Signals.

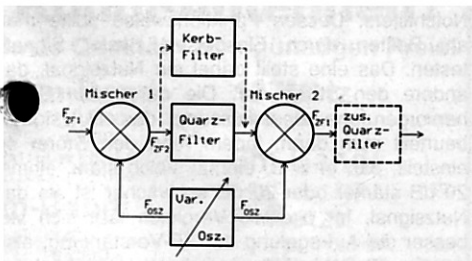


Abb. 2 Ummischverfahren

Passband des Quarzfilters auf FZ2 wird durch variablen Oszillator verschoben. Zusätzliches Quarzfilter ergibt Passbandabstimmung nach der 2. Methode. Anstelle des Bandpassfilters kann Kerbfilter zur Durchstimmung im Passband geschaltet werden.

Eine weitere Variante des Paßbandtunings ermöglicht die unabhängige Veränderung der oberen bzw. unteren Filterflanke durch Verschieben

eines Filterpaßbandes gegen ein zweites. Diese Variante funktioniert nur in einem Mehrfachüberlagerungsempfänger bzw. mit dem geschilderten Ummischverfahren mit anschließender weiterer Selektion. Sie erlaubt Störungen auf einer Seite des Filterdurchlaßbereichs zu beeinflussen ohne die andere Filterflanke zu verändern. In den meisten Fällen ist die Bandbreite nur reduzierbar. Kleinere Bandbreiten können zwar störende Beeinflussung abschwächen, dadurch aber auch die Verständlichkeit des Nutzsignals beeinträchtigen, weil kein Ausgleich am entgegengesetzten Ende des Durchlaßbereichs stattfindet. Dies kann als Einschränkung betrachtet werden. Ist eine Vergrößerung der Bandbreite möglich, indem die andere Filterflanke gleichermaßen verschoben werden kann, so sind für denselben Effekt, den die zuerst beschriebene Methode erzeugt, zwei Bedienelemente zu betätigen. Dies hat den Vorteil, äußerst individuell auf Störungen reagieren zu können, aber auch den Nachteil, daß bei nicht eindeutig gekennzeichneten Filtermittellage, durch Beeinflussung der Klangcharakteristik eines Nutzsignals, Schwierigkeiten bei der Frequenzabstimmung des Empfängers auf SSB-Signale aufkommen.

Die Bandbreitenrelation zwischen dem -6 dB-Punkt und dem -60 dB-Punkt eines Filters ist durch dessen Konstruktion fest vorgegeben. Für einen Shape-Faktor von beispielsweise 2 hat ein 500 Hz-Telegraphiefilter bei -60 dB eine Bandbreite von 1 kHz, ein FM-Filter mit einer Bandbreite von 12 kHz eine -60 dB-Bandbreite von 24 kHz, vorausgesetzt, die Nennbandbreiten sind wie üblich auf den -6 dB-Punkt bezogen. Setzt man ein Paar dieser Filter in ein Paßbandtuning-System nach der 2. Methode und reduziert die -6 dB-Bandbreite bei beiden Systemen auf 0 Hz, d. h. die -6 dB-Punkte werden ganz zusammengeschoben, so ist die -60 dB-Bandbreite im ersten Fall 500 Hz, im zweiten Fall 12 KHz! Die Grafik in Abb. 3. zeigt den Unterschied. Aus dieser Betrachtung kann man den Schluß ziehen, daß Paßbandtuning zur Störunterdrückung an den Filterflanken sehr gut geeignet ist, jedoch nicht, um durch Einengen der Bandbreite mittels breiter Filter, schmale Filter zu ersetzen. Wer für die Betriebsarten CW, RTTY, SSTV o. FAX, schmale SSB oder AM genau zugeschnittene Filterbandbreiten braucht, kommt um eine individuelle Filterbestückung nicht herum. Bandbreitevariation durch elektron. Filterverschieben ist zwar bedientechnisch elegant, HF-technisch eher ein (schlechter) Kompromiß.

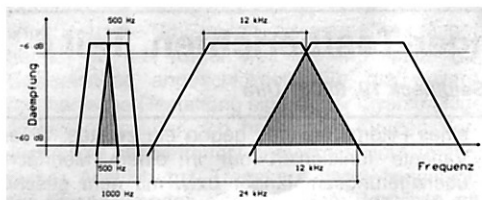


Abb. 3 Reduzierung des Passbandes mit 2 gegeneinander verschobenen Filtern mit Shape Faktor 2, aber unterschiedlichen Bandbreiten

Wer einen Empfänger besitzt mit umschaltbaren Quarzfiltern zur Bandbreitenanpassung an die Betriebsart, wird feststellen, daß sich Modulationsspektren unterschiedlich anhören und besonders unterschiedlich verständlich sind, wenn z.B. die Bandbreite verändert wird, die Filtermittellage aber unverändert bleibt. Reduziert man in SSB die Bandbreite von z.B. 2,4 kHz auf 1,8 kHz, so ist das Signal nur dann von vergleichbarer Verständlichkeit, wenn die Filtermitte des schmalen Filters zugunsten tieferer Frequenzen um etwa 200 Hz ... 300 Hz verschoben wird. Selbstverständlich ist diese Einstellung von subjektivem Hörempfinden und dem Modulationsspektrum des empfangenen Signals abhängig, der generelle Zusammenhang bleibt aber bestehen. Solche Phänomene lassen sich mit einem Paßbandtuning, die die Filterbandbreite unverändert konstant läßt, sehr vorteilhaft untersuchen.

e.2) Notchfilter

Das Notchfilter oder Kerbfilter ist eine schon sehr bejahrte, jedoch uneingeschränkt effiziente Einrichtung, schmalbandige Störer wie CW-Signale oder Träger innerhalb des ZF-Paßbandes zu unterdrücken. Bereits die sehr frühen, etwas luxuriöseren Röhrengeräte hatten auf einer letzten, sehr niederfrequenten ZF einen abstimmbaren Saugkreis hoher Güte oder eine abgleichbare Brückenschaltung, deren Unterdrückungspol sich mittels Drehkondensator auf Störer abgleichen ließ. Diese Filter findet man auch heute in fast jedem Empfänger. Dabei unterscheidet man zwischen den ZF-Filtern und den in der NF-Lage arbeitenden Filtern.

ZF-Kerbfilter sind i.a. in einer letzten, weil niederen ZF angeordnet. Dort haben sowohl Saugkreise, gewickelt auf Schalen- oder Ringkernen, als auch die zur Abstimmung benutzten Kapazitätsdioden eine hinreichende Güte, um wenigstens 30 - 40 dB Unterdrückung zu erzielen. Auf höheren Zwischenfrequenzen werden teilweise abstimmbare Quarzpole aufgebaut. Diese haben jedoch den Nachteil, daß sie bei ausreichender Sperrtiefe so schmalbandig sind, daß die Kerbe nicht ausreicht, in schmalen ZF-Filtern „verklingelte“ CW-Signale befriedigend auszublenden.

Zudem verschlechtert die begrenzte Güte fest gekoppelter Abstimmindien die Quarzgüte. Dadurch ergibt sich meist ein eher unbefriedigender Kompromiß zwischen Sperrtiefe und Kerbbreite. Wenn das zu demodulierende Signal im Nutzkanal durch ein Kerbfilter von einem starken Störer entlastet wird, kann dieser nicht mehr bis zur Regelspannungserzeugung durchschlagen. Der Empfänger regelt die Verstärkung auf, bis das schwache Nutzsignal wieder Nennlautstärke erreicht hat. Ist der Unterschied zwischen starkem Störer und schwachem Nutzsignal besonders groß, führt die Aufregelung der AGC zur Übersteuerung der ersten geregelten ZF-Stufen durch den Störer. Aus diesem Grund sollten eigentlich Kerbfilter so weit als irgend möglich „vorne“ in einem ZF-Zug angeordnet werden, am besten direkt vor oder hinter dem ersten ZF-Filter. kann z. B. das im Abschnitt Paßbandtuning erwähnte Umischverfahren helfen, denn anstatt eines Quarzfilters kann auf einer niederen ZF auch ein fest abgestimmtes Kerbfilter hoher Güte installiert werden, das mit Hilfe des Umischoszillators abgestimmt wird. Vor dem ersten ZF-Filter müssen allerdings die beteiligten Mischer höchsten Intermodulations-, nach dem Filter immer noch höchsten Nutzsignal-Dynamikansprüchen genügen.

Versucht man im ansonsten „ruhigen“ Band einen einzelnen Träger mit einem ZF-Notchfilter zu unterdrücken, so bewirkt die Aufregelung der ZF-Verstärkung um den Betrag der Notchtiefe, daß der unterdrückte Störer anschließend wieder gleich stark hörbar wird wie ohne Notchunterdrückung. Das führt vielfach zu der irigen Meinung „das ZF-Notchfilter bringt ja nichts!“ Natürlich liegt dies an der etwas ungeschickten Betrachtungsweise der Leistungsfähigkeit des ZF-Notchfilters. Dessen Funktionsweise sollte man am Besten durch Einspeisen zweier Signale testen. Das eine stellt dabei ein Nutzsignal, das andere den Störer dar. Die durch den Störer hervorgerufene Beeinflussung des Nutzsignals beurteilt man dann, indem man den Störer so einstellt, daß er z. B. einmal gleich stark, einmal 20 dB stärker oder 20 dB schwächer ist als das Nutzsignal. Im direkten Vergleich läßt sich viel besser die Aufregelung der ZF-Verstärkung, also der Empfindlichkeitsgewinn durch Unterdrückung des Störers und eine eventuelle Begrenzung der ersten ZF-Stufen bei sehr starkem Störer und schwachem Nutzsignal bewerten. Wenn nach der Unterdrückung des Störers das Nutzsignal wieder den Regelschwellwert bestimmt, ist der Störer auch wieder, je nach Notchtiefe, entsprechend leiser als das gewünschte Signal und der Unterdrückungseffekt in der erwarteten Weise zu beobachten.

Interpretation von Empfänger-Testberichten, Teil 7

von Ulrich Graf, DK4SX, Seidlheck 19, 89081 Ulm

ZF-Notchfilter bieten auf einer niedrigen Frequenzlage (z. B. 50 kHz...455 kHz) effiziente Unterdrückungen mit Kerbtiefen von 40 dB und mehr. Bei höheren ZF-Frequenzen ist die Güte der Saugkreise nicht hinreichend hoch und damit die erreichbaren Kerbtiefe mit <30 dB eher zu gering. Ummischverfahren dagegen sind bei professionellem Design hocheffektiv - sie bieten Kerbtiefen bis 70 dB -, dafür sind sie entsprechend aufwendig und teuer. Um überhaupt dem Hörer die Möglichkeit Störsignale auszublenden bieten zu können, haben manche Hersteller einen Notchfilter im NF-Pfad ihrer Empfänger eingebaut.

Mit Operationsverstärkern lassen sich Notchfilter vergleichsweise sehr einfach realisieren und mit einem Potentiometer im Hörbereich variieren. Ist das aktive Notchfilter zwischen Demodulator und NF-Verstärker, jedoch nach der AGC-Gewinnung geschaltet, lassen sich üblicherweise alle Störräger ausblenden, deren Pegel den des Nutzsignals nicht überschreiten. Ist der Störträgerpegel höher, so bestimmt er die Regelungsschwelle und mit zunehmendem Pegel „verschwindet“ das erwünschte Nutzsignal.

Erst wenn die Regelspannung aus der NF nach dem Notchfilter gewonnen wird, läßt sich ein Störer unterdrücken, ohne daß das Nutzsignal die Kontrolle über die Regelung verliert. Dies funktioniert aber nur eingeschränkt. Da gegenüber einem ZF-Notchfilter das NF-Filter noch weiter „hinten“ im Signalpfad angeordnet ist besteht noch viel eher die Gefahr, daß ein zwar auf der NF-Ebene unterdrücktes Störsignal unhörbar wird, aber durch Begrenzung der ZF- und NF-Vorstufen die Verstärkung so zurückgeht, daß abermals auch das gewünschte Signal beeinträchtigt wird. Um optimale Störunterdrückung zu gewinnen bei größtmöglichem Einfluß auf die Verstärkungsregelung, sollte ein guter Empfänger daher ein möglichst in der ZF angeordnetes Kerbfilter aufweisen.

f) Neue Entwicklungen:

f.1) DDS

Mit dem Kürzel DDS wird die Direkte Digitale Synthese bezeichnet. Die exakte Funktionsweise soll hier nicht weiter erläutert werden. Ganz allgemein nur soviel: Eine Frequenzinformation von der Tastatur, dem Bandschalter oder einem optischen Drehgeber wird in digitale Signale übersetzt, die mit einer vorgegebenen Taktrate Sinuswerte so aus einer Tabelle abrufen, daß sich nach der Digital/Analog-Wandlung ein nahezu ideales Sinussignal der gewünschten Frequenz ergibt.

Die gebotenen Möglichkeiten dieser Signalzeugungsmethode sind faszinierend: Abgeleitet von einer stabilen Quarzreferenz lassen sich durch direkten Zugriff in Abstimmungsschritten von Bruchteilen von Hertz Ausgangssignale erzeugen, die direkt in eine Frequenzaufbereitung eingespeist werden können. Die unmittelbare digitale Ansteuerung hat den Vorteil, Frequenzen direkt anzeigen, abspeichern, für Abstimmprozesse mehrere Oszillatoren hertzenau verschieben und vor allem in Bruchteilen von Mikrosekunden ändern zu können. Schnelles Absuchen von Frequenzen, Frequenzersatz zwischen Senden und Empfangen, auch bei Umschaltung in schnellster CW, ist damit kein Problem und lange Einschwingzeiten klassischer, phasenreiner PLL-Schleifen scheinen endlich überholt zu sein. Und die Chance, kundenspezifische Schaltkreise professioneller Entwicklungen mitbenutzen zu können, lassen das Preisniveau der benötigten Bausteine auf Amateurlevel sinken. Die Euphorie der Entwickler und die phantasieanregenden Möglichkeiten haben allerdings ab und zu die Sicht auf die Grenzen der DDS-Technologie versperrt und eine notwendige kritische Betrachtungsweise vermissen lassen.

Die Genauigkeit eines DDS-erzeugten Sinussignals hängt von der digitalen „Auflösung“ bei der Synthese und D/A-Wandlung ab. Abweichungen von der idealen Sinusform bedeuten Nebenwellen, Digitalisierungsstörungen erzeugen Breitbandrauschen. Gemäß der diesem Prozeß zugrundeliegenden Theorie ist der Nebenwellen- und Rauschabstand vom Trägermaximum eindeutig durch die Auflösung vorgegeben und zwar mit genau 6,2 dB je bit. Digitale Verarbeitung und D/A-Wandlung mit z. B. typisch 14 bit Auflösung ergeben einen Signal-/Störabstand von bestenfalls 86,8 dBc/Hz (dB unter c = carrier, Träger; gemessen mit 1 Hz-Bandbreite). Wandler höherer Auflösung sind zwar verfügbar, jedoch entweder zu teuer oder zu langsam, d. h. nur bis zu relativ niedrigen Ausgangsfrequenzen brauchbar. Würde ein DDS-Signal aus einer 14-bit-Synthese direkt als Überlagerer in unseren Empfänger gespeist, wäre der auf eine SSB-Bandbreite von 2,4 kHz bezogene Blockingdynamikabstand nur etwa 87 dB - 33,8 dB (Bandbreitfaktor $10 \cdot \log(2400)$) = 53,2 dB. Der Empfänger mit diesem Blockingbereich würde von jedem Signal, das mehr als 53 dB über dem Grundrauschen läge, zugestopft. Bei üblicher Empfindlichkeit wäre dies jedes Signal größer S 9!

Was stimmt nun hier nicht? Offensichtlich wird in kommerziellen Geräten mit üblichen DDS-Bausteinen das synthetisch gewonnene Signal nicht unmittelbar in den Empfangsmischer gespeist. Der für einen 110 dB-Blockingabstand erforderliche Seitenbandrauschabstand von etwa -144 dBc/Hz ist aus obigem Signal nur durch Filterung mit einem Bandpaß mit mehr als 57 dB Weitabselektion zu erhalten. Das bedeutet, daß ein in einer Empfängerfrequenzaufbereitung integrierter DDS-Generator wegen seines schlechten (!) Signal-/Rauschabstands nur mit zusätzlicher Filterung benutzt werden darf. Eine solche Filterung kann unterschiedlich aussehen. Entweder läßt man das DDS-Ausgangssignal direkt durch ein Quarzfilter laufen. Dann bestimmt die Filterbandbreite die maximale Variation des hochauflösenden DDS-Signals oder umgekehrt. Dieses Signal kann dann z. B. als Referenz in einer PLL dienen oder in eine solche eingemischt werden. Siehe Abb. 4. 10 kHz Bandbreite erlauben 10 kHz Variation des DDS-Signals und eine in ebenfalls 10 kHz-Stufen rastende PLL. Diese größeren Frequenzsprünge der PLL können rasch genug erfolgen, um Scanning und schnellen Send-/Empfängerfrequenzversatz auszuführen. Zu beachten ist allerdings, daß bei Einsatz eines so breiten Filters nach der Synthese der Rauschsockel des DDS-Signals Blockingprobleme auslösen kann.

Eine weitere Möglichkeit der Selektion eines DDS-Signals als Bestandteil eines PLL-Systems ist die geeignete Wahl der Schleifenfilterbandbreite, die man sich quasi über das PLL-Signal gestülpt vorstellen muß. Sie ist ebenfalls zur Unterdrückung der hohen Seitenbandrauschanteile einer DDS-Referenz oder eines DDS-Einmischsignals verwendbar. Allerdings ist im Gegensatz zur Quarzfiltervariante u. U. mit höheren Einschwingzeiten zu rechnen.

In manchen Empfangssystemen wird ein in grober Stufe, aber dafür schnell rastendes PLL-Signal als erster Überlagerer verwendet und die Feinauflösung im 1 Hz-Raster aus einem DDS-Modul erst mit dem 2. Überlagerer realisiert. Diese Methode vereinfacht zwar die Frequenzaufbereitung, das erste ZF-Filter muß aber jetzt nicht nur das Nutzsignal passieren lassen, sondern auch noch um den Abstimmbereich der DDS breiter sein. Hier kann man nicht nur einschränkende Blockingeffekte beobachten, sondern auch überraschende Inband-Intermodulationserscheinungen. In einem geringen Abstimmabschnitt läßt sich z. B. ein IM-Produkt wahrnehmen. Stimmt man dann die Abstimmung nur um 1 Hz weiter, ist das IM-Produkt plötzlich verschwunden. Die Grobrastung der PLL des 1. Überlagerers auf eine einige kHz entfernten Rastfrequenz bei der Abstimmung läßt das Nutzsignal im Paßband des

ersten Filters springen; die IM-erzeugenden Störer stehen in einer anderen Konstellation und das IM-Produkt tritt nicht mehr in Erscheinung. Fazit: DDS bietet hervorragende bedien- und HF-technische Lösungen für eine Frequenzaufbereitung: Frequenzen lassen sich mit höchster Geschwindigkeit, Genauigkeit und Feinauflösung generieren. Die unbestreitbaren Nachteile des Systems wie Nebenwellen und mangelnder Seitenband-Rauschabstand sind nur durch wohlüberlegte Integration in ein PLL-System mit Filterung zu unterdrücken. Dabei darf der Abstimmbereich der DDS nicht zu groß werden um Blockingproblemen in Empfangsfrequenznähe aus dem Weg zu gehen.

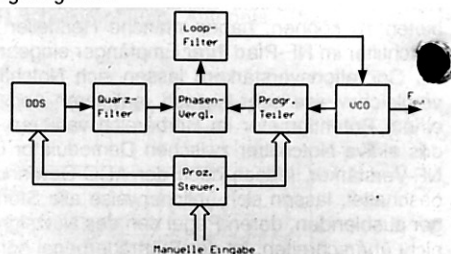


Abb. 4 PLL-System mit gefiltertem DDS-Signal als Referenz

f.2) DSP

Die Entwicklung moderner Kommunikationssysteme mit vollständig digitaler, abhörsicherer, selbstkorrigierender, fadingskompensierender Übertragung umfaßt unter zahllosen Aufgaben besonders die digitale Bearbeitung analoger Signale. Sämtliche für das Digitale Signal Processing anstehenden Signale müssen demnach zuvor analog/digital gewandelt werden. Anschließend besteht ihre Bearbeitung ausschließlich in einer mathematischen „Behandlung“ durch heute immer raffiniertere Algorithmen. So gelingt es z. B., Rauschen als stochastisches, d. h. nicht kontinuierlich auftretendes Signal zu erkennen und gegen ein kontinuierlich auftretendes Sprachsignal zu unterdrücken, indem es „herausgerechnet“ wird (korrelative Methode). Oder es wird über das dynamisch sich ändernde, rauschbehaftete Nutzsignal ein dynamisches Bandpaßfenster gelegt, dessen Breite sich schnell und exakt dem Nutzsignal angleicht und außerhalb liegendes Breitbandrauschen unterdrückt (adaptives Verfahren). Natürlich lassen sich auch Nutzsignale und Störsignale durch rechnerische Auswertung signalcharakteristischer Kriterien unterscheiden und z. B. ein oder mehrere Störträger stark abschwächen. Da diese mathematischen Berechnungen in „Echtzeit“ ablaufen müssen, sind hohe Rechenleistungen erforderlich, die mit enorm hohen Taktraten abzuarbeiten sind. (Forts. folgt)

Interpretation von Empfänger-Testberichten, Teil 8

von Ulrich Graf, DK4SX, Seidlheck 19, 89081 Ulm

Zwischenzeitlich sind Signalprozessoren mit hoher Taktfrequenz deutlich preiswerter geworden, so daß sich die genannten Anwendungen auch im Amateurbereich anwenden lassen.

Derzeit beschränken sich DSP-Anwendungen in Amateurgeräten nicht mehr nur auf NF-Bearbeitung und Filterung. Modulation und Demodulation als mathematische Multiplikation lassen sich wunderbar rechnen und eine SSB-Aufbereitung hoher Qualität nach der Phasenmethode mit breitbandigen NF- und HF-Phasenschiebern ist ein klassisches Beispiel jüngster DSP-Entwicklung. Schnellere Prozessoren erlauben es sogar zwischenzeitlich, auf einer niederfrequenten ZF im kHz-Bereich die vollständige Nutzsignalselektion mit feinst abgestimmten Bandbreitestufen - sauber abhängig von den Betriebsarten-, Demodulation sämtlicher Amplituden- und Phasenmodulationsarten, Regelspannungsgewinnung und NF-Bearbeitung mit allen Möglichkeiten der Rausch- und Störunterdrückung zu realisieren. Man kann verstehen, daß die fantastischen Möglichkeiten dieser neuen Technologie manchen Entwickler, Anwender oder Tester ins Schwärmen geraten lassen.

Leider sind auch bei der digitalen Signalbearbeitung Nachteile zu verzeichnen. Nur wer die Grenzen einer neuen Technologie einzuschätzen weiß, kann sie schließlich auch optimal anwenden. Hier soll nur auf einige Problemfälle hingewiesen werden, um zu zeigen, daß mit DSP nicht nur sorgfältig umgegangen werden, sondern auch eine völlig neue Denkweise z. B. bei der Meßtechnik einkehren muß.

Die in Echtzeit ablaufende Selektionsberechnung und Demodulation dauert, trotz schnellster verfügbarer Prozessoren eine gewisse Zeit. Die einfachen, im Amateurfunk bereits zahlreich üblichen NF-Filter und Rauschunterdrückungseinrichtungen benötigen etwa 1,5 ms bis über 150 ms Rechenzeit, je nach auszuführendem Prozess. Wird aus der gerechneten Selektion und Demodulation die Regelspannung abgeleitet, so wird die unvermeidliche Filterverzögerung auf den ersten Zwischenfrequenzen um diese Rechenzeit verlängert. Ein bekannter professioneller Empfänger dieser Machart kann deshalb z. B. nicht im SSB-Suchbetrieb mit automatischer Regelung betrieben werden, ohne die Handregelung zur Unterstützung heranzuziehen. Die aus dem Prozessor gewonnene Regelgröße erscheint demnach stark verzögert, daß HF-Pulse nicht schnell genug zurückgeregelt werden können.

Der Mangel ist so offensichtlich, daß dem Hersteller nichts anderes üblich blieb, als im Handbuch extra darauf hinzuweisen.

Die Verzögerung des Regelkriteriums und des demodulierten Signals kann, abhängig von der Prozeßdauer, Betriebsarten wie Voll-BK-CW, Amtor, Paktor u. a. unmöglich machen. Hierzu sind entweder deutlich schnellere Prozessoren einzusetzen oder es ist auf klassische, analoge Bearbeitung zurückzugreifen.

Jüngst erschienene Berichte über das erste japanische Produkt mit DSP ab der letzten ZF, zeigten u. a. bei SSB-Bandbreite ein Empfängergrundrauschen ($S+N/N = 3$ dB) von etwa -130 dBm. Ein Blick auf das Frontend zeigt jedoch, daß übliche Standardschaltungen für Vorverstärker und Mischer eingesetzt wurden. Ist dieser gewaltige Empfindlichkeitssprung dann überhaupt möglich? Geht man von einem typischen, nur vom Frontend bestimmten Grundrauschen eines Amateurempfängers in SSB-Bandbreite (2,4 kHz) von etwa -130 dBm aus, so ist das DSP-Gerät rund 15 dB empfindlicher. Bei vergleichbarer Frontendschaltung kann der Empfindlichkeitsunterschied daher ausschließlich von einer Verringerung der Bandbreite herrühren. Bei der Messung hat nämlich der DSP-Rechner über das ZF/NF-Signal ein Bandpaßfenster gelegt, das diese Empfindlichkeitsverbesserung um 15 dB hervorrief. Daraus läßt sich die (DSP-)Bandbreite von etwa 76 Hz errechnen. Die Empfindlichkeit wurde also - da sich alternativ zur digitalen Bearbeitung keine analoge Vergleichsfunktion schalten ließ - mit einer superschmalen CW-Bandbreite trotz SSB-Bandbreiteinstellung gemessen.

Um die korrekte Relation wieder herzustellen, hätte nicht wie in der klassischen Analogtechnik ein Eintonsignal zur Messung eingespeist werden müssen, sondern ein Signal, das so breit ist wie ein typisches SSB-Signal. Das funktioniert hier nur mit einem Signal, das aus einem Spektrum aus mehr als 25 Einzeltönen (!) bestehen müßte oder mit einem FM-modulierten Signal mit einer Modulationsfrequenz von beispielsweise 75 Hz und 1,2 kHz Hub. Dieses Signal besitzt eine Bandbreite von etwa 2,4 kHz und weist alle 75 Hz eine Spektrallinie auf. Nur mit einem solchen Signal kann die Selektion des DSP-Empfängers im Basisband korrekt „eingestellt“ und eine realistische SSB-Empfindlichkeit gemessen werden. Je nach digitalem Rauschunterdrückungsprozeß bleibt natürlich der verbesserte Signal-/Störabstand durch korrelative Rauschbefreiung -

unabhängig von einer Verbesserung durch adaptive Paßbandbildung - erhalten, sofern beide Verfahren gleichzeitig angewendet werden. Dies würde die oben genannte Bandbreite etwas vergrößern und damit die Zahl der Meßtöne verringern; der Unterschied läßt sich jedoch nur meßtechnisch mit unterschiedlichen Signalspektren ermitteln. Der Umstand, daß die Meßsignale mit einer anderen, nämlich viel schmaleren Bandbreite bewertet wurden als die Bandbreite-Schalterstellung angibt und das DSP auch nicht ab- oder umgeschaltet werden kann, bedeutet, daß alle Messungen, deren Resultat bandbreiteabhängig sind, um den oben geschätzten Faktor „daneben“ liegen und für Vergleiche mit anderen, besonders analogen Geräten nicht herangezogen werden dürfen. Also sind Grundrauschen, Intermodulation, Blocking, Nebenempfang usw. mit einem „Spektrum-Signal“ zu messen oder um einen Korrekturfaktor, den man z. B. bei der Empfindlichkeitsmessung einmalig bestimmt, rechnerisch richtigzustellen.

Die Aussteuerdynamik eines DSP-Prozessors ist begrenzt. Sie ist - wie bei der DDS - mit etwa 6 dB je bit Auflösung von der A/D-Wandlung bzw. der digitalen Bearbeitungsbreite abhängig. Um sie voll nutzen zu können, ohne dabei das Digitalteil zu übersteuern, muß die Nutzsignaldynamik vorher durch eine Regel-ZF begrenzt werden. Regelstufen sind jedoch i. a. nicht sonderlich intermodulationsfest, weshalb die Regelstufe nach einem Filter angeordnet werden muß. Das zwingt dazu, bereits vor der Digitalisierung und der Errechnung der endgültigen Bandbreite zur Entlastung der analogen und digitalen Schaltungsmodule Selektion vorzusehen. Um mögliche Störeffekte so gering wie möglich zu halten, sollten deshalb auf den ersten Zwischenfrequenzen für die am häufigsten benutzten Betriebsarten zumindest die größten Bandbreiten durch steiflankige Quarzfilter vorgegeben werden, also z. B. ein Filter mit 6 kHz für AM, 3 kHz für SSB und eines mit 500 Hz für

FM. Nach diesen Vorfiltern wird dann sinnvollerweise ein Regelkriterium abgegriffen, das dann unabhängig von DSP-Rechenzeiten die schnelle Regelung der ZF übernehmen kann.

Blocking- und Intermodulationsstörungen, die im Frontend und in den nachfolgenden ZF-Stufen entstehen bzw. durch einen mangelhaft rauscharmen Überlagerer hervorgerufen werden, können durch das DSP nie mehr repariert werden! Ein guter DSP-Empfänger glänzt nur mit einem hochlinearen Frontend und vorbildlicher Signalaufbereitung.

Wenn die bisher analogen Prozesse der Signal-selektion und Demodulation digital abgearbeitet werden, lassen sich Störungen in ihrer klassischen, akustischen Auswirkung wie Zurauschen,

Splatter, Interferenzpfeifen usw. nicht mehr in allen Fällen gleichermaßen wahrnehmen. Da z. B. Filterübersprechen bei der DSP-Selektion nicht vorkommt, fällt das Splatter eines dicht neben dem Nutzsignal liegenden starken Störers akustisch weg. Da dieses Signal jedoch durch das größere Fenster eines Vorfilters hindurchgelangt, führt es zur Übersteuerung des A/D-Wandlers. Alle Störungen, die solche Übersteuerungen auslösen, bewirken eine Verschlechterung des Rauschabstandes unseres Nutzsignals. Dadurch, daß jetzt Störer in ihrer gewohnten, analogen Erscheinungsweise unkenntlich werden, wirkt der Empfänger zwar „ruhiger“, aber möglicherweise wird gerade so unser lange gesuchtes, leises DX durch „digitales Zurauschen“ unhörbar gemacht. Unter üblichen Störbedingungen wäre es vielleicht zu erkennen und z. B. mit der Paßbandabstimmung noch zu retten gewesen.

Noch eine bittere Bemerkung. Machen wir uns nichts vor: Der Einsatz von DSP erfolgt nicht nur aus Begeisterung der Entwickler und aus dem Bedürfnis der Hersteller heraus, den Funkamateuren und Kurzwellenhörern jeden Wunsch von den Augen abzulesen. Hier sind ganz schnöde, knallharte Kostenersparnis- und Konkurrenzzwänge vorherrschend. Ein DSP-Prozessor, einigermaßen passabel eingesetzt, soll mehrere teure Quarzfilter einsparen und dem Hersteller zusätzliche, attraktive PR-Argumente liefern. Für einen technisch nicht so versierten Amateur ist es deshalb doppelt schwierig, die Spreu vom Weizen zu trennen, um für sein sauer erspartes Geld wirklich zum „Traumgerät“ zu gelangen.

g) Zusammenfassung:

Die Auflistung einiger Bewertungskriterien und -Beispiele sollte zeigen, daß heutige Amateur-Kurzwellenempfänger härter am Maßstab höherer Linearität gemessen werden, eindeutigeren Empfindlichkeitskriterien unterworfen und mit Filtern ausgerüstet werden sollten, die den Amateurbetriebsarten am besten angemessen sind. Um einen Empfängereinganginterzeptpunkt von beispielsweise +35 dBm bei gleichzeitiger Rauschzahl von wenigstens 15 dB zu erzielen, ist kein technologischer Quantensprung mehr nötig; die Schaltungstechnik ist bekannt und bezahlbar. Die Empfindlichkeit eines Empfängers sollte der Objektivität halber durch Bestimmung der Rauschzahl gemessen und angegeben werden. Und die Nahselektion sollte mit den Betriebsarten angemessenen, schmalstmöglichen Quarzfiltern auf den ersten Zwischenfrequenzen erfolgen. Feinabstufung der Bandbreiten kann man durch DSP auf einer nachfolgenden ZF realisieren, sofern andere Betriebsparameter, wie Regelzeitkonstanten nicht nachteilig beeinflusst werden.

Die Frequenzfeineinstellung ist vorzugsweise mit DDS zu erzeugen. Der Feinabstimmbereich sollte aber z. B. 1 kHz bis max. 5 kHz nicht überschreiten um Blockingeffekten vorzubeugen. Aus demselben Grund ist das DDS-Signal nur schmalbandig gefiltert in einer PLL zu verarbeiten.

Zugunsten HF-technischer Verbesserungen und einer ergonomischen und selbsterklärenden Bedienung können Einrichtungen wie Frequenzspeicher, Scanfunktionen, Rechnersteuerung, Multimode-Noiseblanker usw., deren Nützlichkeit im Amateurbetrieb durchaus angezweifelt werden darf, weggelassen werden. Es gibt namhafte Musterbeispiele für Geräte solcher Qualitätskategorie. Auch bringt extreme Miniaturisierung - außer z. B. für QRP-Betrieb - durch die Verwendung teilweise ungeeigneter Bauelemente und die mangelnde Entkopplung der Schaltungsteile untereinander nicht immer Vorteile im Sinne einer Entwicklung zu besseren Geräten.

Die Berücksichtigung der geschilderten Kriterien sind nach Ansicht des Verfassers geeignet, eine im wesentlichen an hochfrequenztechnischen Maßstäben orientierte Beurteilung von Kurzwellenempfängern abzugeben. An den Übertragungseigenschaften gemessene Geräte bieten die technische Voraussetzungen zur optimalen Kommunikation ohne betriebstechnische „Spielereien“ überzubewerten. Vielleicht gelangen wir auch im Amateurfunk im Laufe neuester Entwicklungen zu einem fortgeschritteneren Qualitätsstandard für den Empfänger der näheren Zukunft. (ENDE) ---

VX-1R: TX Erweiterung!

Wer geschickt und gut im Lötten an SMD-Platinen ist, kann den TX-Bereich beim Handy VX-1R wie folgt erweitern: Vorher aber noch ein wichtiger Hinweis! Selbstverständlich kann keine Garantie für die Funktion der beschriebenen Änderung bei allen Gerätevarianten des VX-1R übernommen werden! Ein Eingriff in das Gerät führt zum Garantieverlust! Nach der Änderung muß ein Reset durchgeführt werden. Dies führt zum Verlust aller abgespeicherten Frequenzen! Die ARS Funktion ist danach nicht mehr gegeben, die Relaisablage muß von Hand ein/aus geschaltet werden!

1) Zerlegen des Gerätes: Zuerst die drei Schrauben herausdrehen. Das Gehäuse VORSICHTIG etwas aufbiegen und die Batteriefachklappe herausnehmen. Dabei bitte nicht den LOSEN (!) Stift, mit dem die Klappe gelagert ist, in den Plüschteppich fallen lassen!!! Nun kommt der unangenehme Teil: Das Gehäuse wird auf der Batteriefach-Seite von drei innen liegenden Klammern gehalten. Diese können bei ungeschicktem Vorgehen abbrechen! Am besten zuerst vorsichtig durch die Öffnung des Batteriefachs die untere

Klammer mit einem kleinen Schraubendreher zurück biegen und das Gehäuse gleichzeitig dort etwas (!) auseinander ziehen. Wenn die Klammer frei ist, wird ebenso die mittlere gelöst. Die hintere (direkt unter dem Drehknopf) wird beim vorsichtigen Aufbiegen des Gehäuses ausgehakt.

2) Erweiterung: Direkt unter dem Drehknopf sind zwei Lötbrücken zu sehen. Die "0" ist bezeichnet, die andere ist Nr. "1". Nun an dieser Seite vorsichtig den Aufkleber im Batteriefach hochziehen, bis die restlichen Brücken 2, 3, 4, und 5 zu sehen sind. Den Aufkleber mit Klebestreifen etwas an der abgeschirmten Kiste fixieren, um gut an den Brücken lötten zu können. Die Brücken 0, 1, 2 und 4 müssen für die erweiterte Version geschlossen sein. Bei der DL-Version sind die Brücken 1 und 4 schon geschlossen, wobei 4 mittels eines NEBEN Lötspitzen befindlichen 0-Ohm-SMD-Rs gebrückt ist. Hierzu bitte einen geerdeten Lötcolben mit einer sehr feinen (!) Spitze verwenden.

3) Test: Nun testen, ob die Änderung erfolgreich war. Das geht am besten mit dem Steckerlader bei noch offener Rückwand. Aber bitte vorsichtig! Den "Hard" Reset durchführen (engl. Handbuch Seite 47). Mit Dummyload (!) testen, ob Sendebetrieb oberhalb von 146 MHz und 440 MHz möglich ist.

4) Zusammenbau: Nun ganz vorsichtig die Rückwand wieder "an-klicken". Hierbei darauf achten, daß die Klammern UND die Führungsnut/Feder der beiden Hälften gut ineinander greifen. Die Sache ist SEHR knifflig! Zuletzt wird die Batteriefachklappe wieder montiert, dabei beachten, daß der Metallstift in beiden Hälften richtig im Loch sitzt.

5) Tip: Bevor irgendwelche Frequenzen abgespeichert werden, sollte die Relaisablage und der gewünschte "Step" für beide Bänder richtig gesetzt und die Tonruftaste im Menue wieder aktiviert werden.

Ohne Gewähr, keine Haftung! Viel Erfolg!
Volker, DL6OBU

QRG-Erweiterung für Standard C-156

1. Öffnen Sie das Gerät, indem Sie die beiden Schrauben auf der Rückseite entfernen.

2. Unter dem Display befinden sich zwei Widerstände, RD45 und RD46.

Entfernen von RD45:

RX-Bereich: 100.00 - 199.995 MHz

TX-Bereich: 144.00 - 147.995 MHz

Entfernen von RD45 & RD 46:

RX-Bereich: 100.00 - 199.995 MHz

TX-Bereich: 100.00 - 199.995 MHz

Achtung das Entfernen von RD46 löscht alle Speicher. Alles ohne Gewähr! Durchführung dieser Modifikation auf eigene Gefahr! DL1GMC

Diese Beitragsfolge ist original im FUNKTELEGRAMM 9 (1997)
H. 4 bis 11 erschienen.

Die Weiterverbreitung erfolgt mit freundlicher Genehmigung des
Herausgebers Joachim Kraft, DL8HCZ.

www.funk-telegramm.de

Kommentar von Ulrich Graf, DK4SX

- Eine Rauschzahl, in dB angegeben, wird als Rauschmaß bezeichnet.
- Das Phasenrauschen einer DDS ist vergleichsweise sehr gut; die digitalen Prozesse generieren allerdings Nebenwellen, deren Maximalpegel gemäß angegebener Formel ($6,2 \text{ dB} \cdot \text{bit}$ Auflösung in dBc) abgeschätzt werden kann. Der Sumpf an Nebenwellen ist sehr dicht und die hohe Zahl dieser Nebenwellen kann zu einer hohen Zahl an Eigen-/Nebenempfangsstellen und zu Blockingeffekten wie bei hohem Phasenrauschanteil führen.

E-Mail: *dk4sx@darc.de*

Internet: *www.mydarc.de/dk4sx*