

---

# Detektion und Analyse von Interferenzen im Radiofrequenzbereich

Benjamin Winkel

Diplomarbeit in Physik

angefertigt im

Radioastronomischen Institut der Universität Bonn

vorgelegt der

Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät

der

Rheinischen Friedrich-Wilhelms-Universität

Bonn

September 2005

---

Ich versichere, daß ich diese Arbeit selbständig verfaßt und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie die Zitate kenntlich gemacht habe.

Referent: Priv.-Doz. Dr. Jürgen Kerp

Korreferent: Prof. Dr. Gerd W. Pröbß

# Inhaltsverzeichnis

<b>Kurzfassung</b>	<b>5</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>7</b>
<b>2 Theorie der Digitalen Signalverarbeitung</b>	<b>11</b>
2.1 Fouriertransformation und Sampling	11
2.1.1 Die Fouriertransformation und ihre Eigenschaften	11
2.1.2 Faltung und Autokorrelation	13
2.1.3 Filter	15
2.1.4 <i>Sampling</i>	19
2.2 Die diskrete Fouriertransformation (DFT)	26
2.2.1 Grundlagen	26
2.2.2 Die schnelle Fouriertransformation (FFT)	27
2.2.3 <i>Pipeline-FFT</i>	29
2.3 Einige Aspekte der Datenverarbeitung	30
2.3.1 Statistik der digitalen Signalverarbeitung	30
2.3.2 Robuste Statistik	31
2.3.3 Grauplots	31
<b>3 Radioastronomische Empfangssysteme</b>	<b>33</b>
3.1 Aufbau eines Radioteleskops	33
3.2 Gebräuchliche Spektrometer- <i>Backends</i>	36
3.3 Digitales FFT-Spektrometer auf Basis eines FPGA-Chips	41
<b>4 Die verwendeten Meßdaten</b>	<b>45</b>
4.1 Testmessungen in Effelsberg	45
4.2 Die verschiedenen Meßmodi und Observationsparameter	45
4.3 Messungen der Region nahe M31	48
4.4 Kalibration der Daten	50
<b>5 Das Programm-Paket FS-Pipe</b>	<b>55</b>
5.1 Prinzipien bei der Verarbeitung der Spektrometerdaten	55
5.2 Beschreibung einiger Programme	56
5.2.1 <code>extract</code>	56
5.2.2 <code>plotter</code>	56
5.2.3 Das <i>GnuPlot-Frontend</i> <code>makepl</code>	57
5.3 <i>Allan-Plots</i>	58
5.4 Automatischer Basislinien- <i>Fit</i> und Signal-zu-Rausch-Messung	61
5.5 Erstellen einer Kontinuumskarte	62

<b>6</b>	<b>Detektion von RFI-Signalen</b>	<b>69</b>
6.1	Interferenzen im Radiofrequenzbereich (RFI) . . . . .	69
6.2	Spektrengenaue Detektion von RFI-Signalen . . . . .	74
6.3	Kanalgenaue Detektion von RFI-Signalen . . . . .	77
6.3.1	Gewichtete Subtraktion zweier Polarisationskanäle . . . . .	78
6.3.2	Basislinien- <i>Fit</i> . . . . .	80
6.3.3	Median-Filter . . . . .	84
6.3.4	Statistik der Zeitreihen . . . . .	86
6.3.5	Zweidimensionaler Basislinien- <i>Fit</i> . . . . .	88
6.3.6	Eigentliches Erkennungsverfahren, <i>Peak</i> -Erkennung . . . . .	92
6.4	Wahl geeigneter Parameter für die verschiedenen Algorithmen . . . . .	93
6.4.1	Erzeugen von künstlichen Spektren . . . . .	93
6.4.2	Der <i>simulated-annealing</i> -Algorithmus . . . . .	94
6.4.3	Parametersuche . . . . .	95
6.5	Vor- und Nachteile der vorgestellten Algorithmen . . . . .	95
6.6	Erkennung und Klassifizierung auf Basis Neuronaler Netze . . . . .	97
6.6.1	Die Theorie Künstlicher Neuronaler Netze . . . . .	97
6.6.2	Erstellung von Trainings-Daten . . . . .	99
6.6.3	Ergebnisse und Ausblick . . . . .	100
<b>7</b>	<b>Analyse von RFI-Signalen</b>	<b>103</b>
7.1	Statistik des RFI-Aufkommens . . . . .	104
7.1.1	Häufigkeit und Stärke der Interferenzen . . . . .	105
7.1.2	Abhängigkeit von Beobachtungs-Parametern (Position, Zeit und Integrationszeit) . . . . .	107
7.1.3	Untersuchung kürzerer Integrationszeiten . . . . .	111
7.2	Auswirkung der Störungen auf die Qualität der Daten . . . . .	116
7.3	Mögliche Ursachen der beobachteten Interferenzen . . . . .	117
7.4	Vergleich der Ergebnisse für verschiedene Algorithmen . . . . .	119
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung der Ergebnisse</b>	<b>127</b>
<b>A</b>	<b>Verwendete Software</b>	<b>133</b>
A.1	Interna des FS-Pipe-Paketes . . . . .	133
A.1.1	Verwendete Bezeichner . . . . .	133
A.1.2	Kurze Übersicht über die Programme . . . . .	133
<b>B</b>	<b>Lernregeln für Neuronale Netze</b>	<b>137</b>
B.1	<i>Backpropagation</i> . . . . .	137
B.2	Fehlerbestimmung . . . . .	137
B.3	Die verallgemeinerte $\delta$ -Lernregel . . . . .	138
<b>C</b>	<b>Ergebnisse der Parametersuche mit dem <i>simulated-annealing</i>- Algorithmus</b>	<b>141</b>
	<b>Literatur</b>	<b>144</b>
	<b>Danksagung</b>	<b>145</b>

# Kurzfassung

Radioastronomische Messungen werden mit zunehmendem Umfang des Funkverkehrs immer stärker durch Interferenzen im Radiobereich (*radio frequency interference*, RFI) belastet. Die Arbeit zeigt, welchen Einfluß RFI-Signale auf die Qualität einer Messung haben können und entwickelt Algorithmen, um betroffene Datensätze zu reinigen.

Als Datenbasis kommen ein umfangreicher astronomischer Datensatz, sowie die Daten mehrerer Testmessungen zum Einsatz. Alle Messungen wurden mit einem neuartigen Spektrometer am Radioteleskop Effelsberg aufgenommen. Das Digitale Fourier-Spektrometer wurde von Stanko et al. (2005) am Radioastronomischen Institut der Universität Bonn (RAIUB) entwickelt. Das Gerät basiert auf einem *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA) mit mehreren Millionen Logikgattern. Wie in der Arbeit gezeigt wird, ist eine RFI-Detektion stark von der gewählten Integrationszeit abhängig. Die Untersuchung dieses Effektes war nur möglich, weil das Spektrometer die Speicherung der Spektren auf kurzen Zeitskalen ( $\sim 100$  ms) erlaubt.

Ebenfalls sehr bedeutend für die Untersuchung von Interferenzen ist der hohe Dynamikbereich des neuen Spektrometers. Der Analog-Digital-Wandler (ADC) zur Abtastung des Meßsignals hat eine Auflösung von 14 Bit. Damit übersteuern auch starke Interferenzen das Gerät nicht. Aber auch für den astronomischen Meßbetrieb ist dies sehr hilfreich, da bei Beobachtung verschieden heller Quellen keine Neuregelung der Verstärkung notwendig ist, wie dies bei den in Effelsberg verwendeten Autokorrelatoren der Fall ist.

Die entwickelten Methoden zur RFI-Detektion wurden eingesetzt, um die Interferenzsituation am Radioteleskop Effelsberg zu untersuchen. Dabei stellte sich heraus, daß ein Großteil der Störungen im astronomischen Datensatz durch Geräte aus dem Observatoriumsgebäude selbst verursacht wurden.



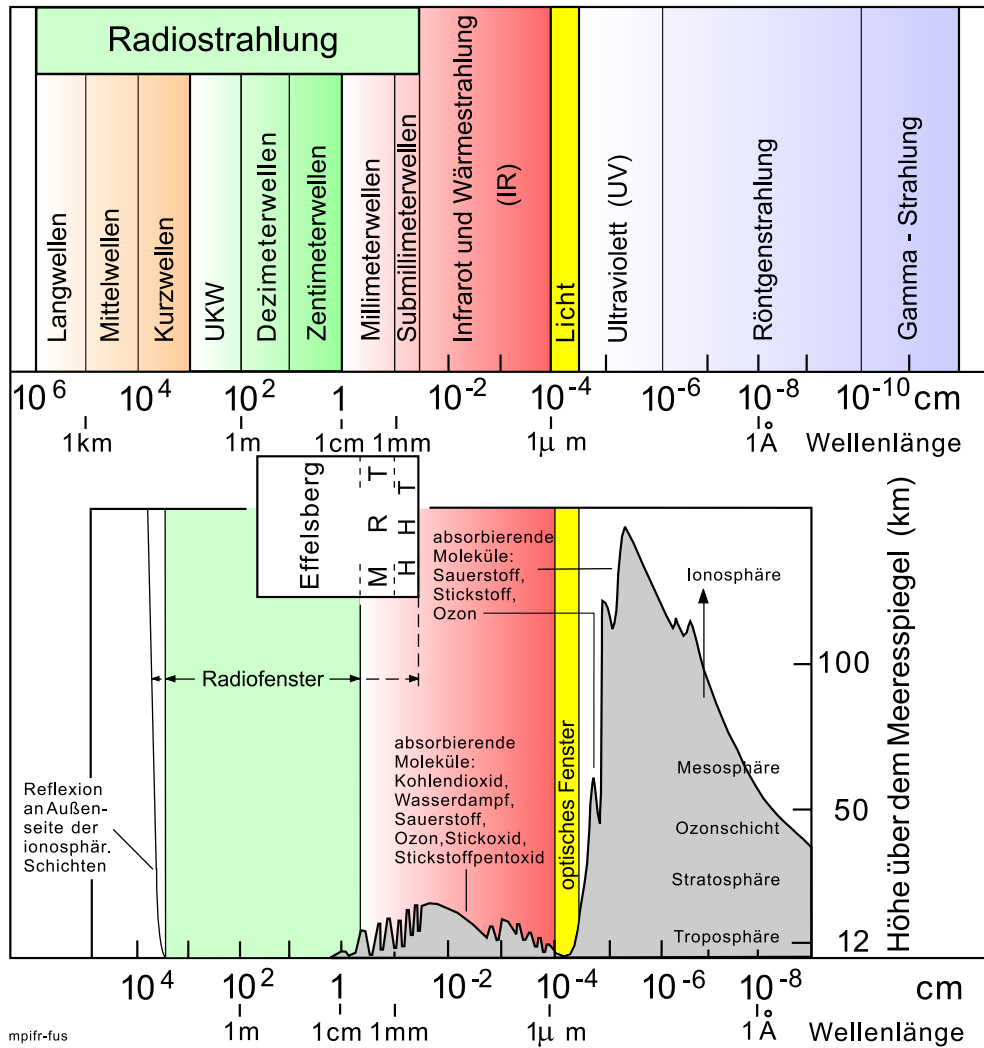
# 1. Einleitung

Die vorliegende Diplomarbeit beschäftigt sich mit der Detektion und Analyse von sogenannten Interferenzen im Radiofrequenzbereich (*Radio Frequency Interference*, RFI). Dabei handelt es sich um künstliche Störsignale bei den – für Radioastronomen wichtigen, zum Teil eigentlich geschützten – Frequenzen von etwa 0.3 MHz bis 300 GHz, entsprechend einer Wellenlänge von 1000 m bis 1 mm.

Erdgebundene astronomische Beobachtungen können prinzipiell nur in einigen wenigen Wellenlängenbereichen durchgeführt werden, den sogenannten Beobachtungsfenstern, siehe Abb. 1.1. Vom Erdboden aus sind optische und radioastronomische Messungen, zum Teil auch Beobachtungen im Infraroten, möglich. In den ebenfalls wichtigen, aufgrund der Absorption der Atmosphäre jedoch nicht zugänglichen anderen Teilgebieten der Astronomie wie Röntgen-, Gamma-, UV- und Submillimeter-Astronomie, ist eine Beobachtung nur satellitengestützt oder zum Teil auf hohen Bergen möglich.

Auch aufgrund dieser Tatsache hat die Radioastronomie einen hohen Stellenwert erlangt. Viele interessante astronomische Phänomene wie die 21-cm-Linienemission des neutralen Wasserstoffes und andere wichtige Moleküllinien sowie die Kontinuumsstrahlung lassen sich nur mit Radioteleskopen beobachten. Letztere entsteht entweder durch relativistische Elektronen (z.B. in Supernovae(-Überresten) oder aktiven Galaxienkernen) oder durch thermische Elektronen (z.B. in HII-Regionen).

Alle radioastronomischen Messungen können durch das Auftreten von Interferenzen empfindlich gestört werden. RFI-Signale weisen zum Teil erhebliche Intensitäten auf, so daß die oftmals nur schwachen astronomischen Signale unter Umständen kaum bzw. überhaupt nicht detektiert werden können. Doch auch bei weniger starken Auswirkungen kann die Datenanalyse beeinflusst werden, denn die Interferenzen ändern viele der statistischen Parameter, beispielsweise Mittelwert und Standardabweichung, aber auch die Wahrscheinlichkeitsverteilungen der Meßwerte. Wird dies bei der Auswertung nicht berücksichtigt, können leicht falsche Ergebnisse erhalten werden. Insbesondere automatische Datenreduktionsprogramme nehmen zur Zeit keinerlei Rücksicht auf eventuell vorkommende Störungen in den Daten. Bei einer manuellen Reduktion der Daten kann zumindest auf einige Arten von Störungen reagiert werden. Hierbei spielt jedoch auch die gewählte Integrationszeit eine Rolle. Sie wird von vielen Beobachtern relativ groß gewählt, zum einen aus technischen Gründen (Datenmenge u.ä.) und zum anderen, weil eine möglichst effiziente Nut-



**Abb. 1.1:** Durchlässigkeit der Erdatmosphäre als Funktion der Wellenlänge (Fuss-hoellers Public Graphics Archive, MPIfR).

zung der erteilten Beobachtungszeit angestrebt wird. Zwischen der Aufnahme von Spektren kommt es bei jedem Empfangssystem zu mehr oder weniger langen Totzeiten. Bei zu kurzen Integrationszeiten steigt der relative Anteil dieser ungenutzten Zeiten. Eine genügend lange Gesamt-Integration ist bei schwachen Quellen nötig, da nur auf diese Art ein genügend großes Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) erhalten wird. Schwächere Störungen können bei hohen Integrationszeiten jedoch unter die Detektionsschwelle gedrückt werden. Weil dann auch keine Bereinigung der Daten mehr vorgenommen werden kann, ist dies problematisch. So bleibt die Auswirkung der Interferenzen auf die Ergebnisse bestehen, da durch die Störungen die statistische Verteilungsfunktion des Rauschens in unbekannter Weise verändert wird.

Als Ursache der RFI-Strahlung kommen alle elektronischen Geräte in Frage, die im Radiobereich Strahlung aussenden. Die Emission künstlicher Strahlung kann beabsichtigt sein, etwa bei der mobilen Kommunikation, bei der Kommunikation mit Satelliten, beim Radar oder beim Hör- und Fernsehfunke. Sie kann aber auch ungewollt entstehen, z.B. durch schwingende Ladungen in elektronischen Schaltkreisen (Taktgeber, Schwingkreise).

---

Es existieren bereits mehrere Ansätze, um dem Problem der Störungen in Radioastronomischen Messungen Herr zu werden. Bradley und Barnbaum (1996) arbeiten mit adaptiven Filtern. Das sind Geräte, die bei Anwesenheit von Interferenzen die entsprechenden Frequenzanteile ausblenden. Dazu werden Referenzantennen benötigt, so daß durch einen iterativen Prozeß das Störsignal unterdrückt werden kann. Ähnlich funktionieren sogenannte Post-Korrelatoren (Briggs et al., 2000), die das beobachtete Signal mit dem Signal einer Referenzantenne in Beziehung setzen (Korrelation) und dadurch ein gesäubertes Signal berechnen können. Beim Einsatz einer Referenzantenne muß allerdings berücksichtigt werden, daß die Interferenz nicht zwangsläufig an den verschiedenen Antennen-Standorten identisch sein muß.

Andere Methoden machen Gebrauch von geänderten statistischen Eigenschaften der Daten bei Anwesenheit von RFI (Fridman, 2001). Die Analyse muß hier jedoch auf sehr kurzen Zeitskalen stattfinden, da auch eine Integration der Daten die Verteilungsfunktionen der Meßwerte ändert. Alle vorgestellten Systeme müssen in die Signalkette am Teleskop integriert werden. Bei der Neukonstruktion von radioastronomischen Empfangssystemen sollte eine RFI-Erkennung (*detection*) oder -Beseitigung (*mitigation*) daher bereits berücksichtigt werden.

Die vorliegende Arbeit versucht Methoden zu entwickeln, die auf schon vorhandene Daten angewendet werden können. Die Daten wurden mit einem neuartigen Typ von Spektrometer am Effelsberg Radioteleskop aufgenommen. Es handelt sich dabei um ein digitales Fourierspektrometer auf Basis eines *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA). Es wurde an der Universität Bonn von Stanko et al. (2005) entwickelt. Funktionsweise und Besonderheiten des Spektrometers werden in Kapitel 3 erläutert. Dort erfolgt auch ein Vergleich mit anderen Spektrometertypen. Um die Arbeitsweise des Gerätes zu verstehen, sind einige Kenntnisse im Bereich der Digitalen Signalverarbeitung, insbesondere Algorithmen der schnellen Fouriertransformation (FFT) und *Sampling*-Theorie, nötig. Diese werden in Kapitel 2 vermittelt. Kapitel 4 erläutert die Art und Weise der Datenaufnahme mit dem neuen Spektrometer am Radioteleskop in Effelsberg. Für die Detektion und Analyse von Interferenzen in den aufgenommenen Daten wurde ein Software-Paket (FS-PIPE) entwickelt. Einige Anmerkungen zur Arbeitsweise der enthaltenen Programme werden in Kapitel 5 gemacht. Die entwickelten Algorithmen zur Detektion von Interferenzen werden in Kapitel 6 vorgestellt. Sie wurden auf die aufgenommenen Daten angewendet, und die so gefundenen Störsignale werden in Kapitel 7 analysiert. Eine zusammenfassende Diskussion der Arbeit findet in Kapitel 8 statt.



# 2. Theorie der Digitalen Signalverarbeitung

## 2.1 Fouriertransformation und Sampling

Ein bedeutendes Hilfsmittel in vielen Anwendungen der Physik ist die Fouriertransformation. Dabei handelt es sich zunächst nur um eine mathematische Operation, die einer Funktion eine transformierte Funktion zuordnet. Die (komplexe) Transformierte bzw. das Amplitudenquadrat der Transformierten bezeichnen wir häufig als Spektrum, aus dem sich viele wichtige physikalische Parameter ableiten lassen. Aber auch in vielen nachrichten-technischen Bereichen hat die Fouriertransformation große Bedeutung. Sie vereinfacht oft mathematische Operationen und erlaubt eine elegante mathematische Darstellung von Filtersystemen. Die nachfolgende Darstellung orientiert sich an Arbeiten von Bracewell (1978), Hannig und Knappmann (1995) und Arndt (2005).

### 2.1.1 Die Fouriertransformation und ihre Eigenschaften

Die Fouriertransformation ist folgendermaßen definiert

$$\begin{aligned} F(\nu) &\equiv \mathcal{F}[f(t)](\nu) && \equiv \int_{-\infty}^{\infty} dt f(t)e^{-2\pi i\nu t} \\ f(t) &\equiv \mathcal{F}^{-1}[F(\nu)](t) && \equiv \int_{-\infty}^{\infty} d\nu F(\nu)e^{2\pi i\nu t} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Für gerades  $f$  gilt  $\mathcal{F}\mathcal{F}f(t) = f(t)$ , für ungerades  $f$  dagegen  $\mathcal{F}\mathcal{F}f(t) = f(-t)$ . Natürlich gilt  $\mathcal{F}^{-1}\mathcal{F}f(t) = f(t)$ <sup>1</sup>. Die Fouriertransformation ist linear. Häufig werden auch die äquivalenten Definitionen

$$F(\nu) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} dt f(t)e^{-i\nu t}, \quad f(t) \equiv \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\nu F(\nu)e^{i\nu t}$$

---

<sup>1</sup>Vorausgesetzt  $f(t)$  besitzt keine Diskontinuitäten. In diesem Fall wäre streng genommen das Ergebnis des Doppelintegrals der Mittelwert des links- und rechtsseitigen Grenzwertes an der Stelle  $t_0$  der Diskontinuität.

$f(t)$	$\mathcal{F}[f(t)](\nu)$
$\delta(t)$	1
$2A\nu_0 \operatorname{sinc}(2\nu_0 t) \equiv 2A\nu_0 \frac{\sin(2\pi\nu_0 t)}{2\pi\nu_0 t}$	$A \operatorname{rect}(\nu) \equiv \begin{cases} A & :  \nu  < \nu_0 \\ A/2 & :  \nu  = 0 \\ 0 & :  \nu  > \nu_0 \end{cases}$
$\frac{1}{a} \text{III}\left(\frac{t}{a}\right) \equiv \sum_k \frac{1}{a} \delta\left(\frac{t}{a} - k\right)$	$\text{III}(a\nu)$
$\operatorname{step}(t) \equiv \begin{cases} 1 & : t < 0 \\ 1/2 & : t = 0 \\ 0 & : t > 0 \end{cases}$	$\frac{1}{2}\delta(\nu) + \frac{1}{(2\pi i\nu)}$
$\exp\left(-\frac{t^2}{2a^2}\right)$	$a \exp\left(-\frac{a^2\nu^2}{2}\right)$

**Tab. 2.1:** Wichtige Funktionen und ihre Fouriertransformierten.

oder die symmetrische Variante

$$F(\nu) \equiv \frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \int_{-\infty}^{\infty} dt f(t) e^{-i\nu t}, \quad f(t) \equiv \frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \int_{-\infty}^{\infty} d\nu F(\nu) e^{i\nu t}$$

benutzt.

In Tab. 2.1 sind einige wichtige Funktionen mit ihren Transformierten zusammengefaßt. Besondere Bedeutung hat das Fourier-Paar sinc- und rect-Funktion, da beide Funktionen in der Praxis häufig auftreten. Die Gaußfunktion  $\exp(-at^2)$  und die III-Funktion (in der engl. Literatur auch oft als *comb* – Kamm-Funktion bezeichnet) sind selbstähnlich unter Fouriertransformation. D.h. es ergibt sich eine Funktion desselben Typs, aber mit anderen Parametern. Die  $\delta$ -Funktion hat ebenfalls einen hohen Stellenwert, besonders bei der theoretischen Beschreibung vieler Prozesse in der Signaltheorie.

Eine wichtige Eigenschaft der Fouriertransformation wird durch das *Ähnlichkeitstheorem* beschrieben

$$\mathcal{F}[f(at)](\nu) = \frac{1}{|a|} \mathcal{F}[f(t)]\left(\frac{\nu}{a}\right)$$

Die Stauchung einer Funktion in der einen Domäne zieht eine Streckung der Transformierten in der anderen Domäne nach sich und umgekehrt. Gleichzeitig bleibt dabei das Integral der Funktion erhalten, d.h. die gestauchte Funktion wird breiter, die gestreckte schmaler. Weiter gilt das *Verschiebungstheorem*

$$\mathcal{F}[f(t - a)](\nu) = e^{-i2\pi a\nu} \mathcal{F}[f(t)](\nu)$$

Die Verschiebung in der Zeitdomäne erzeugt in der Frequenzdomäne also lediglich eine Phasenverschiebung.

## 2.1.2 Faltung und Autokorrelation

Die Faltung (*convolution*) zweier Funktionen ist definiert als

$$f(t) * g(t) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} du f(u)g(t-u)$$

mit dem Faltungsoperator  $*$ . Die Faltung ist kommutativ, assoziativ und distributiv (bzgl. Addition), siehe Bracewell (1978). Die  $\delta$ -Distribution übernimmt die Rolle des Eins-Elementes, denn die Faltung mit der  $\delta$ -Funktion läßt die gefaltete Funktion invariant

$$f(t) * \delta(t) = f(t)$$

Daraus leitet sich die sogenannte *Replikations*-Eigenschaft der III-Funktion ab. Wird eine Funktion  $f(t)$  mit der (unendlich) langen Summe von gegeneinander verschobenen  $\delta$ -Funktionen gefaltet, dann entsteht eine unendliche Vervielfältigung der Ursprungsfunktion, wobei jede Kopie entsprechend verschoben ist. Das ist von großer Bedeutung in der *Sampling*-Theorie. Wir werden in Abschnitt 2.1.4 näher darauf eingehen.

### Das Faltungstheorem

Das Faltungstheorem ist eines der wichtigsten in der Fourieranalysis. Es lautet

$$\mathcal{F}[f(t) * g(t)](\nu) = \mathcal{F}[f(t)](\nu) \cdot \mathcal{F}[g(t)](\nu)$$

Oft können Rechnungen erheblich vereinfacht werden, wenn das Faltungstheorem angewendet wird. Sind die Transformierten der Funktionen bekannt, dann müssen diese in der anderen Domäne lediglich multipliziert werden. Manchmal kann sogar die Faltung von  $f$  und  $g$  in der anderen Domäne einfacher bestimmt werden, wenn auch die inverse Fouriertransformation des Produktes von  $f$  und  $g$  bekannt ist. Es lassen sich eine ganze Reihe weiterer Beziehungen ableiten (hauptsächlich Symmetriebeziehungen).

### Die Autokorrelations-Funktion (AKF)

Die Kreuzkorrelation ist ähnlich zur Faltung definiert, nur daß hier das Argument in der zweiten Funktion gespiegelt wird

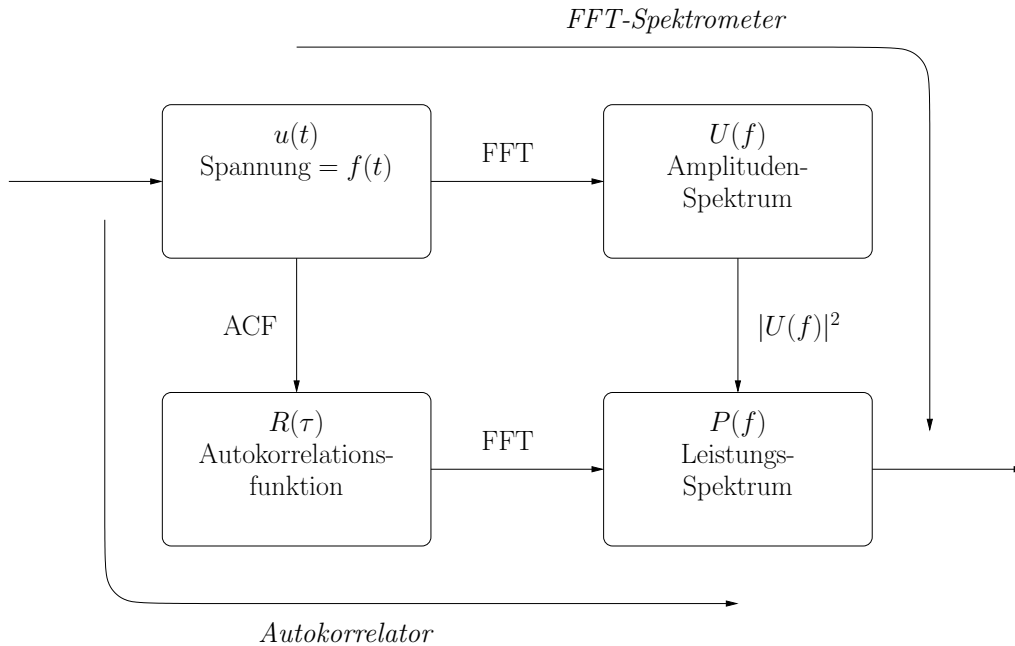
$$f \star g \equiv \int_{-\infty}^{\infty} du f(u-t)g(u)$$

mit dem Korrelations-Operator  $\star$ . Die Kreuzkorrelation ist anti-kommutativ, d.h.

$$g(t) \star f(t) = g(-t) \star f(t)$$

Die Faltung einer Funktion mit sich selbst bezeichnen wir als Selbstfaltung (*self-convolution*). Sie ist gegeben durch

$$f * f = \int_{-\infty}^{\infty} du f(u)f(t-u)$$



**Abb. 2.1:** Nach dem Wiener-Khinchin-Theorem kann das Leistungsspektrum über die Autokorrelation oder die direkte Fouriertransformation berechnet werden. Bei dem Autokorrelationszweig kann eine Integration der Daten schon vor der Fouriertransformation vorgenommen werden.

Analog dazu können wir auch die Korrelation einer Funktion mit sich selbst bilden. Dies definiert die sogenannte Autokorrelations-Funktion  $R(t)$  (AKF)

$$R(t) \equiv f \star f \equiv \int_{-\infty}^{\infty} du f(u) f^*(u - t)$$

Die komplexe Konjugation  $f^*$  sorgt dafür, daß die Definition auch für komplexwertige  $f$  sinnvoll bleibt. Wenn  $f$  reell ist, muß  $f \star f$  eine gerade Funktion sein. Am Koordinatenursprung hat  $f \star f$  den maximalen Wert.

In vielen Anwendungen ist  $f$  nicht im Intervall  $[-\infty, \infty]$  bekannt, oder auch nicht integrierbar. Dann wird das Integral nur im bekannten oder integrierbaren Intervall mit Länge  $X$  ausgeführt. Analog dazu ließe sich  $f$  außerhalb des Intervalls gleich Null setzen.

Die Autokorrelation ist nicht umkehrbar, denn bei der Integralbildung von harmonischen Funktionen gehen die Informationen über die Phasenbeziehungen verloren, welche somit nicht rekonstruiert werden könnten.

Besondere Bedeutung hat die AKF beim Bau von Spektrometern erlangt, denn das Spektrum eines Signals läßt sich auch aus der AKF berechnen. Es gilt

$$|F(\nu)|^2 = |\mathcal{F}[f](\nu)|^2 = \mathcal{F}[R(t)] \quad \text{Wiener-Khinchin Theorem}$$

Es existieren also zwei prinzipielle Ansätze zur Ermittlung des Spektrums – zum einen die Berechnung der Fouriertransformierten mit Bildung des komplexen Amplitudenquadrates und zum anderen die Berechnung der AKF mit anschließender Fouriertransformation, siehe auch Abb. 2.1.

### 2.1.3 Filter

Unter dem Begriff Filter fassen wir im weitesten Sinne Operatoren auf, die ein Signal manipulieren. Dabei wird meist die spektrale Information des Signals geändert, aber auch eine Variation der Phase ist möglich. Der theoretische Formalismus läßt sich auf viele verschiedene Disziplinen anwenden, in unserem Fall interessiert uns aber hauptsächlich der Einsatz von elektronischen und speziell auch digitalen Filtern. Letztere lassen sich sowohl in Hardware als auch in Software implementieren. Software-Filter-Algorithmen sind bei der Datenauswertung am Computer oder bei der Bildbearbeitung von Bedeutung. Es gibt keinen prinzipiellen Unterschied zwischen Soft- bzw. Hardware-Implementierung, aber viele Algorithmen können nur unter erheblichem Aufwand als Hardware-Filter umgesetzt werden.

Um eine Filteroperation zu charakterisieren, sind drei verschiedene Darstellungen geläufig, die zueinander äquivalent, aber dennoch für verschiedene Zwecke geeignet sind. Zunächst läßt sich die Filterung in der Zeit- oder Ortsdomäne beschreiben, als die Faltung einer Funktion (des Signals) mit der sogenannten Impulsantwortfunktion  $I(t)$  (*Impulse Response Function*, IRF)

$$g(t) = I(t) * f(t)$$

Eine derartige Faltung in der Zeit-Domäne entspricht der Multiplikation der Transformierten des Signals  $F(\nu) \equiv \mathcal{F}[f](\nu)$  und der IRF  $T(\nu) \equiv \mathcal{F}[I](\nu)$  in der Frequenz-Domäne

$$G(\nu) \equiv \mathcal{F}[g](\nu) = T(\nu) \cdot F(\nu)$$

Die Funktion  $T(\nu)$  heißt Übertragungsfunktion (*Transfer Function*) und wird auch oft als Frequenzgang bezeichnet.

Theoretisch läßt sich die IRF eines Filtersystems ermitteln, indem ein  $\delta$ -Signal eingespeist wird, denn es gilt  $g(t) = I(t) * \delta(t) = I(t)$ . Praktisch ist die Erzeugung eines  $\delta$ -Signals problematisch, so daß häufiger eine Stufenfunktion  $\text{step}(t)$  als Eingangssignal verwendet wird. Es ergibt sich die sogenannte *Step Response*, die ebenfalls alle Eigenschaften eines Filters wiedergibt.

Es gibt fünf Basisklassen von Filtern: (1) Tiefpaß – läßt alle Frequenz-Anteile des Signals, die kleiner als eine Grenzfrequenz  $\nu_g$  sind, passieren, (2) Hochpaß – läßt alle Frequenz-Anteile mit  $\nu > \nu_g$  passieren, (3) Bandpaß – alle Anteile innerhalb eines Frequenzbereiches können passieren, (4) Bandstop-Filter – Inversion des Bandpaßfilters, alle Frequenzen eines Bandes werden abgeschwächt, (5) Allpaßfilter – alle Frequenzen werden gleich behandelt, stattdessen wird die Phase oder Impedanz variiert.

Keiner der oben vorgestellten idealen Filtertypen läßt sich in der Praxis realisieren. Es können zum Beispiel keine perfekt stufenförmigen Übertragungsfunktionen erzeugt werden. Bei Analog-Filtern spielen daher Begriffe, wie Ansprechzeit, Stopband-Abschwächung usw. eine Rolle. Der Bau von hochwertigen analogen Filtern ist sehr aufwendig. Hier lassen sich die Kenndaten nur innerhalb von herstellungsabhängigen Fehlertoleranzen einhalten.

Im Gegensatz dazu sind Digitale Filter, die eine diskrete Berechnung des Ausgangssignals vornehmen, leichter aufzubauen – allerdings läßt sich nicht für jede Applikation eine Implementierung mit vertretbarem Rechenaufwand erreichen. Ein großer Vorteil ist die zeitliche Stabilität der digitalen Systeme und die absolute Einhaltung der Kenngrößen. Für bestimmte Anwendungen sind analoge Filter dennoch

unverzichtbar, da keine vergleichbaren digitalen Filter aufgebaut werden können, etwa wenn das Signal aufgrund zu hoher Signalstärken oder zu hoher Frequenzen nicht digitalisiert werden kann.

Wichtige Kriterien zur Klassifizierung von Filtern sind weiterhin die Linearitätseigenschaften, ob der Filter mit aktiver oder passiver Technik aufgebaut wurde und sein Impulsansprechverhalten. Es gibt Systeme mit begrenztem (*finite impulse response*, FIR) und mit unbegrenztem (*infinite impulse response*, IIR) Impulsansprechverhalten. Darunter verstehen wir, von welchem zeitlichen Anteil des Eingangssignals das Ausgangssignals abhängt. Bei FIR-Filtern kann die Reaktion eines Systems auf einen Eingangsimpuls maximal so lange dauern, wie die Anzahl der Speicherstellen es zuläßt. Bei IIR-Filtern gibt es dagegen eine Rückkopplung (Rekursion) des Signals, so daß prinzipiell jeder Teil des Eingangssignals auf das Ergebnis Auswirkung zeigt.

### Filter in der Bildverarbeitung

Zur Aufbereitung von Spektren oder Bildern werden ebenfalls oft Filter eingesetzt. Die Daten werden dann räumlich oder zeitlich gefiltert, um das Rauschen zu reduzieren. Zu diesem Zweck werden Tiefpaß-Filter eingesetzt, die hochfrequente Anteile unterdrücken. Beim statistischen Rauschen handelt es sich um den hochfrequentesten Anteil, den ein Bild haben kann, da die höchste Frequenz durch zwei benachbarte Pixel gegeben ist. Das Rauschen ist aber in jedem Pixel verschieden. Eine Möglichkeit zur Verminderung des Rauschens wäre die Bildung des Mittelwertes zweier (oder mehrerer  $n$ ) benachbarter Pixel (*mean-Filter*). Dadurch sinkt das Rauschen um einen Faktor  $1/\sqrt{2}$  (oder  $1/\sqrt{n}$ ). Es gehen jedoch auch Informationen verloren, da hochfrequente Anteile des wirklichen Bildes verschmiert werden.

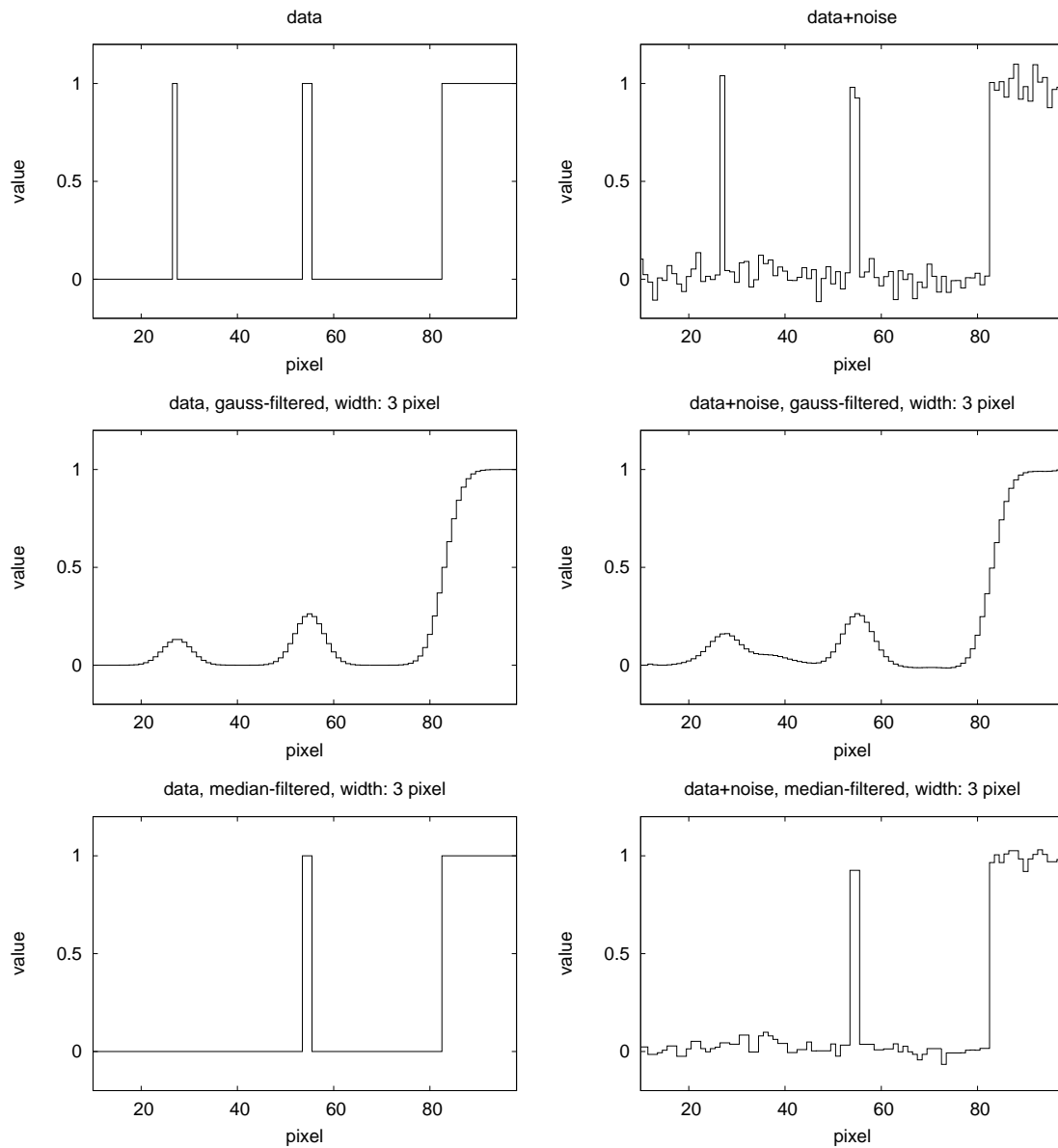
### Gauß-Filter

Der oben beschriebene Mittelwert-Filter hat einige Nachteile. Wird ein Bild mit diesem gefiltert, entspricht das im Frequenzraum der Multiplikation mit einer sinc-Funktion. Die im Bild enthaltenen Raumfrequenzen werden daher nicht gleichmäßig verändert. Das kann vermieden werden, wenn stattdessen Filterkurven genutzt werden, die günstigere Transformationseigenschaften haben, beispielsweise Gaußfunktionen oder auch das beliebte *Hanning window*. Bei einem Gaußfilter ist die transformierte ebenfalls eine Gaußfunktion. Die Anwendung des Filters besteht einfach darin, die Daten mit einer Gaußkurve bestimmter Halbwertsbreite zu falten. Ist die Halbwertsbreite größer als die aufzulösenden Merkmale im Bild, gehen Informationen verloren. Das Rauschen wird auf Kosten der physikalischen Auflösung vermindert.

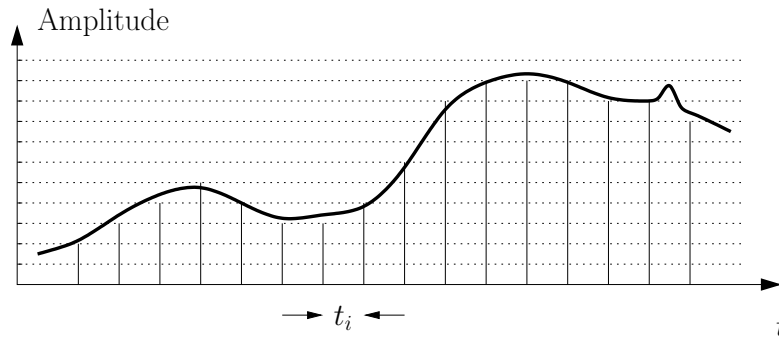
### Median-Filter

Der Median-Filter wird zu den nicht-linearen Filtern gezählt. Der Median ist der mittlere Wert einer Menge  $\{x_i, i = 1, \dots, n\}$  (nicht zu verwechseln mit dem Mittelwert). Die Berechnung erfolgt durch Sortieren der Menge und Extraktion des Elementes mit Index  $n/2$ . Das läßt sich als Filter implementieren, indem nacheinander für jeden Datenpunkt der Median eines Bereiches um den Punkt ermittelt und durch diesen ersetzt wird.

Der Median-Filter hat den Vorteil, Rauschen und Ausreißer wirksam zu unterdrücken, ohne den Kontrast zu vermindern. D.h. an scharfen Kanten (nicht Spitzen) werden die Ecken nicht verwaschen (es ist hilfreich sich das Bild als Relief vorzustellen). Abb. 2.2 verdeutlicht dieses Verhalten. Es wurde ein Beispiel-Signal erstellt, welches aus zwei verschieden breiten *Peaks* und einer Stufe besteht. Daneben wurde auf dieses Signal ein leichtes Rauschen addiert. In der zweiten Reihe kam ein Gaußfilter mit einer Breite (Varianz) von 3 Pixeln zum Einsatz, unten ein Medianfilter der gleichen Breite. Der schmale *Peak* hat im diskreten Fall die Eigenschaften einer  $\delta$ -Funktion, daher wird bei Anwendung des Gaußfilters die Filterkurve (eine Gaußfunktion) sichtbar. Dies gilt nicht für den Medianfilter, da dieser nicht-linear arbeitet. Beide Filter verringern das Rauschen, der Gaußfilter allerdings wirkungsvoller. Dafür ändert er auch die Strukturen im Bild signifikant. Der Medianfilter erhält Strukturen, die breiter sind als die halbe Filterbreite. Einzelne Ausreißer werden dagegen heraus gefiltert.



**Abb. 2.2:** Einfluß verschiedener Filter auf das Rauschen sowie den Kontrast. Oben ist ein Signal mit zwei verschieden breiten *Peaks* und einer Kante abgebildet, daneben dasselbe Signal mit überlagertem Rauschen (Gauß,  $\sigma = 0.05$ ). In der Mitte wurde ein Gaußfilter mit einer Breite von 3 Pixeln angewendet. Unten ein Medianfilter, ebenfalls mit einer Breite von 3 Pixeln. Der Gaußfilter verschmiert die *Peaks* (*smoothing*) und sorgt für einen allmählichen Anstieg der Kante. Das Rauschen wird geringer. Beim Medianfilter sinkt das Rauschen ebenfalls. Dafür ist der Sprung an der Kante unverändert, während schmale *Peaks* ausgefiltert werden. Der etwas breitere *Peak* würde bei einer Filterbreite von 5 Pixeln ebenfalls verschwinden.



**Abb. 2.3:** Abtastung bzw. Digitalisierung (*sampling*) eines Meßsignals. Sowohl zeitlich als auch in den Amplituden wird eine Diskretisierung vorgenommen. Merkmale, die feiner sind als die Abtastschrittweite, werden nicht erfaßt.

### 2.1.4 Sampling

Um ein analoges Signal mit digitalen Schaltungen bearbeiten zu können, muß es zunächst in eine diskrete Form gebracht werden. Diesen Vorgang bezeichnen wir mit Abtasten (*sampling*). Dabei wird in festgelegten Intervallen  $t_i$  der Funktionswert der zu messenden Funktion bestimmt, siehe Abb. 2.3. Wenn die Funktion allerdings innerhalb zweier Abtastpunkte Variationen aufweist, enthält dann die diskrete Funktion alle Informationen über die Meßgröße? Diese Frage nach der Rekonstruierbarkeit einer Funktion soll im folgenden beantwortet werden.

Zunächst folgt eine kurze Zusammenfassung der benötigten Eigenschaften der Fouriertransformation.

- Die Fouriertransformation der Kammfunktion  $\text{III}$  ist wieder eine Kammfunktion

$$\frac{1}{a} \text{III}\left(\frac{t}{a}\right) = \sum_k \frac{1}{a} \delta\left(\frac{t}{a} - k\right) \Leftrightarrow \mathcal{F} \left[ \frac{1}{a} \text{III}\left(\frac{t}{a}\right) \right] = \text{III}(a\nu) = \sum_j \delta(a\nu - j)$$

- Replikation: Die Faltung eines Signals mit der  $\text{III}$ -Funktion hat replizierende Wirkung, das bedeutet, daß das Resultat eine Überlagerung der ursprünglichen Funktion mit verschobenen Versionen ihrer selbst ist.

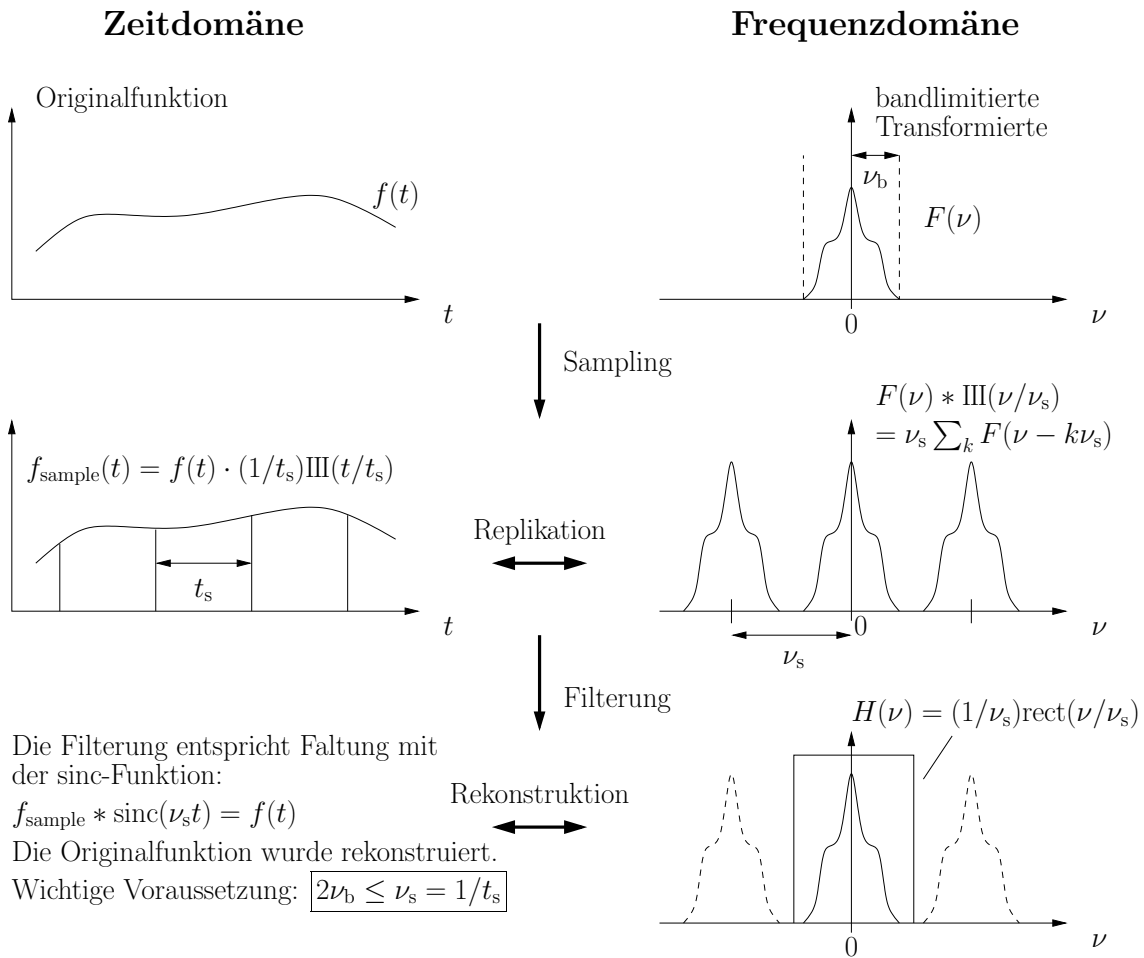
$$f(t) * \frac{1}{a} \text{III}\left(\frac{t}{a}\right) = \sum_k f(t) \frac{1}{a} \delta\left(\frac{t}{a} - k\right) = \sum_k f(t - ka)$$

- Die Faltung entspricht in der transformierten Domäne einer Multiplikation und umgekehrt.
- Die Transformierte der sinc-Funktion ist die Rechteckfunktion.

Sei  $f$  eine bandbegrenzte Funktion, d.h. es gilt  $\mathcal{F}[f(t)](\nu) = 0$  für  $|\nu| > \nu_b$ , siehe Abb. 2.4 oben. Die Funktion soll nun an den Stellen  $t_k = kt_s$ ,  $k \in \mathbb{Z}$  abgetastet werden<sup>2</sup>, die entsprechenden Funktionswerte seien  $f_k = f(t_k)$ . Dies läßt sich mathematisch durch die Multiplikation von  $f(t)$  mit der  $\text{III}$ -Funktion beschreiben

$$f_{\text{sample}}(t) \equiv f(t) \frac{1}{t_s} \text{III} \frac{t}{t_s} = \sum_k f(t) \frac{1}{t_s} \delta\left(\frac{t}{t_s} - k\right) = \sum_k f(kt_s) \delta(t - kt_s)$$

<sup>2</sup>In der Praxis kann ein Meßprozeß natürlich keine Werte zu beliebig kurzen Zeiten aufnehmen. Stattdessen erfolgt eine Integration über jedes Intervall, etwa mit einem Tiefpaß, deren Ergebnis den jeweiligen Meßwert liefert.



**Abb. 2.4:** Abtastung eines Signals und Rekonstruktion der Originalfunktion.

Es verbleiben also lediglich an den Stellen  $kt_s$  Informationen über die Funktion  $f$ .

Die Auswirkung der Abtastung auf die Transformierte  $F(\nu) \equiv \mathcal{F}[f](\nu)$  der Funktion ist die unendlichfache Replikation von  $F$

$$F_{\text{sample}} \equiv F(\nu) * \text{III}\left(\frac{\nu}{\nu_s}\right) = \nu_s \sum_k F(\nu - k\nu_s)$$

denn die Multiplikation mit  $\text{III}$  in der Zeit-Domäne entspricht in der Frequenz-Domäne einer Faltung mit der Transformierten von  $\text{III}$ . Die einzelnen Replikationen sind jeweils um den Betrag  $\nu_s = 1/t_s$  gegeneinander verschoben sowie um den Faktor  $\nu_s$  gestreckt bzw. gestaucht, Abb. 2.4 zweite Reihe. Durch das *Sampling* hat sich also die Transformierte verändert. Somit entspricht die abgetastete Funktion nicht mehr der Ursprungsfunktion. Durch Multiplikation der replizierten Funktion  $F_{\text{sample}}(\nu)$  mit einer Rechteckfunktion der Breite  $\nu_s$  und Höhe  $1/\nu_s$  kann jedoch das ursprüngliche ‚Spektrum‘ wiedergewonnen werden, Abb. 2.4 unten. Da nach dieser Operation das Originalspektrum rekonstruiert wurde, muß die Rücktransformation die Ori-

nalfunktion  $f(t)$  liefern. Die Multiplikation mit  $1/\nu_s \text{rect}(\nu/\nu_s)$  entspricht wiederum der Faltung mit einer sinc-Funktion in der anderen Domäne. Es gilt demnach

$$\begin{aligned}
 f(t) &= f_{\text{sample}}(t) * \text{sinc}(\nu_s t) = f(t) \frac{1}{t_s} \text{III}\left(\frac{t}{t_s}\right) * \text{sinc}\left(\frac{t}{t_s}\right) \\
 &= \sum_k \frac{1}{t_s} f(t) \delta\left(\frac{t}{t_s} - k\right) * \text{sinc}\left(\frac{t}{t_s}\right) \\
 &= \sum_k f(kt_s) \delta(t - kt_s) * \text{sinc}\left(\frac{t}{t_s}\right) \\
 &= \sum_k f_k \text{sinc}\left(\frac{t}{t_s} - k\right) \quad \text{Kardinal-Reihe} \tag{2.2}
 \end{aligned}$$

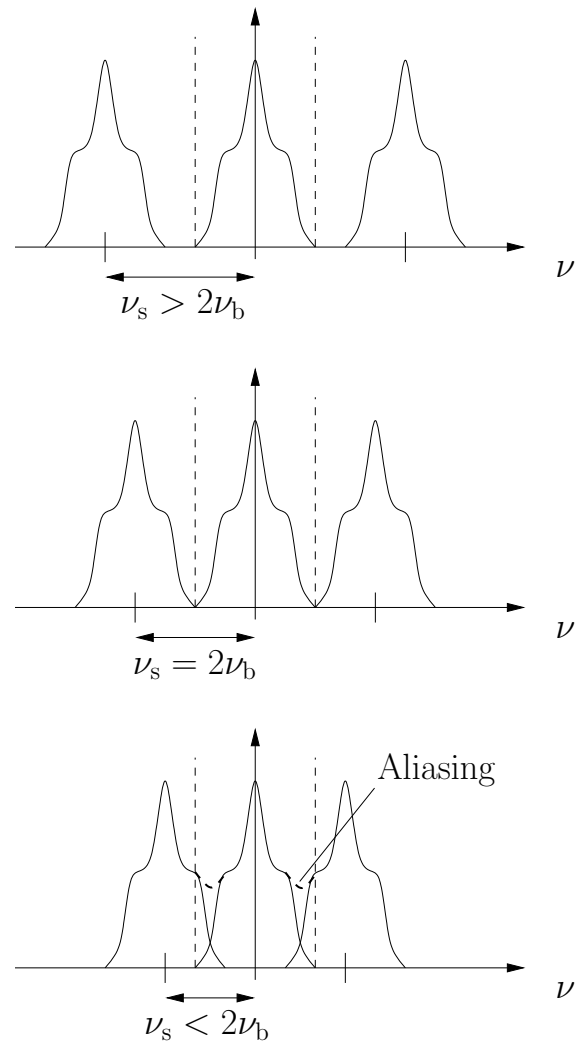
Wir konnten also aus der abgetasteten Funktion die ursprüngliche Funktion wiedergewinnen. Allerdings muß die Abtastfrequenz  $\nu_s$  größer oder gleich der Frequenz  $2\nu_b$  sein.  $\nu_b$  wird als Bandbreite bezeichnet. Anderenfalls würden sich benachbarte Replikationen zum Teil überlagern, so daß eine eindeutige Rückgewinnung des originalen Spektrums durch die Filter-Operation nicht möglich wäre. Dies wird als *aliasing* bezeichnet, siehe auch Abb. 2.5. Die Bedingung  $\nu_s \geq 2\nu_b$  an die *Sampling*-Frequenz ist die sogenannte Nyquist-Bedingung. Aufbauend auf den Vorarbeiten von Nyquist und Whittaker formulierte Shannon (1949) das sogenannte *Sampling*- bzw. Abtast-Theorem:

**Abtast-Theorem:** Enthält eine Funktion  $f(t)$  keine Frequenz-Anteile größer als  $\nu_b$ , dann ist die Funktion vollständig bestimmt durch Werte im Abstand  $t_s = 1/\nu_s \leq 1/2\nu_b$ .

Eine Funktion muß also mindestens mit einer *Sampling*-Rate abgetastet werden, die doppelt so hoch ist, wie die maximal vorkommende Frequenz.

Einige Anmerkungen sind noch zu machen. In der Abb. 2.4 enthält die Transformierte von  $f$  positive und negative Frequenzen. Das hat keine physikalische Bedeutung, sondern folgt lediglich mathematisch aus der Anwendung der Fouriertransformation. Bei der Transformation ergibt sich außerdem eine komplexwertige Funktion. Aus Darstellungsgründen wurde in der Abbildung 2.4 lediglich das Spektrum  $|\mathcal{F}[f]|^2$  eingezeichnet. Die Transformation  $F(\nu) = \mathcal{F}[f](\nu)$  einer reellwertigen Funktion  $f$ , erfüllt die Symmetrieeigenschaften

$$\text{Re } F(\nu) = \text{Re } F(-\nu) \quad \text{und} \quad \text{Im } F(\nu) = -\text{Im } F(-\nu)$$



**Abb. 2.5:** *Aliasing*-Effekt bei zu geringer *Sampling*-Rate.

Die Transformierte ist also vollständig durch die Beiträge mit  $\nu \geq 0$  bestimmt, anderenfalls hätte sich durch die Transformation auch die Zahl der Informationen über  $f$  verdoppelt. Das Spektrum ist damit spiegelsymmetrisch

$$(\operatorname{Re} F(\nu))^2 + (\operatorname{Im} F(\nu))^2 = (\operatorname{Re} F(-\nu))^2 + (\operatorname{Im} F(-\nu))^2$$

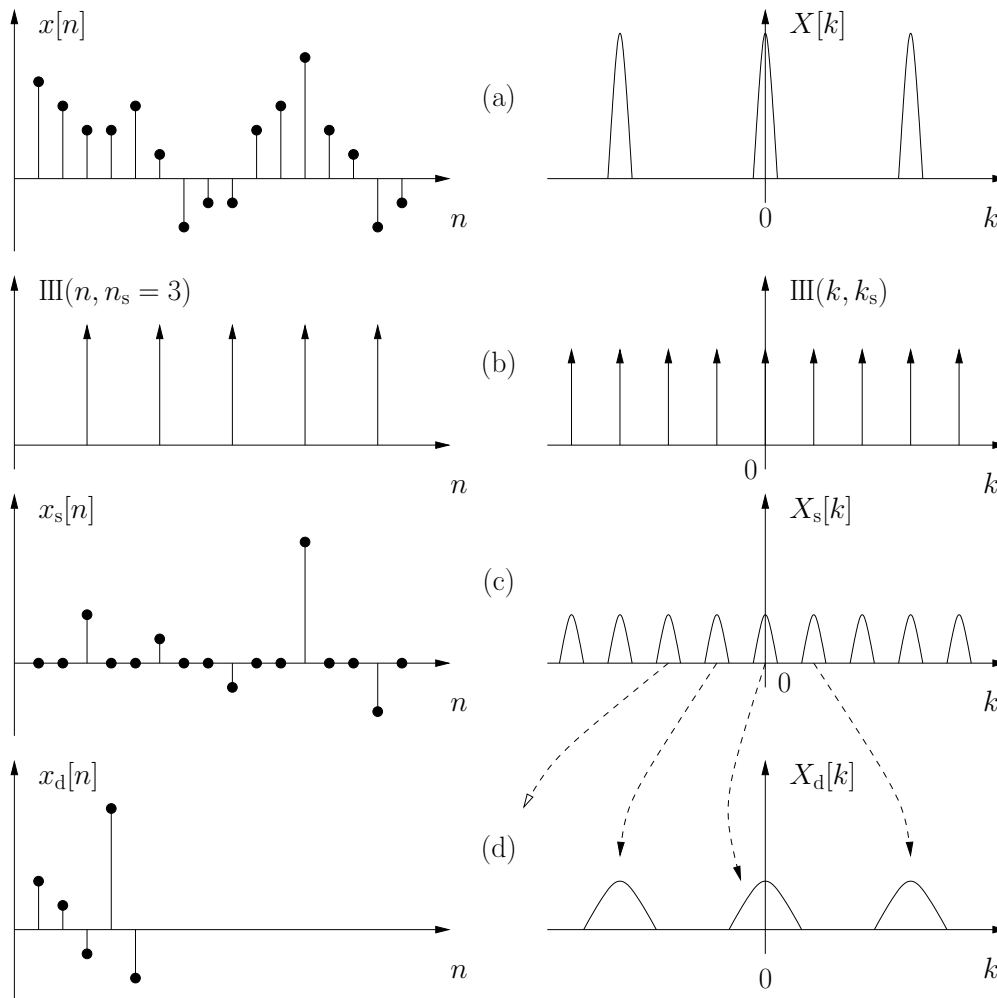
Für die Klasse der Funktionen, die einen Beitrag  $\sin(\nu_b t)$  enthalten, muß die stärkere Bedingung  $\nu_s > 2\nu_b$  erfüllt sein. Die Transformierte von  $\sin(\nu_b t)$  ist das Impulspaar  $\delta(\nu - \nu_b) - \delta(\nu + \nu_b)$ . Wenn  $\nu_s = 2\nu_b$  gilt, dann liegen jeweils zwei Impulse benachbarter Replikationen mit entgegengesetztem Vorzeichen genau übereinander, so daß die Transformierte identisch Null wird. Daraus läßt sich natürlich kein Signal zurück gewinnen.

In der Praxis gibt es übrigens kein endliches Signal, welches bandbegrenzt ist. Die Idee des Theorems läßt sich jedoch auf erweiterte Funktionen-Räume verallgemeinern, in dem Sinne, daß eine beste Approximation der rekonstruierten Funktion an die ursprüngliche Funktion gesucht wird. Es zeigt sich, daß die beste Näherung durch Projektion der nicht-bandbegrenzten Funktion in den Raum der bandbegrenzten Funktionen geliefert wird. Praktisch wird dies durch den Einsatz von Filtern vor der Analog-Digital-Wandlung erreicht, die eine Bandbegrenzung liefern. Die Filterung muß nach der Wandlung durch nochmalige Filterung mit einer weiteren Funktion korrigiert werden. Technisch wird auch nicht die Kardinalreihe Gl. (2.2) zur Berechnung der Funktion eingesetzt, da die sinc-Funktion zu langsam abfällt. Es lassen sich allerdings andere Funktionen als Summenkern benutzen, wenn das Signal vorher in geeigneter Weise gefiltert wird. Einen schönen Überblick über derartige Prinzipien gibt Unser (2000).

### **Bandpaß- bzw. *Undersampling* eines Signals**

In der obigen Formulierung besagt das Abtasttheorem, daß eine Funktion dann rekonstruiert werden kann, wenn die Abtastung mit der doppelten maximal vorkommenden Frequenz erfolgt. Das ist nicht ganz korrekt, denn es besteht lediglich die Notwendigkeit, daß die *Sampling*-frequenz der doppelten Bandbreite des Signals entspricht. Als Bandbreite bezeichnen wir die Breite des Bereiches der vorkommenden Frequenzen. Wenn wir uns vorstellen, daß das Spektrum viel schmalere ist als der Bereich  $\nu_b$ , dann überlappen sich die Spektren nicht, auch wenn  $\nu_s < 2\nu_b$  gilt, vgl. Abb. 2.5. Dieser Effekt wird beim sogenannten Bandpaß- oder *Undersampling* ausgenutzt, dessen Prinzip in Abb. 2.6 verdeutlicht wird. Gehen wir von einem Signal aus, dessen Hauptfrequenzanteile innerhalb eines schmalen Bandes liegen, das aber auch kleinere Anteile bei anderen Frequenzen aufweist, wie in der Rundfunktechnik, bei der das eigentliche Nutzsignal auf eine Trägerwelle aufmoduliert wird. Das Nutzsignal hat meist nur eine Bandbreite von einigen kHz, die Trägerwelle liegt beim UKW-Hörfunk dagegen zwischen etwa 80 und 110 MHz. Durch Aliasing wird jedoch ein Teil des Signals durch ungewünschte Beiträge außerhalb des interessanten Bandes maskiert, siehe Abb. 2.6 oben. Um dennoch nicht mit sehr hohen *Sampling*-Frequenzen arbeiten zu müssen, genügt es, den gewünschten Frequenzbereich vor dem Abtasten mit einem Bandpaß zu separieren. Damit wird erreicht, daß unerwünschte Beiträge anderer Frequenzen unterdrückt werden, so daß auch kein *aliasing* mehr auftritt, Abb. 2.6 Mitte. Durch Replikation gelangt das originale Spektrum auch in den meßtechnisch erfaßbaren Frequenzbereich, das sogenannte Basisband, oder auch 0. Nyquistzone.





**Abb. 2.7:** Das *Down-Sampling* gehorcht denselben Prinzipien wie das analoge *Sampling*. Durch Weglassen jedes  $n_s$ -ten *Samples* entstehen weitere Replikationen in der Frequenzdomäne. Gilt für die neue *Sampling-Frequenz* nicht auch die Nyquist-Bedingung, kommt es zu *Aliasing*. Die physikalische Frequenz ändert sich bei diesem Vorgang nicht, wohl aber die digitale Frequenz, da die Zwischenwerte verworfen werden. Dadurch ergibt sich für die dezimierte Reihe  $x_d[n]$  eine Spreizung des Spektrums.

jedes  $n_s$ -te *Sample* des Signals verwendet, was rechnerisch einer Multiplikation mit der digitalen  $\text{III}$ -Funktion entspricht

$$x_s[n] = \text{III}(n, n_s) \cdot x[n], \quad \text{mit } \text{III}(n, n_s) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \delta_{n, j \cdot n_s}$$

In der Frequenzdomäne entspricht dies einer Faltung des Spektrums der diskreten Funktion mit der diskreten Kammfunktion  $\text{III}(k, k_s)$ , Abb. 2.7b. Das Spektrum enthielt durch die Digitalisierung bereits Replikationen mit den Abständen  $\nu_s$ , Abb. 2.7a. Durch die Faltung entstehen weitere Replikationen aber mit Abständen  $\nu'_s = \nu_s/n_s$ , die eine um den Faktor  $n_s$  verringerter Amplitude haben, Abb. 2.7c. Ist für die neue *Sampling-Frequenz*  $\nu'_s$  die Nyquistbedingung  $\nu'_s > 2\nu_b$  nicht erfüllt, kommt es wiederum zu *Aliasing*. Daher muß gegebenenfalls ein Tiefpaßfilter vor dem *Down-Sampling* appliziert werden. Der kann aber, im Gegensatz zu vorher, digital aufgebaut werden.

Das *Down-Sampling* ist gleichbedeutend mit der Reduzierung der Abtastrate, bzw. Verlängerung des Abtastintervalls von  $t_s \rightarrow t'_s = n_s t_s$ .

In der Digital-Technik werden natürlich die Zwischenwerte, die durch die Multiplikation mit der Kamm-Funktion auf Null gesetzt wurden, weggelassen (*decimation*), es ergibt sich die Reihe  $x_d[n]$ . Durch eine derartige Verringerung der *Sampling-Rate* verschlechtert sich allerdings auch das Signal-zu-Rausch-Verhältnis des Signals. In der Praxis kommen wesentlich ausgefeiltere Methoden zum Einsatz, bei denen durch Einsatz von bestimmten digitalen Filtern auch die Zwischenwerte berücksichtigt werden (durch eine Art Mittelwertbildung). Betrachten wir nicht die physikalischen Frequenzen, d.h. zu jedem Wert ist auch der korrekte Zeitpunkt der Aufnahme bekannt, sondern die digitale Frequenz, bei der wir die Werte einfach als Reihe von Zahlen auffassen, entspricht das Weglassen der Zwischenwerte einer Stauchung der Reihe  $x[n]$  in  $n$ -Richtung. Das muß gleichbedeutend mit einer Streckung des Spektrums in  $k$ -Richtung sein, siehe Abb. 2.7d. Jede Replikation ist daher im Sinne der digitalen Frequenz verbreitert. Die physikalische Frequenz des Signals bleibt davon unberührt!

In der Praxis hat das *Down-Sampling* enorme Bedeutung. Damit können Datenraten stark reduziert werden, wenn das Nutzsignal genügend kleine Bandbreite aufweist. Durch geschicktes *Down-Sampling* kann ein beliebiger Bandbereich extrahiert werden. Dabei sinkt gleichzeitig die benötigte *Sampling-Rate*, so daß die Kosten bei der Wahl der nachfolgenden Bauelemente verringert werden können.

Die Tatsache, daß das digitale Spektrum gespreizt wird, läßt sich ebenfalls zunutze machen. Wird nach dem *Down-Sampling* eine Diskrete Fouriertransformation (DFT) durchgeführt, dann verteilen sich die erhaltenen Spektralkoeffizienten auf einen kleineren Spektralbereich. Es läßt sich also bei Verkleinerung des betrachteten Bandes eine im Gegenzug verbesserte spektrale Auflösung dieses Bandes erreichen.

## 2.2 Die diskrete Fouriertransformation (DFT)

Die bisherigen Ausführungen bezogen sich meist auf kontinuierliche Funktionen. Der Abschnitt über Sampling ließ bereits erahnen, daß in der Praxis fast nie mit kontinuierlichen Funktionen gearbeitet werden kann. Alle elektronischen Meßvorgänge erzeugen diskretisierte Größen. Um die Fouriertransformation einer Größe mittels Digitaltechnik zu berechnen, benötigen wir einen diskretisierten Formalismus – die sogenannte Diskrete Fouriertransformation (DFT).

### 2.2.1 Grundlagen

Die diskrete Fouriertransformation der Reihe  $f_l$  ist definiert als

$$\mathcal{F}_D[f_l]_m = \sum_{l=0}^{n-1} (e^{2\pi i/n})^{lm} f_l$$

Mit den komplexen Einheitswurzeln ergibt sich eine elegante Darstellung

$$\mathcal{F}_D[f_l]_m = \sum_{l=0}^{n-1} w^{lm} f_l \quad \text{mit } w = e^{2\pi i/n} \quad (2.3)$$

$w$  bezeichnet die  $n$ -te primitive Einheitswurzel (in  $\mathbb{C}$ ).

Als  $n$ -te Einheitswurzeln  $w^0, w^1, \dots, w^{n-1}$  bezeichnen wir diejenigen komplexen Zahlen, für die  $w^n = 1$  gilt. Die Einheitswurzeln entstehen geometrisch, wenn der komplexe Einheitskreis in  $n$  gleich große Abschnitte eingeteilt wird. Die primitive Einheitswurzel ist durch den ersten Abschnitt gegeben. Primitive Einheitswurzel  $w$  heißt die Zahl mit  $w^n = 1$  aber  $w^k \neq 1 \forall k \in \{0, 1, \dots, n-1\}$ . Einige Eigenschaften seien im folgenden kurz aufgezählt:

- Es gibt genau  $n$   $n$ -te Einheitswurzeln, die sich alle als Potenzen der  $n$ -ten primitiven Einheitswurzel darstellen lassen.
- Jede ganzzahlige Potenz einer Einheitswurzel ist wieder eine Einheitswurzel.
- Ist  $n$  gerade, dann gilt  $w^{n/2} = -1$ .
- Ist  $n$  gerade, dann ist  $w^2$  primitive  $n/2$ -te Einheitswurzel.
- Mit  $w$  ist auch  $w^{-1}$  primitive  $n$ -te Einheitswurzel.
- In  $\mathbb{C}$  gilt  $w^* = w^{-1}$ .

Die Matrix  $F_{lm} = w^{l \cdot m}$  heißt auch Fouriermatrix. Die Fouriertransformation ist damit lediglich eine lineare Operation (Matrixmultiplikation), und die lineare Abbildung  $d: \mathbb{C}^n \rightarrow \mathbb{C}^n$

$$d(x) = xF$$

heißt *Diskrete Fouriertransformation (DFT)*. Die  $k$ -te Komponente des Ergebnisvektors  $d(x)_k$  berechnet sich durch Multiplikation des Vektors  $x$  mit der  $k$ -ten Spalte von  $F$ . Die inverse DFT entspricht der Anwendung der inversen Fouriermatrix  $F_{lm}^{-1} = w^{-lm}/n$ . Die DFT in dieser Form benötigt  $O(n^2)$  Rechenoperationen für die Berechnung der Fouriertransformierten.

### 2.2.2 Die schnelle Fouriertransformation (FFT)

Die Transformationsmatrix besitzt gewisse Symmetrieeigenschaften. Es lassen sich daher Algorithmen entwickeln, die statt  $O(n^2)$  Rechenoperationen nur  $O(n \log_2 n)$  Schritte benötigen. Solche Algorithmen werden unter der Bezeichnung *Fast Fourier Transform* (FFT) zusammengefaßt. Es gibt zwei Klassen von FFT-Algorithmen, die sogenannten *Decimation in Time* (DIT) bzw. *Decimation in Frequency* (DIF) Verfahren. Für beide sind jeweils mehrere Arten bekannt, die Gebrauch von verschiedenen Basen (*Radix*) machen, sogar solche, die verschiedene Basen gleichzeitig benutzen, sogenannte *split-radix*-Verfahren. Entsprechend finden sich häufig Bezeichnungen der Art *radix-2-dit*-Verfahren u.ä. Um das Prinzip zu erläutern, befassen wir uns hauptsächlich mit den einfachen *radix-2*-Algorithmen. Zunächst einige Definitionen, die die Notation erleichtern.

Wir bezeichnen mit  $a^{(r\%m)}$  die Elemente einer Reihe  $a_x$ , mit Index  $x \equiv r \pmod{a}$ . Weiterhin seien  $a^{(r/m)}$  die Unterelemente einer Reihe  $a_x$  der Länge  $n$  mit  $x \in \{\frac{rn}{m}, \dots, \frac{(r+1)n}{m} - 1\}$ . Dann sind  $a^{(0\%2)}$  alle geraden Elemente einer Reihe,  $a^{(0/2)}$  ist die linke Hälfte einer Reihe,  $a^{(1/2)}$  die rechte Hälfte und  $a^{(2/3)}$  das letzte Drittel. Demzufolge ist die Länge der Unterreihe  $a^{(r/m)}$  gleich  $n/m$ . Weiterhin sei der Operator  $\mathcal{S}$  gegeben durch die Sequenz  $c = \mathcal{S}^j a$ , mit  $c_x = a_x e^{j2\pi i x/n}$ . Die  $\mathcal{S}$  werden in der Literatur häufig als *twiddle*-Faktoren bezeichnet.

#### *Radix-2*-Algorithmen mit Zeitdezimation

Hierbei wird die Summe in Gl. (2.3) zunächst in einen geraden und einen ungeraden Teil aufgetrennt.

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_D[a]_k &= \sum_{x=0}^{n-1} a_x w^{xk} = \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x} w^{2xk} + \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x+1} w^{(2x+1)k} \\ &= \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x} w^{2xk} + w^k \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x+1} w^{2xk} \end{aligned}$$

Dies zeigt zunächst, wie die FFT prinzipiell aus den Transformationen der (un)geraden Teile gewonnen wird. Um eine konkrete Formel zu erhalten, ist es aber nötig für  $k \in \{0, 1, \dots, n-1\}$  eine Fallunterscheidung zu treffen. Sei also  $k = j + \delta n/2$  mit  $j \in \{0, 1, \dots, n/2-1\}$ . Dann ist

$$\begin{aligned} \sum_{x=0}^{n-1} w^{x(j+\delta n/2)} &= \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x} w^{2x(j+\delta n/2)} + w^{j+\delta n/2} \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x+1} w^{2x(j+\delta n/2)} \\ &= \begin{cases} \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x} w^{2xj} + w^j \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x+1} w^{2xj} & : \delta = 0 \\ \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x} w^{2xj} - w^j \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{2x+1} w^{2xj} & : \delta = 1 \end{cases} \end{aligned}$$

denn  $w^{1/2} = (e^{2\pi i/n})^{n/2} = -1$ .

Mit den obigen Bezeichnungen läßt sich das auch kurz schreiben als

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_D[a]^{(0/2)} &\stackrel{n/2}{=} \mathcal{S}^{0/2} \mathcal{F}_D[a^{(0\%2)}] + \mathcal{S}^{1/2} \mathcal{F}_D[a^{(1\%2)}] \\ \mathcal{F}_D[a]^{(1/2)} &\stackrel{n/2}{=} \mathcal{S}^{0/2} \mathcal{F}_D[a^{(0\%2)}] - \mathcal{S}^{1/2} \mathcal{F}_D[a^{(1\%2)}] \end{aligned}$$

Analog läßt sich eine Verallgemeinerung für beliebige Basen ableiten. Für die *radix-r DIT FFT*, wobei  $r$  ein Teiler von  $n$  sei, gilt

$$\mathcal{F}_D [a]^{(j/r)} \stackrel{n/r}{=} \sum_{k=0}^{r-1} e^{\sigma 2\pi i k j / r} \mathcal{S}^{\sigma k / r} \mathcal{F}_D [a^{(k \% r)}], \quad j = 0, 1, \dots, r-1$$

Die Variable  $\sigma = \pm 1$  beinhaltet einfach das Vorzeichen im *Kernel* und hängt lediglich davon ab, wie die DFT definiert wurde<sup>3</sup>. Am gebräuchlichsten sind wohl die FFT's mit  $r = 2$  oder  $r = 4$  (also *radix-2* oder *radix-4*). Selten werden Primzahlen als Radices benutzt. Daneben gibt es aber auch noch sogenannte *Split-Radix*-Verfahren, bei denen wir für verschiedene Blöcke des Eingangs unterschiedliche Basen verwenden. Unter Umständen kann dadurch ein Teil der Rechenschritte eingespart werden<sup>4</sup>.

### **Radix-2-Algorithmen mit Frequenzdezimation**

Auch diese Verfahren spalten die Summe wieder in zwei Teile auf. Diesmal jedoch nicht in einen geraden und einen ungeraden Teil, sondern in die untere bzw. obere Hälfte.

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_D [a]_k &= \sum_{x=0}^{n-1} a_x w^{xk} = \sum_{x=0}^{n/2-1} a_x w^{xk} + \sum_{x=n/2}^{n-1} a_x w^{xk} \\ &= \sum_{x=0}^{n/2-1} a_x w^{xk} + \sum_{x=0}^{n/2-1} a_{x+n/2} w^{(x+n/2)k} \end{aligned}$$

Zur Vereinfachung unterscheiden wir diesmal zwischen geraden und ungeraden  $k$ , indem wir schreiben  $k = 2j + \delta$ , mit  $j \in \{0, 1, \dots, n/2 - 1\}$  und  $\delta \in \{0, 1\}$ .

$$\begin{aligned} \sum_{x=0}^{n-1} a_x w^{x(2j+\delta)} &= \sum_{x=0}^{n/2-1} [a_x + w^{(2j+\delta)n/2} a_{x+n/2}] w^{x(2j+\delta)} \\ &= \begin{cases} \sum_{x=0}^{n/2-1} (a_x + a_{x+n/2}) w^{2xj} & : \delta = 0 \\ \sum_{x=0}^{n/2-1} (a_x - a_{x+n/2}) w^x w^{2xj} & : \delta = 1 \end{cases} \end{aligned}$$

Wir haben hierbei von  $w^{(2j+\delta)n/2} = \pm 1$ , je nach Wert von  $\delta$ , Gebrauch gemacht. In Kurzform gilt

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_D [a]^{(0 \% 2)} &\stackrel{n/2}{=} \mathcal{F}_D [\mathcal{S}^{0/2} (a^{(0/2)} + a^{(1/2)})] \\ \mathcal{F}_D [a]^{(1 \% 2)} &\stackrel{n/2}{=} \mathcal{F}_D [\mathcal{S}^{1/2} (a^{(0/2)} - a^{(1/2)})] \end{aligned}$$

<sup>3</sup>Mathematiker bevorzugen eher  $\sigma = +1$ , bei technischen Anwendungen wird auch häufig  $\sigma = -1$  benutzt.

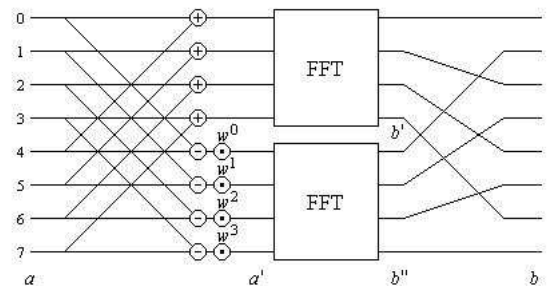
<sup>4</sup>Nicht immer geht damit aber eine schnellere Laufzeit des Programms einher. Die hängt nämlich auch davon ab, wie die verwendete Plattform auf den Speicher zugreift und dergleichen. Je nach Speichermanagement, kann eine normale *radix-2*-FFT durchaus schneller ablaufen. In diesem Zusammenhang sind auch verwendete Programmier-Techniken, wie *Lookup*-Tabellen (für die *twiddle*-Faktoren) wichtig.

Auch hierfür existiert eine Verallgemeinerung

$$\mathcal{F}_D [a]^{(j \% r)^{n/r}} \stackrel{n/r}{=} \mathcal{F}_D \left[ \mathcal{S}^{\sigma j/r} \sum_{k=0}^{r-1} e^{\sigma 2\pi i k j/r} a^{(k/r)} \right], \quad j = 0, 1, \dots, r-1$$

Die *Radix-2*-Algorithmen teilen den Eingang somit in zwei Teile auf (entweder in gerade und ungerade Koeffizienten oder in die obere und untere Hälfte) und berechnen die FFT für die verkleinerten Worte. Dies wird rekursiv für die immer kürzer werdenden Worte wiederholt. Da nun in jedem Schritt lediglich  $n$  Multiplikationen mit den *Twiddle*-Faktoren berechnet werden müssen, und die Rekursion  $\log_2 n$  Mal zu wiederholen ist, ergibt sich eine Anzahl von insgesamt  $O(n \log_2 n)$  Schritten. Das stellt für große  $n$  eine drastische Verbesserung im Vergleich zur reinen DFT dar.

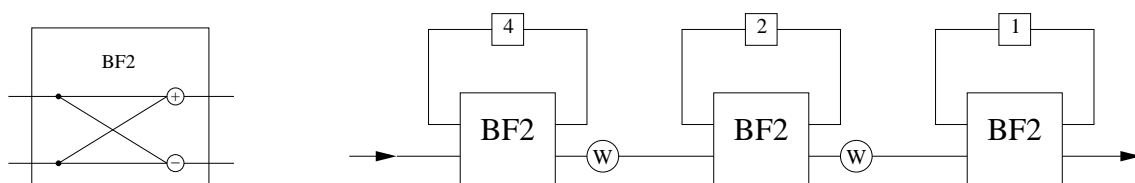
Zur Visualisierung des Signalfusses bei den verschiedenen Arten von FFT's werden häufig sogenannte Flußdiagramme benutzt, siehe Abb. 2.8. In jeder FFT-Stufe ist ein Umsortieren der Ein- oder Ausgänge (je nachdem, ob es sich um DIT oder DIF handelt) notwendig. Diese Permutationen lassen sich aber relativ leicht implementieren.



**Abb. 2.8:** Schema zur Berechnung der FFT für den Fall  $n = 8$  unter Verwendung eines *radix-2-DIF*-Algorithmus. Die beiden FFT-Blöcke enthalten ihrerseits ein äquivalentes Schema für  $n = 4$ , denn der FFT-Algorithmus wird rekursiv ausgeführt. Nach der Berechnung muß der Vektor reißverschlussartig wieder zusammengeführt werden.

### 2.2.3 Pipeline-FFT

Bei einer direkten Implementierung der FFT in Hardware ist es sinnvoll, eine *Pipeline*struktur zu wählen, in der die Transformation seriell abgearbeitet wird. Dies spart sehr viel Speicher, und die prozessierbare Datenmenge steigt proportional zur Taktrate. Die Komplexität solcher Schaltung ist wesentlich geringer. Abb. 2.9 zeigt schematisch eine mögliche Realisierung. Für Pipeline-FFT's kommen immer DIF-Algorithmen zum Einsatz, da sonst der Eingang permutiert werden müßte.



**Abb. 2.9:** Schematischer Aufbau der sogenannten *r2sdf*-Pipeline (*Radix-2, single path delay feedback*). Es handelt sich um eine gepufferte *Pipeline*, da jeweils ein Teil des Eingangssignals verzögert und danach auf den Eingang der jeweiligen Stufe zurückgegeben wird. Unter BF2 verstehen wir das *butterfly*-Diagramm für die kleinste Radix-2-Stufe (links).

## 2.3 Einige Aspekte der Datenverarbeitung

### 2.3.1 Statistik der digitalen Signalverarbeitung

Um verrauschte diskrete Signale statistisch behandeln zu können, muß sich das Rauschen additiv verhalten, d.h. die diskreten Werte  $f_j$  können durch  $f_j = s_j + X_j$  beschrieben werden. Dabei ist  $s_j$  das unverrauschte (echte) Signal und  $X_j$  das (reine) Rauschen.  $X_j$  (und somit  $f_j$ ) sind also Zufallsvariablen im statistischen Sinne (mit i.a. unbekannter Verteilungsart). Deren statistischen Erwartungswert setzen wir hier als  $E(x) = 0$  voraus. Entsprechend gilt  $E(f_j) = s_j$ , da  $s_j$  eine Konstante im statistischen Sinne ist. Für die Varianz gilt dann  $V(f_j) = V(X_j) = \sigma^2$ . Das Rauschen kann reduziert werden (*noise reduction*), indem das Signal mehrfach aufgezeichnet wird, d.h.

$$f_{j,m} = s_{j,m} + X_{j,m}, \quad \text{mit } m = 1, 2, \dots, n$$

wobei wir voraussetzen, daß die  $s_{j,m}$  und  $X_{j,m}$  paarweise unabhängig sind. Es gilt für die Mittelwerte des Signals

$$\bar{f}_j = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^n (s_{j,m} + X_{j,m}) = s_{j,m} + \frac{1}{n} \sum_{m=1}^n X_{j,m}$$

und daher

$$E(\bar{f}_j) = s_{j,m} + \frac{1}{n} \sum_{m=1}^n E(X_{j,m}) = s_{j,m}$$

$$V(\bar{f}_j) = V\left(\frac{1}{n} \sum_{m=1}^n X_{j,m}\right) = \frac{1}{n^2} \sum_{m=0}^n V(X_{j,m}) = \frac{\sigma^2}{n}$$

Der Einfluß des Rauschens nimmt demzufolge mit der Wurzel der Durchläufe ab. Wir betrachten nun die DFT der Variablen  $X_j$

$$\mathcal{F}_D[\langle X_j \rangle] = \left\langle \frac{1}{2N} \sum_{j \in \mathbb{M}} X_j w^{jk} \right\rangle_k = \langle c_k \rangle = \langle a_k \rangle - \langle ib_k \rangle \quad \text{mit } \mathbb{M} = \{-N, \dots, N-1\}$$

Der letzte Schritt ist nötig, da die Varianz einer komplexen Zahl nicht definiert ist, und wir daher Real- und Imaginärteil getrennt betrachten müssen. Wir finden

$$\langle a_k \rangle = \left\langle \frac{1}{2N} \sum_{j \in \mathbb{M}} X_j \cos\left(\frac{2\pi jk}{3N}\right) \right\rangle_k$$

$$\Rightarrow E(a_k) = \frac{1}{2N} \sum_{j \in \mathbb{M}} \cos\left(\frac{2\pi jk}{3N}\right) E(X_j) = 0$$

Entsprechendes gilt für den Imaginärteil  $b_k$ , daher ist  $E(c_k) = 0$ . Die Varianz berechnet sich zu

$$V(a_k) = \frac{1}{4N^2} \sum_{j \in \mathbb{M}} \cos^2\left(\frac{2\pi jk}{3N}\right) \sigma^2, \quad \text{mit } V(X_j) = \sigma^2$$

$$= \begin{cases} \frac{\sigma^2}{2N} & : k \in \{-N, 0\} \\ \frac{\sigma^2}{4N} & : k \in \mathbb{M} \setminus \{-N, 0\} \end{cases}$$

$$V(b_k) = \begin{cases} 0 & : k \in \{-N, 0\} \\ \frac{\sigma^2}{4N} & : k \in \mathbb{M} \setminus \{-N, 0\} \end{cases}$$

Für das Amplitudenspektrum folgt

$$V(|c_k|) = E(|c_k|^2) = E(a_k^2) + E(b_k^2) = V(a_k) + V(b_k) = \frac{\sigma^2}{2N}$$

Neben der DFT des Rauschens interessiert uns natürlich auch die DFT des verrauschten Signals

$$\mathcal{F}_D[\langle f_j \rangle] = \mathcal{F}_D[\langle s_j \rangle] + \mathcal{F}_D[\langle X_j \rangle] \Leftrightarrow F_k = S_k + c_k$$

Der Erwartungswert von  $F_k$  ist damit wegen  $E(c_k) = 0$

$$E(F_k) = E(S_k)$$

während für die Varianzen gilt

$$V(|F_k|) = \frac{\sigma^2}{2N}$$

### 2.3.2 Robuste Statistik

Lange Zeit wurde davon ausgegangen, daß Daten, die aus Meßprozessen von natürlichen Größen gewonnen wurden, normalverteilt sind. Das ist jedoch nicht der Fall (Hampel, 2001). Gerade bei experimentellen Messungen treten immer wieder grobe Fehler auf (*gross errors*). Sie können die üblichen statistischen Kenngrößen wie Mittelwert oder Standardabweichung signifikant verändern. Die Entwicklung stabiler Kenngrößen (Estimatoren) ist ein Ziel der Robusten Statistik. Eine Einführung gibt Hampel (2001). Ein Beispiel für eine robuste Alternative zum Mittelwert haben wir bereits kennengelernt, den Median. Er reagiert nicht auf einzelne Ausreißer, wie in Abb. 2.2 gezeigt wurde. Eine andere Möglichkeit robuste statistische Größen zu erhalten, besteht darin, vor der Berechnung die größten und kleinsten  $n$  Prozent der Werte (*Percentile*) auszusortieren. Beide Methoden werden später zum Einsatz kommen. Auf die Vielzahl weiterer robuster Estimatoren wollen wir hier nicht eingehen. Auch die mathematisch exakte Beschreibung würde den Rahmen der vorliegenden Arbeit sprengen. Literatur zum Thema findet sich ebenfalls bei Hampel (2001).

Robuste Methoden bei der Analyse und Unterdrückung von RFI wurden bereits von Fridman (2004) vorgeschlagen.

### 2.3.3 Grauplots

Unter einem Grauplot verstehen wir eine zweidimensionale Darstellung von dreidimensionalen Daten. Dabei wird die dritte Koordinate als Farbwert kodiert. Bei einer Landkarte, die die Höheninformationen durch verschiedene Farben darstellt, handelt es sich ebenfalls um einen Grauplot. Häufiger wird der Begriff jedoch verwendet, wenn eine zweidimensionale Menge von Datenpunkten, z.B. ein Spektrum (Intensität gegen Frequenz) wiederholt gemessen (jedes individuelle Spektrum wird als *Scan* bezeichnet) und daraus eine dreidimensionale Darstellung abgeleitet wird. Die Zeitabhängigkeit wird auf der Ordinate, die Frequenz auf der Abszisse eingetragen. Die Intensitäten werden als Farben dargestellt, siehe Abb. 2.10.

Solche Darstellungen haben den Vorteil, daß auch zeitliche Verläufe in den Spektren eines Datensatzes erkannt werden können. Dies erweist sich bei einer visuellen Analyse von Interferenzen als hilfreich, wie wir noch sehen werden.

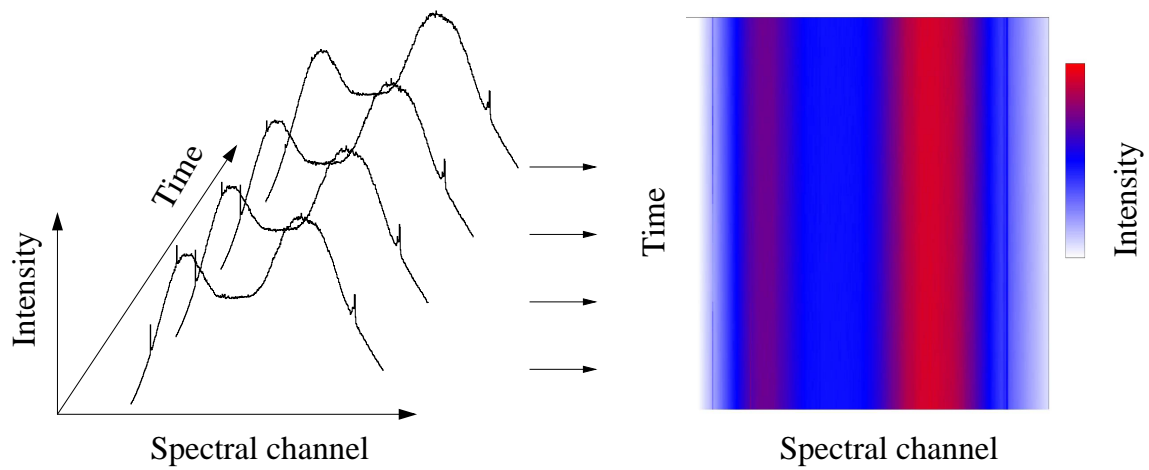


Abb. 2.10: Bei einem Grauplot werden die Intensitätswerte in eine Farbskala umgesetzt.

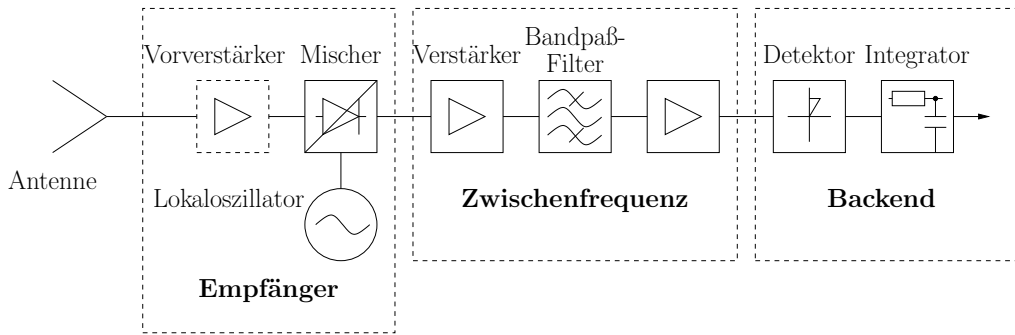
# 3. Radioastronomische Empfangssysteme

## 3.1 Aufbau eines Radioteleskops

Astronomische Beobachtungen werden heutzutage in vielen verschiedenen Wellenlängenbereichen durchgeführt. Die optische Astronomie kann auf eine lange Geschichte zurückblicken, während andere Gebiete erst im 20. Jahrhundert erschlossen wurden. Einige Wellenlängen lassen sich aufgrund der Undurchlässigkeit der Atmosphäre am Erdboden nicht messen. Erst mit der rasanten Entwicklung der Satellitentechnik sind auch Röntgen- und Gamma-Strahlen-Beobachtungen möglich geworden. Infrarot-Astronomie kann nur mit großem Aufwand am Boden betrieben werden. Im Radiobereich ist ein großer Teil der Atmosphäre durchlässig. So gewann die Radioastronomie rasch an Bedeutung. Als vorteilhaft erwies sich dabei die Detektierbarkeit der 21-cm-Linie von neutralem atomarem Wasserstoff (HI) – das häufigste Element im Universum kann im neutralen Zustand nur mit Radioteleskopen direkt registriert werden.

Wie bei einem optischen Teleskop wird die ankommende Strahlung zunächst gebündelt. Dies geschieht meist mit großen (Parabol-)Spiegeln aus Metall oder Drahtgeflecht, es kommen manchmal aber auch andere Antennentypen zum Einsatz. Oft wird die Welle danach im Fokus mit sogenannten Hörnern in einen Hohlleiter eingespeist, wo sich die Welle als Hohlleiter-Welle mit sehr spezifischen Eigenschaften fortpflanzt. So sind in einem Hohlleiter nur den Abmessungen entsprechende Moden möglich. Der Querschnitt eines solchen Hohlleiters beträgt je nach Frequenz mehrere Quadratzentimeter. Die Welle über längere Strecken zu übertragen, wäre nur unter erheblichem Aufwand möglich. Daher wird die Hohlleiter-Welle mit einem Koppelstift in eine elektrische Welle  $U(t)$  umgewandelt. Bei Frequenzen im GHz-Bereich ist die Dämpfung von Signalen in elektrischen Leitern allerdings recht groß. Deswegen wird – eventuell nach einer Vorverstärkung – das Signal auf eine tiefere Mittenfrequenz heruntergemischt. Eine Vorverstärkung ist nur bei Frequenzen bis zu einigen GHz möglich. Darüber hinaus läßt sich eine Verstärkung technisch nicht mehr realisieren.

Mischer basieren auf einem Bauelement mit nicht-linearer Kennlinie. Durch Mischen einer Frequenz  $f_{LO}$  (geliefert vom Lokaloszillator, **LO**) mit der ursprünglichen



**Abb. 3.1:** Schematischer Aufbau des Superheterodyn-Empfängers, nach Hachenberg und Vowinkel (1982). Meist können verschiedene Arten von Backends an die Zwischenstufe angeschlossen werden. Wird das Signal wie in der Zeichnung direkt integriert, sprechen wir von *Total-Power*-Empfänger. Häufig kommen wesentlich komplexere Backends wie Spektrometer oder Systeme für die Messung des Radio-Kontinuums zum Einsatz.

Frequenz  $f$  ergibt sich unter anderem ein Term mit der *Zwischen-Frequenz* (**ZF**)  $f_{ZF} = f - f_{LO}$ . Es wird allerdings auch der Beitrag  $f_{LO} - f$  auf dieselbe Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  umgesetzt. Wir sprechen von Seitenbändern. Im Doppelseitenbandbetrieb werden beide Frequenzen genutzt, im Einseitenbandbetrieb wird mit einem Filter eines der beiden Bänder ausgewählt. Letzteres wird beim Einsatz des 21-cm-Empfängers in Effelsberg bevorzugt.

Die Frequenz des Lokal-Oszillators wird so gewählt, daß die ZF gut auf elektrischen Leitern übertragen werden kann und sich leicht weiter verstärken läßt. Eine weitere Verstärkung ist unabdingbar, da das ankommende Signal in den meisten Fällen sehr schwach ist. Gesamtverstärkungsfaktoren von 100 dB sind dabei nicht unüblich. In der ZF-Stufe wird auch der gewünschte Teil des gemischten Frequenz-Bandes heraus gefiltert. Der beschriebene Aufbau ist der einfachste Typ eines Radio-Empfängers und wird als *Superheterodyn*-Empfänger bezeichnet, siehe Abb. 3.1. Der schematischen Aufbau für das Radioteleskop in Effelsberg ist in Abb. 3.2 gezeigt.

Nach der Verstärkung wird das Signal in einem sogenannten *Backend* weiterverarbeitet. Oft handelt es sich dabei um Spektrometer, die das Spektrum der gemessenen Strahlung ermitteln. Wichtige Spektrometer-Typen sind Filterbänke, Akusto-Optische-Spektrometer (AOS), Autokorrelatoren oder das neu entwickelte DFFT-Spektrometer. Andere häufig eingesetzte *Backends* dienen zur Messung von Kontinuumsstrahlung oder der Gesamtleistung (*total power*).

Viele Systeme bieten mehrere Empfangskanäle. Der hauptsächlich von uns eingesetzte 21-cm-Empfänger besitzt zwei Zirkularhörner, die jeweils den rechts- bzw. links-zirkular polarisierten Anteil der ankommenden Welle aufnehmen. Beide Signale werden getrennt voneinander verarbeitet und im verwendeten Spektrometer separat ausgewertet. Durch die Zerlegung läßt sich später das Polarisationsverhalten der aufgenommenen Strahlung untersuchen. Wichtig ist das insbesondere bei der Vermessung von interstellaren Magnetfeldern, die für eine Drehung des Polarisationswinkels der Strahlung sorgen.

Zur Kalibrierung der Daten gibt es verschiedene Methoden. Beim Dicke-Empfänger wird abwechselnd die Antenne und eine Rauschdiode mit stabilisierter Temperatur in den Verstärkerzug eingespeist. Dadurch geht relativ viel Meßzeit verloren. Es wurden aber verbesserte Systeme nach einem ähnlichen Prinzip entwickelt. Eine an-

dere Möglichkeit besteht in der Vermessung von astronomischen Standard-Quellen, z.B. S7, und anschließender Normierung des Flusses, siehe Kalberla et al. (1982). Kombiniert werden diese Methoden mit sogenannten *switching*-Verfahren.

Beim *position-switching* wird abwechselnd die Quelle (*on*) und eine Position neben der Quelle (*off*) vermessen. Werden beide Messungen voneinander subtrahiert, dann heben sich im Idealfall störende Einflüsse der Atmosphäre und die Filter-Kurve des Bandpasses auf. Dabei geht allerdings viel Meßzeit verloren, da nur die Hälfte der Zeit für die Beobachtung der Quelle zur Verfügung steht. Außerdem muß jeweils die andere Position angefahren werden, was ebenfalls Beobachtungszeit verbraucht. Alternativ existieren auch sogenannte *Wobble*-Systeme, bei denen der Sekundärspiegel in gewissen Zeitabständen verkippt wird. Hohe *Wobbler*-Frequenzen erfordern extreme Anforderungen an die verwendete Mechanik. Bei großen Teleskopen leichter zu realisieren ist das *frequency-switching*, bei dem die Frequenz des Lokaloszillators zwischen zwei verschiedenen Werten umgeschaltet wird. Dadurch gelangen astronomische Signale bestimmter Frequenz an verschiedene Stellen im Spektrum. Bei Subtraktion heben sich im Idealfall wieder Filterkurve und Atmosphäre auf. Durch den Frequenzhub sind die Spektrallinien zweimal im Spektrum vorhanden (beim sogenannten *Inband-Switching*), einmal als positives Signal und bei einer anderen Frequenz als negatives Signal. Da die LO-Frequenzen bekannt sind, kann dieser Effekt jedoch korrigiert werden. Das *frequency-switching* setzt natürlich voraus, daß die Filterkurven bei beiden Frequenzen nahezu identisch sind. Dies ist für höhere Frequenzen nicht leicht zu realisieren. In Effelsberg ist es möglich, das Signal in vier verschiedenen Meßphasen aufzunehmen, mit an- bzw. abgeschalteter Rauschdiode und je zwei verschiedenen LO-Frequenzen.

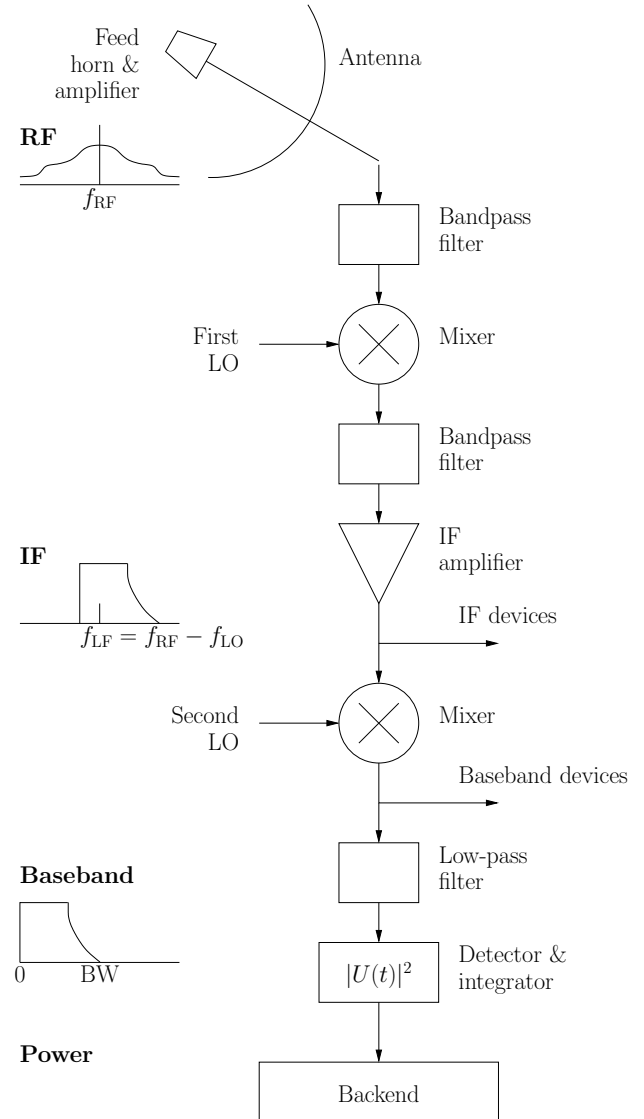


Abb. 3.2: Signalweg am Radioteleskop Effelsberg.

Es gibt auch völlig andere Arten von Empfängern. Im Sub-Millimeter-Bereich werden oft Bolometer eingesetzt. Diese sollen hier aber nicht behandelt werden, da sie für die vorliegende Arbeit nicht relevant sind.

## 3.2 Gebräuchliche Spektrometer-*Backends*

Für viele astronomische Anforderungen ist die spektrale Zerlegung eines Signals unabdingbar, etwa um Temperaturen, Häufigkeiten bestimmter Elemente, Geschwindigkeiten oder Rot-Verschiebungen zu bestimmen. Hierzu werden spezielle *Backends* benötigt, sogenannte Spektrometer. Zu den wichtigeren Spektrometern in der Radio-Astronomie gehören Filterbänke<sup>1</sup>, Autokorrelatoren und Akusto-Optische Spektrometer (AOS). Durch die rasante Entwicklung der Computertechnik sind FFT-Spektrometer auf Basis sogenannter *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA) möglich geworden. Es existieren mittlerweile FPGA-Chips mit sehr vielen (Millionen) Logik-Gattern, die leistungsfähige Spektrometer erst möglich machen. FPGAs werden per Software verdrahtet. Damit eignen sie sich sehr gut für Einsatzzwecke, bei denen das Design häufig geändert werden soll oder eine Herstellung mit normalen Fertigungsmethoden aus Kostengründen nicht möglich ist.

Die Empfindlichkeit (*sensitivity*) eines Empfangssystems hängt von der Bandbreite  $\Delta f$  des Spektrometers und der gewählten Integrationszeit  $\tau$  ab (nach Rohlf's, 1986)

$$\frac{\Delta T}{T_{\text{sys}}} = \frac{k}{\sqrt{\Delta f \cdot \tau}} \quad (3.1)$$

wobei der Faktor  $k$  im wesentlichen durch die Feinheit der Diskretisierung des Signals (*Leveling*) im Spektrometer gegeben ist.  $\Delta T$  ist die Intensitätsschwankung<sup>2</sup>, die bei gegebener Systemtemperatur  $T_{\text{sys}}$  gerade noch nachweisbar ist. Es ist wichtig, eine hohe Bandbreite zu haben, weil sonst sehr lange integriert werden muß, um die nötige Empfindlichkeit zu erreichen. Das Problem dabei ist, daß für manche Anwendungen eine hohe spektrale Auflösung benötigt wird. In diesem Fall kann die Bandbreite nicht zu groß gewählt werden, da die Anzahl der zur Verfügung stehenden Kanäle durch technische Randbedingungen vorgegeben ist<sup>3</sup>. Eine Vergrößerung der Bandbreite muß daher zwangsläufig eine mehr oder weniger starke Vergrößerung der Anzahl der Kanäle zur Folge haben, es sei denn, eine geringere Auflösung kann in Kauf genommen werden.

Bei unseren Messungen kam ein neuartiges Digitales FFT-Spektrometer auf der Basis eines FPGA-Chips der Firma Xilinx zum Einsatz. Zum Vergleich mit bestehender Technik sollen im folgenden einige andere Spektrometer-Typen kurz vorgestellt werden.

### Filterbänke

Um die Probleme, die sich aus der benötigten großen Bandbreite ergeben, zu umgehen, bietet sich die Möglichkeit mehrere schmalbandigere Spektrometer zu verwenden. Das primäre Band wird in Subbänder unterteilt, von dem jedes eine separate Behandlung erfährt. Diese Vorgehensweise stellt einige Anforderungen. Zum einen muß die Bandpaßform  $G_i(\nu)$  für jedes Subband (Kanal) gleich sein, genauso wie die Bandbreiten  $\Delta f_i$  jedes Kanals. Die Leistungsdetektoren (*square law detector*)

<sup>1</sup>Neuerdings verstärkt auf Digitaltechnik basierende Polyphasen-Filterbänke.

<sup>2</sup>Die Intensität wird in der Radioastronomie sehr oft als Temperatur angegeben. Die Umrechnung erfolgt dabei über die Rayleigh-Jeans-Formel – der Näherungsformel des Planck-Gesetzes für große Wellenlängen.

<sup>3</sup>Die Kanalbreite  $\delta f$  ist mit Bandbreite  $\Delta f$  und Kanalzahl  $n$  über  $\Delta f = n\delta f$  verknüpft.

müssen identische Charakteristiken haben (Ausgangs-Leistungslevel, Transferfunktion). Außerdem müssen thermische Drifts so gleichartig wie möglich sein. Nachdem die Filter einmal so eingestellt sind, daß diese Bedingungen erfüllt sind, ist es nur schwer möglich, die Bandbreite zu variieren, da sofort die Charakteristika jedes Kanals verändert würden. Die Filterbänke haben in der Radiometerformel einen Faktor  $k = 1$ .

### Autokorrelatoren

Mit diesem Spektrometer-Typ bestimmen wir nicht direkt die spektrale Leistungsdichte, sondern zunächst die Autokorrelationsfunktion (AKF)

$$R(\tau) = \int f(t)f^*(t - \tau) dt$$

welche in Abschnitt 2.1.2 eingeführt wurde. Das *Autokorrelationstheorem* besagt, daß die Fouriertransformation der AKF das Leistungsspektrum liefert

$$\mathcal{F} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} dt f^*(t)f(t + \tau) \right] (\nu) = \mathcal{F} [R(\tau)] (\nu) = |F(\nu)|^2$$

Der Vorteil im Vergleich zu einer direkten Transformation und anschließender Quadrierung besteht darin, daß die AKF schon vor der Fouriertransformation integriert werden kann. Das war lange Zeit die einzige Möglichkeit, digitale Spektrometer mit hinreichend großer Bandbreite technisch zu realisieren. Die Fouriertransformation vor der Integration zu berechnen, erfordert ein hohes Maß an Rechenleistung, die erst seit kurzer Zeit verfügbar ist.

Die AKF wird berechnet, indem das Zeitsignal in mehreren Zweigen um verschiedene Zeiten (sogenannte *lags*) verzögert und dann miteinander multipliziert wird. Dies entspricht der diskreten Berechnung von

$$\int_{-\infty}^{\infty} dt f(t)f^*(t - \tau)$$

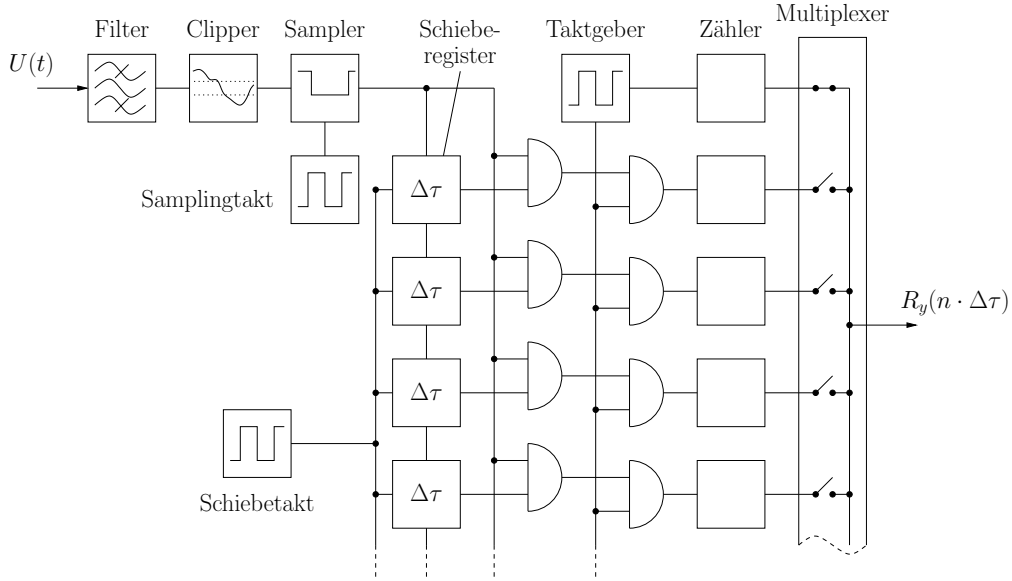
Jeder Zweig liefert einen Wert für  $R(\tau)$ .

In der Praxis wird nicht die AKF  $R_x(\tau)$  des Zeitsignals  $x(t)$ , sondern die AKF  $R_y(\tau)$  einer Transformierten  $y(t) = \phi[x(t)]$  berechnet. Die Transformation ist so gewählt, daß sich  $R_x(\tau)$  aus  $R_y$  rekonstruieren läßt und die benötigte Technik möglichst einfach bleibt. Häufig kommen 1- oder 2-Bit-Autokorrelatoren zum Einsatz.

Wenn die einfacher zu messende Funktion  $R_y$  ermittelt wurde, kann die korrekte AKF berechnet werden. Gerade die digitale Kodierung des Zeitsignals (die Information steckt implizit in der Zahl der Nulldurchgänge) macht es einfach, stabile Empfangssysteme zu bauen, da Digitaltechnik keine Probleme mit Temperaturschwankungen oder *Drifts* hat.

Es ergibt sich ein Aufbau, wie in Abb. 3.3 schematisch dargestellt. Der *Clipper* schneidet das Zeitsignal über (bzw. unter) einem gewissen Wert ab (was einer 1-Bit-Kodierung entspricht), der *Sampler* diskretisiert das Signal. Die Schieberegister und die nachfolgende Logikschaltung realisieren die zeitliche Verzögerung und Berechnung der AKF.

Ein großer Nachteil der 1-Bit-Digitalisierung ist der Verlust der Information über die absolute Leistung  $R_x(0)$  eines Signals. Zwei gleichartige Signale, die sich nur um



**Abb. 3.3:** Schematischer Aufbau eines 1-Bit-Autokorrelators nach Hachenberg und Vowinkel (1982).

einen konstanten Faktor unterscheiden, liefern die gleiche AKF. Daher ist es nötig, zusätzlich eine Messung der Gesamtleistung vorzunehmen, mit deren Hilfe die Daten kalibriert werden können.

Das Leistungsspektrum ergibt sich aus der Fouriertransformation der AKF. Sie muß eigentlich für die Werte von  $-\infty < \tau < \infty$  berechnet werden. Aus technischen Gründen liegen die Werte der AKF jedoch nur bis zu einem maximalen lag  $\tau_m$  vor. Die gemessene AKF  $R^{\text{exp}}(\tau)$  ist daher die wahre AKF  $R(\tau)$  multipliziert mit einer Rechteckfunktion

$$w_m(\tau) = \begin{cases} 1 & : |\tau| \leq \tau_m \\ 0 & : \text{sonst} \end{cases}$$

Die Fouriertransformierte von  $R^{\text{exp}}(\tau)$  ist die Faltung der beiden Funktionen

$$S^{\text{exp}}(\nu) = S(\nu) * W(\nu) \quad \text{mit } W(\nu) = 2\tau_m \text{sinc}(2\nu\tau_m)$$

Die Impulsantwortfunktion  $W(\nu)$  des Filters bestimmt die Auflösung des Spektrometers. Wenn wir diese definieren als die Halbwertsbreite des Filters, folgt

$$\delta\nu = \frac{0.605}{\tau_m}$$

Bei einer gesamten Bandbreite  $\Delta\nu$ , ergibt sich für  $N_0$  Verzögerungsschritte gemäß dem *Samplingtheorem*

$$\tau_m = \frac{N_0}{2} \Delta\nu$$

also

$$\delta\nu = 1.21 \frac{\Delta\nu}{N_0} = \frac{0.605}{N_0 \Delta\tau}$$

Für einen Autokorrelator bei fixem  $N_0$  kann die Frequenzauflösung gewählt werden, indem die *Sampling*periode  $\Delta\tau$  (oder die *Sampling*frequenz) geändert wird. Die verfügbare Bandbreite ist davon nicht unabhängig, denn  $\Delta\nu = \Delta\tau/2$ .

Praktisch wird obige Filterfunktion nicht eingesetzt, da  $\text{sinc}(x)$  starke Nebenmaxima (22%) besitzt. Diese sind proportional zu  $1/2\tau_m\delta\nu$ . Die Auflösung kann also nicht beliebig gesteigert werden. Gerade wenn das Spektrum  $S(\nu)$  hochfrequente Merkmale enthält, kann  $S^{\text{exp}}$  stark gestört sein. Es kommen daher andere Filterfunktionen zum Einsatz, beispielsweise das *Hanning-Window*

$$w_H(\tau) = \begin{cases} \cos^2(\pi\tau/2\tau_m) & : |\tau| \leq \tau_m \\ 0 & : \text{sonst} \end{cases}$$

Dessen Anwendung liefert etwas schlechtere Auflösung

$$\delta\nu = \frac{1}{\tau_m} = \frac{2\Delta\nu}{N_0} = \frac{1}{N_0\Delta\tau}$$

erzeugt aber geringe Seitenmaxima von lediglich 2.6% des Wertes des Hauptmaximums.

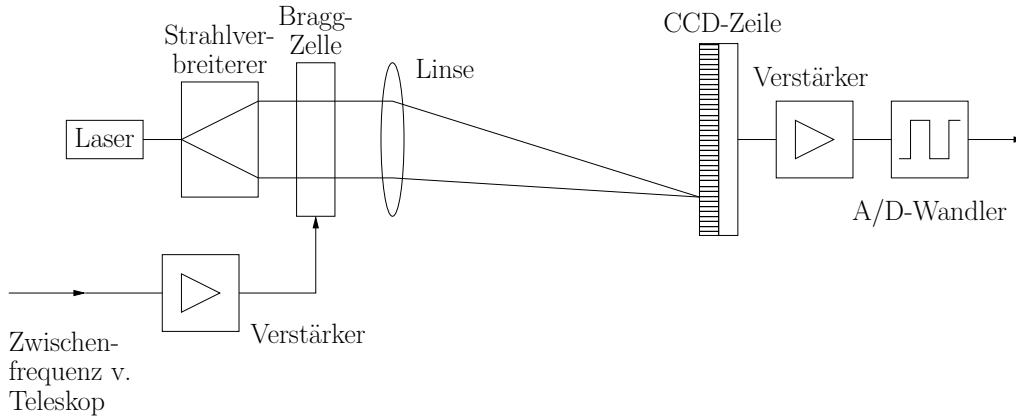
Das *Clipping* des stochastischen Zeitsignals entspricht einer 1-Bit-Digitalisierung und führt zwangsläufig zu einem Informationsverlust. Hagen und Farley (1973) haben gezeigt, daß für 1-Bit-Autokorrelatoren ein Faktor  $k = \pi/2$  in der Radiometerformel Gl. (3.1) folgt.

Beim Autokorrelator besteht die technische Herausforderung darin, eine hohe Frequenzauflösung bei gleichzeitig hoher Bandbreite zu realisieren. Dafür muß die *Sampling*frequenz (*clock rate*) des Schaltkreises entsprechend hoch sein. Der zur Zeit modernste einsetzbare Autokorrelator in Effelsberg ist der AK90 mit 8192 Kanälen, 2-Bit-Digitalisierung (drei *Level*) und einer Bandbreite von 10...160 MHz (je nach Meßmodus). Er erreicht einen Wert von  $k = 1.23$  in der Radiometerformel. Solche Geräte füllen bereits mehrere 19-Zoll-*Racks* und haben einen Strombedarf von einigen kW.

### Akusto-Optische Spektrometer

Je kürzer die zu beobachtende Wellenlänge wird, umso größer ist die benötigte Bandbreite eines *Backends*. Bei 100 GHz entspricht ein Geschwindigkeitsbereich von 300 km/s bereits 100 MHz. Dies steht im starken Kontrast zu den kleinsten vorkommenden Linienbreiten von einigen 10 kHz. Autokorrelatoren sind hier kaum einsetzbar, da so hohe Bandbreiten bei gleichzeitig guter Auflösung sehr hohe Taktfrequenzen erfordern.

Akusto-Optische Spektrometer (AOS) können diese Anforderung dagegen recht gut erfüllen. Das Radio-Signal wird in eine Bragg-Zelle eingespeist, in der die Signale in eine akustische Welle umgewandelt werden. Das verursacht periodische Dichteschwankungen im Kristall und ändert somit dessen Materialkonstanten  $\epsilon$  und  $n$ . Tritt Laserlicht durch die Zelle, dann wirkt der Kristall wie ein dreidimensionales Beugungsgitter. Mit einer CCD-Zelle kann in der Bildebene das erzeugte Beugungsbild aufgenommen werden. Nach der Abbeschen Abbildungstheorie ist das Beugungsbild die Fouriertransformierte des Objektes, also die Transformierte des akustisch erzeugten Gitters und somit auch die Transformierte des Radio-Signals. Das Prinzip ist in Abb. 3.4 gezeigt.



**Abb. 3.4:** Schematischer Aufbau eines Akusto-optischen Spektrometers nach Rohlf und Wilson (1999).

Bei der Konstruktion eines AOS sind folgende Punkte zu beachten. Erstens sollte ein Material gewählt werden, welches eine geringe Schallgeschwindigkeit hat, damit die akustische Wellenlänge  $\Lambda$  klein ist. Zweitens benötigen wir einen elektroakustischen Wandler, der über einen großen Frequenzbereich einen annähernd konstanten Konversionsfaktor hat (das Signal muß linear umgesetzt werden). Drittens muß am gegenüberliegenden Ende der Bragg-Zelle ein Wellensumpf eingebaut werden, der stehende Wellen in der Zelle verhindert. Dadurch können keine Resonanzen entstehen.

Bei Erfüllung dieser Voraussetzungen, wird eine akustische Frequenz  $\nu_s$  in einen eindeutigen Beugungswinkel  $\phi_s$  umgesetzt und es gilt das Superpositionsprinzip. Es sei  $\vartheta$  der Einfallswinkel des Laserstrahls,  $\varphi$  der Beugungswinkel und  $\Lambda$  die Gitterkonstante. Zwei benachbarte Strahlen interferieren konstruktiv, wenn der Wegunterschied ein Vielfaches der Wellenlänge  $\lambda$  des Laserlichts beträgt, d.h.

$$\Lambda_s(\sin \varphi - \sin \vartheta) = m\lambda \quad m \in \mathbb{Z}$$

Es ergibt sich eine Auflösung von

$$\Delta\vartheta \simeq \lambda/L$$

mit der Apertur  $L$  der Bragg-Zelle. Die Bandbreite  $\Delta\nu$  kann somit maximal in

$$N_0 = \frac{\delta\vartheta}{\Delta\vartheta} = \frac{L}{v_c \cos \varphi} \Delta\nu = \frac{\tau_c}{\cos \varphi} \Delta\nu$$

Kanäle getrennt werden.  $\tau_c = L/v_c$  ist die Zeit, die die akustische Welle benötigt, um den Kristall zu durchqueren.

Moderne AOS sind meist sogenannte *Array-AOS*, die sich aus mehreren Einzel-AOS zusammensetzen. Üblich sind Bandbreiten zwischen 50 und 1500 MHz für ein Einzel-AOS mit  $\sim 1000$  Kanälen. Die erreichbaren Stabilitätszeiten liegen bei einigen 100 Sekunden. An der Universität Köln befinden sich mehrere breitbandige *Array-AOS* im Einsatz, beispielsweise ein  $4 \times 1$  GHz AOS mit jeweils 1024 Kanälen (Horn et al., 1999). Sie sollen auch auf Satelliten und bei der SOFIA-Mission genutzt werden. Die elektrische Leistungsaufnahme beträgt etwa 200 W bei einem Gewicht von 50 kg. Da bei Akusto-Optischen-Spektrometern keine sehr restriktive Diskretisierung (*Leveling*) des Signals vorgenommen werden muß, haben die AOS einen  $k$ -Faktor  $k \approx 1$  in der Radiometerformel Gl. (3.1).

## FFT – Spectrometer

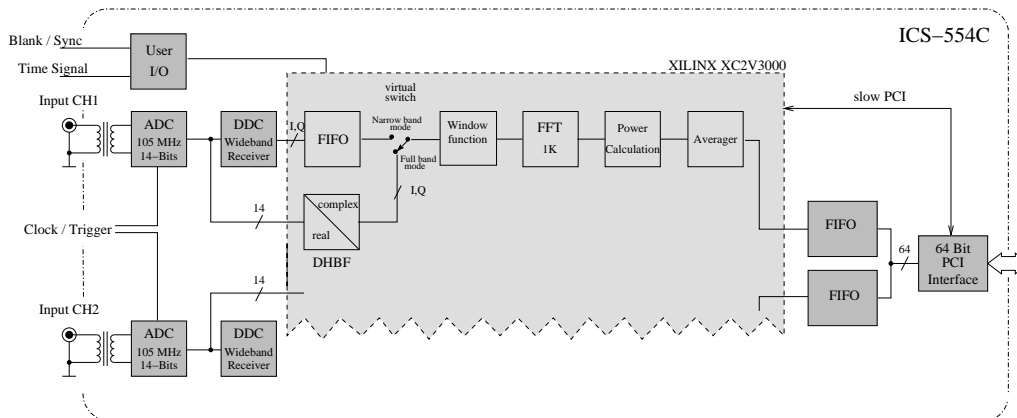


Abb. 3.5: Aufbau des DFFT-Spektrometers. Ein FPGA-Chip befindet sich auf einer PCI Trägerkarte.

### 3.3 Digitales FFT-Spektrometer auf Basis eines FPGA-Chips

Stanko et al. (2005) stellten einen Prototypen eines Spektrometers auf Basis eines sogenannten *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA) vor. Dabei handelt es sich um einen hochintegrierten Mikrochip mit mehreren Millionen Logikgattern (*gate*). Solche Chips sind aber im Gegensatz zu üblichen Mikroprozessoren noch nicht fest ‚programmiert‘. Vielmehr kann mit einer Hardwarebeschreibungssprache (z.B. *Very high speed integrated circuit Hardware Description Language*, VHDL) die gewünschte Funktionsweise beschrieben werden. Das erstellte ‚Programm‘ kann dann in den FPGA geladen werden. Demzufolge sind solche Chips sehr vielseitig einsetzbar, gerade bei der Entwicklung neuer Instrumente, häufig nötigen Designwechsellern oder bei komplexen Anwendungen, für die es keine fertigen Prozessoren zu kaufen gibt. Gerade die speziellen Anforderungen des Mobilfunkmarktes haben die Entwicklung preiswerter PC-Steckkarten (für den PCI-Bus) ermöglicht. Die von Stanko et al. (2005) verwendete Trägerkarte ICS 554C mit einem FPGA-Chip der Firma Xilinx (XC2V3000) hatte beim Erwerb einen Listenpreis von ca. 10 000 Euro. Für derartige Karten werden auch schon fertige Software-Module (z.B. Implementierung einer *Pipeline*-FFT) angeboten. Die Entwicklung des Prototypen war dadurch enorm preisgünstig und schnell. Ein weiterer Vorteil ist die geringe Leistungsaufnahme von wenigen Watt und damit verbunden das Entfallen aufwendiger Kühlmechanismen. Außerdem ist der Platzbedarf im Gegensatz zu vielen anderen Spektrometern sehr gering. Ein handelsüblicher PC kann sogar mehrere der entsprechenden Karten aufnehmen. Somit eignet sich dieser Spektrometertyp auch zum Einsatz an schwer erreichbaren Einsatzorten (hohe Gebirge, Weltraum).

Der entwickelte Prototyp hat zwei Kanäle (in diesem Fall zur Verarbeitung zweier Polarisationsrichtungen) mit jeweils 50 MHz Bandbreite bei 1024 Spektralkanälen. Am MPIfR Bonn existiert auch ein früher Prototyp mit 16000 Kanälen und 1 GHz Bandbreite. Im folgenden soll das Spektrometer etwas genauer beschrieben werden.

Abb. 3.5 zeigt den schematischen Aufbau der verwendeten Trägerkarte. Die Karte besitzt zwei Eingänge, in die das analoge Signal der ZF-Stufe eingespeist wird. Durch Analog-Digital-Konverter (ADC, Frequenz: 105 MHz, 14 Bit Digitalisierung der Am-

plitude) wird das verstärkte Signal abgetastet. Die *Sampling*-Frequenz (100 MHz) führt nach dem Nyquist-Theorem zu einer resultierenden Bandbreite von 50 MHz. Die Mittenfrequenz des Empfängers liegt bei 150 MHz. Wir können jedoch durch *Bandpaß-Sampling* (oder *Undersampling*) trotzdem korrekte Daten erhalten. Wie in Abschnitt 2.1.4 gezeigt wurde, werden höhere Frequenzen in niedrigere Nyquist-Zonen repliziert. Dabei scheinen sie aber entsprechend kleinere Frequenzen zu besitzen. Durch die Überlagerung mit dem eigentlichen Beitrag aus dem tieferen Bandbereich läßt sich dann keine Aussage mehr über die Konstituenten treffen. Wird jedoch ein Bandpaßfilter vorgelagert, der lediglich Beiträge einer Nyquistzone passieren läßt, dann wird der störende *Aliasing*-Effekt aufgehoben. Es lassen sich Signale mit höherer Mittenfrequenz abtasten, solange die *Sampling*-Frequenz mindestens die doppelte Bandbreite des abzutastenden Signals beträgt. Es ergibt sich in unserem Fall jedoch ein anderes Problem. Mit einer Mittenfrequenz von 150 MHz in Effelsberg reicht das benutzbare Band von 125 bis 175 MHz. Aus obigen Ausführungen folgt jedoch ein vom Spektrometer nutzbares Band in den Bereichen  $[50 \cdot n, 50 \cdot (n + 1)]$  MHz,  $n = 0, 1, \dots$ . Für Messungen mit dem Spektrometer mußte also die übliche Mittenfrequenz um 25 MHz verschoben werden. Gewählt wurde das Band zwischen 150 und 200 MHz, da im Bereich von 100 bis 150 MHz mit erhöhtem Interferenz-Aufkommen, etwa durch Hörfunk, gerechnet werden muß, siehe Abschnitt 7.3. Die entsprechenden Bandpaß-Filter wurden direkt vor den beiden Eingängen des Spektrometers in den Signalweg eingebracht. Hierbei handelte es sich aus Kostengründen um Filter, die eigentlich für einen anderen Bandbereich konstruiert waren. Als Folge ist die Form der Filterkurve nicht optimal.

Im Anschluß an die Analog-Digital-Wandlung kann optional ein sogenannter *Digital-Down-Converter* (DDC, Graychip GC4016) zwischengeschaltet werden. Er ist in der Lage, mit einem digitalen Mischvorgang einen Teil des Bandes auszufiltern und verlustfrei zu ‚vergrößern‘. Dadurch kann durch Einschränkung der totalen Bandbreite die Frequenz-Auflösung gesteigert werden (die 1024 Kanäle werden auf einen kleineren Frequenz-Bereich verteilt). Die Arbeitsweise beruht auf dem Prinzip des *Down-Samplings*, welches in Abschnitt 2.1.4 erläutert wurde. Damit ein beliebiger Ausschnitt aus dem ursprünglichen Band gewählt werden kann, wird das Signal vor der Dezimierung digital auf die gewünschte Frequenz gemischt.

Die später folgende Fouriertransformation benötigt komplexe Signale als Eingangsgröße. Im ADC-Modus nimmt ein *Distributed Halfband Filter* (DHBF) eine sogenannte Quadraturmischung vor. Das liefert neben den Amplitudeninformationen auch die Phasen des Signals. Eine gute Einführung in das Thema liefert Klein (2005). Auch der DDC liefert komplexe Quadratursignale. Das Prinzip des *Bandpaß-Samplings* und des digitalen Mischens, sowie *Down-Samplings* im Spektrometer verdeutlicht Abb. 3.6.

Die Daten werden paketweise fouriertransformiert. Würden einfach nur 1024 aufeinanderfolgende Werte transformiert, entspräche dies einer Multiplikation mit einer Rechteckfunktion, so daß das Spektrum mit einer sinc-Funktion gefaltet würde. Es ist also sinnvoll, die digitalisierten Zeitsignale mit einer Fensterfunktion (Hanning) zu multiplizieren.

Die folgende Pipeline-FFT (*Vectis HiSpeed 1024-point radix-2 FFT*) wurde als fertiges Modul (sogenannter Kern, *core*) von der Firma RF-Engines erworben. Sie arbeitet bei Takt-Frequenzen bis zu 100 MHz. Danach wird aus den verarbeiteten (komplexen) Daten das Leistungsspektrum berechnet und integriert. Die Vorintegrationszeit kann per Software eingestellt werden. Die Daten werden über den 64-Bit

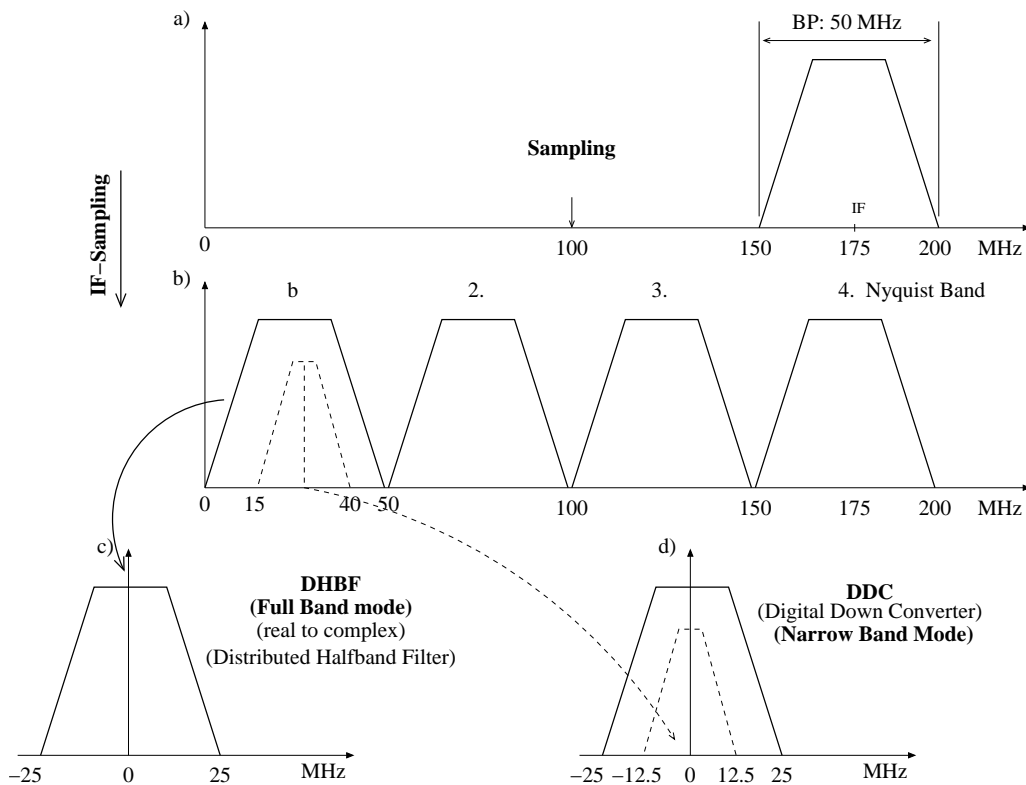


Abb. 3.6: Prinzip des *undersamplings* und Funktionsweise des DDC's nach Klein.

breiten PCI-Bus ausgelesen und auf einem Datenträger gespeichert. Hinzu kommen pro Spektrum einige *Header*-Einträge, die in Anhang A.1 und im Kapitel 5 näher erläutert werden.

Ebenfalls per Software wird der DDC gesteuert. Kommt er zum Einsatz, sprechen wir vom DDC-, sonst vom ADC-Modus. Der per DDC wählbare Frequenzbereich kann von 20 kHz bis 10 MHz eingestellt werden, was einer Kanalbreite von 20 Hz bzw. 10 kHz entspricht. Auch die Fensterfunktion läßt sich frei wählen.

Mittlerweile wurde auch ein Modus implementiert, der es erlaubt das *frequency-switching*-Verfahren des Teleskops zu benutzen. Das Empfangssystem stellt auf einer Signalleitung Informationen über die gerade benutzte Meßphase bereit. Sie können mit einer Zusatz-PCI-Karte ausgelesen werden und werden über eine Direktverbindung an die Spektrometer-Karte weitergegeben. So ist es möglich, daß nur die Spektren aufaddiert werden, die innerhalb einer Meßphase liegen.

Über eine Netzwerkverbindung werden vom Radioteleskop Informationen über aktuelle Teleskop-Parameter empfangen und als zusätzliche *Header*-Einträge gespeichert. Einige wichtige Parameter sind leider nicht auf diese Art zugänglich und müssen bisher nachträglich hinzugefügt werden (aus *log*-Dateien des Autokorrelators). Näheres ist der Bedienungsanleitung zum Spektrometer (Stanko, 2005) zu entnehmen.

Das Spektrometer erlaubt die Angabe fast beliebiger Integrationszeiten, die lediglich nach unten limitiert sind durch die Zeit, die ein Einzelscan benötigt ( $\sim 20 \mu\text{s}$  bei 100 MHz Taktrate). Dies wird jedoch in der Praxis eingeschränkt durch die maximale Schreibgeschwindigkeit auf die Festplatte, bzw. die Übertragung der Daten auf dem PCI-Bus.

Je kürzer die Integrationszeit gewählt wird, desto mehr fallen auch die Totzeiten beim Abspeichern eines Spektrums ( $\sim 5$  ms) ins Gewicht. Es können Integrationszeiten bis hinunter zu 100 ms sinnvoll eingestellt werden. Dann betragen die Meßzeitverluste durch die Totzeiten lediglich 5% – bei einer Integrationszeit von 1 s spielen die Totzeiten bereits keine Rolle mehr. Bei kleineren Werten reicht die Geschwindigkeit des von uns verwendeten PCs nicht aus, um die Spektren ohne Aussetzer auf der Festplatte abzuspeichern.

Das Spektrometer hat einen Koeffizienten von  $k \simeq 1$ , vgl. Gl. (3.1). Dies liegt daran, daß nicht wie beim Autokorrelator lediglich eine 1- oder 2-Bit-Kodierung (*Leveling*) des Signals vorgenommen wird, sondern das Eingangssignal mit einem Analog-Digital-Wandler mit 14-Bit Genauigkeit abgetastet wird. Die Stabilitätszeit liegt bei einigen 100 bis zu 1000 Sekunden, vgl. Abschnitt 5.3 und Stanko et al. (2005).

### Vor- und Nachteile

Im Vergleich zu Autokorrelatoren zeichnet sich das neue DFFT-Spektrometer vor allem durch verbesserte Sensitivität (aufgrund des sehr viel höheren Dynamikumfangs) und geringeren Kosten-, Strom- und Kühlungsbedarf aus. Auch die Möglichkeit kurz-integrierte Spektren aufzunehmen, ist ein großer Vorteil – gerade im Bezug auf eine RFI-Analyse, wie sich später noch zeigen wird. Durch die hohe Dynamik ist auch zwischen zwei Messungen verschieden heller Quellen kein Anpassen der Verstärkung nötig (*Leveling*). Nachteilig bei Autokorrelator-Systemen ist die notwendige Verwendung von Spezial-Chips, die den AK zum einen sehr teuer machen und zum anderen nach einigen Jahren eventuell nicht mehr verfügbar sind. Letzteres ist beispielsweise beim älteren AK in Effelsberg der Fall. FPGA-Chips sind dagegen vergleichsweise einfach und günstig zu erwerben, da ihre Vielseitigkeit in vielen Anwendungsbereichen gefragt ist. Bei Autokorrelatoren kann flexibel die Kanalzahl (durch Kaskadierung mehrerer AK-Chips) und Bandbreite (durch Änderung der Taktrate des *Samplers*) eingestellt werden.

Bezüglich verfügbarer Bandbreite und Kanalzahl haben momentan die AOS noch einen leichten Vorsprung. Dies dürfte sich aber bald ändern, da die technische Entwicklung auf dem FPGA-Sektor sehr schnell voranschreitet. In Kürze dürften Chips verfügbar sein, mit denen ähnliche Bandbreiten mit entsprechend vielen Kanälen erreichbar sind, wie sie die modernen *Array*-AOS aufweisen. Die AOS sind relativ empfindlich gegen Erschütterungen oder Temperaturschwankungen, so daß sie an Teleskopen wie APEX nur schlecht eingesetzt werden können. Außerdem ist ihre Kanalzahl und Bandbreite fest.

Filterspektrometer werden heute kaum noch gebaut. Sie bieten im Vergleich zur Digitaltechnik lediglich den Vorteil, daß ein Großteil der Signalbearbeitung analog erfolgt, so daß keine Eigenstörungen durch schnelle Digitaltechnik auftreten. Gleichzeitig ist der analoge Aufbau aber auch für die schwierige Abstimmung der einzelnen Filterzweige verantwortlich, und die zeitliche Stabilität eines solchen Systems ist wesentlich schwieriger zu gewährleisten als bei Digitaltechnik.

## 4. Die verwendeten Meßdaten

### 4.1 Testmessungen in Effelsberg

Ein Teil der vorliegenden Daten wurde bei Testmessungen gewonnen, die die Praxistauglichkeit des neuen DFFT-Spektrometers untersuchen sollten. Dabei wurden verschiedene Meßmodi, wie ADC- und DDC-Modus, bei verschiedenen Integrationszeiten verwendet. Die frühen Tests sollten die prinzipielle Funktionstüchtigkeit des Prototyps zeigen, während später insbesondere Verbesserungen bei der Aufnahme der Daten im Vordergrund standen. Es wurde eine Unterstützung des Effelsberger *frequency-switching*-Signals, das Auslesen wichtiger Beobachtungsparameter von einem internen Netzwerk-Signal, eine *Online*-Anzeige der ermittelten Spektren und das teleskopgesteuerte automatische Starten und Stoppen der Messung implementiert. Ab Januar 2005 war das Spektrometer soweit praxistauglich, daß damit eine Meßkampagne durchgeführt werden konnte.

In Tab. 4.1 sind die verschiedenen Testmessungen mit jeweiligen Besonderheiten zusammengefaßt.

### 4.2 Die verschiedenen Meßmodi und Observationsparameter

Das Spektrometer erlaubt die Einstellung verschiedener *Sampling*-Modi. Zum einen die direkte Verarbeitung der mit dem Analog-Digital-Konverter (ADC-Modus) abgetasteten Werte und zum anderen das zusätzliche Zwischenschalten eines DDC-Chips (*digital down converter*), der es erlaubt, einen Teil der ursprünglichen Bandbreite von 50 MHz auszuwählen, so daß die anschließende DFT einen Teil des Spektrums mit erhöhter Auflösung wiedergibt. Dabei verringert sich aufgrund der verminderten Bandbreite die Sensitivität des Spektrometers gemäß der Radiometerformel Gl. (3.1). Für vergleichbares SNR einer Quelle muß also entsprechend länger integriert werden. Im DDC-Betrieb kann die Bandbreite um verschiedene (ganzzahlige) Faktoren verringert werden, so daß der resultierende Frequenzausschnitt relativ beliebig variiert werden kann.

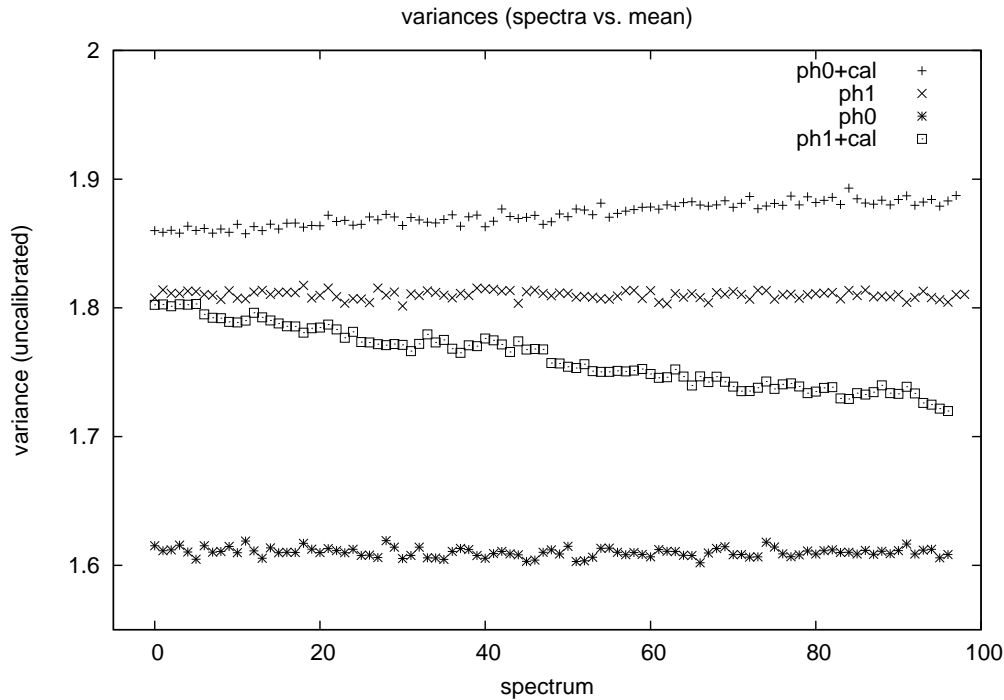
Datum	Quelle	Kommentar
24.08.04	S7, W3OH	<i>first light</i> , Testen des ADC- und DDC-Modus, verschiedener Dezimationsfaktoren, Dämpfungsglieder, Shiftfrequenzen und Integrationszeiten
30.08.04	S7	zweite Testmessung, Aufnahme von Daten im DDC-Modus (8 MHz, $\tau = 1$ s), on/off wurde durch <i>position-switching</i> realisiert (im zeitlichen Abstand von ca. 20 min), Interferenz höchstwahrscheinlich durch digitale Steuerung eines Baukrans (Arbeiten am Faraday-Raum in Effelsberg)
22.10.04	keine	6cm-Empfänger, Mittenfrequenz 150 MHz, daher keine Linienemission sichtbar, Testen des <i>frequency-switching</i> -Moduls (on,off,cal)
17.11.04	EPAQR, OCET, UORI, RLEO, SCRB, IRC10216, W3OH, S7	$\tau = 100$ ms, 18cm und 21 cm, zusätzlich Abspeichern nicht vorintegrierter ( $\tau \sim 20 \mu\text{s}$ , alle 60 ms wurde ein Scan abgespeichert) komplexer Daten für statistische Tests, verschiedene Mittenfrequenzen (150, 160, 175 MHz),

**Tab. 4.1:** Testmessungen mit dem DFFT-Spektrometer in Effelsberg.

Die übliche Mittenfrequenz der ZF-Kette in Effelsberg beträgt 150 MHz. Bei dieser Frequenz ist mit dem Spektrometer kein korrektes Bandpaß-*Sampling* möglich, wenn die Filter für das Band [125, 175] MHz benutzt würden. Bei Verwendung von Bandpaßfiltern für das Band [150, 200] ließe sich *Aliasing* vermeiden, allerdings wäre nur das halbe Band (von 150 bis 175 MHz) nutzbar. Abhilfe leistet hier lediglich die Verstimmung der LO-Frequenz, so daß das Nutzsignal auf einer Mittenfrequenz von 175 MHz zu liegen kommt. Bei einigen Testmessungen wurde das Spektrometer nur zusätzlich zur eigentlichen Messung in den Signalweg eingebracht, so daß diese Verstimmung nicht vorgenommen werden konnte. Bei diesen Messungen ist das astronomische Signal so weit am Bandende, daß eine Auswertung in astronomischer Hinsicht unmöglich ist. Da die Radio-Interferenzen jedoch in jedem Spektral-Kanal auftreten, war zumindest eine Untersuchung der Störungen möglich.

Die Verschiebung der ZF-Frequenz hat allerdings auch den Nachteil, daß wir uns dabei weit außerhalb der Spezifikationen des Systems befinden, so daß nicht garantiert ist, daß alle Bauteile die gewünschten Charakteristiken aufweisen. Bei einer Testmessung ergab sich leider, daß in den Meßphasen mit eingeschaltetem Kalibrationsstift Drifts bei der Varianz der Einzelspektren gegenüber dem mittleren Spektrum auftraten, siehe Abb. 4.1 (S7-Datensatz vom 12.2.05). Eine Intensitäts-Kalibration der Daten mithilfe der Rauschdiode ist daher nicht sinnvoll. Bei den eigentlichen astronomischen Beobachtungen kam diese Art der Kalibration nicht zum Einsatz.

Bei Aufnahmen astronomischer Quellen wird entweder eine Einzelposition beobachtet oder eine Karte eines Himmelsausschnittes erstellt. Da aufgrund der Erdbewegung (Rotation und Umlauf um die Sonne) die Position der Objekte am Himmel zeitabhängig ist, muß bei einer Beobachtung das Teleskop nachgeführt werden (*Tracking*). Daher ändern sich die beiden Teleskop-Winkel Azimuth (Längen-



**Abb. 4.1:** Bei einer IF-Frequenz von 175 MHz verursacht die Rauschdiode Probleme. Die Abweichung (Varianz) der Einzelspektren von dem mittleren Spektrum für die Kalibrationsphasen zeigen einen nicht konstanten Verlauf. Die Daten stammen aus einer S7-Messung vom 12.2.05. Bei einer Integrationszeit von  $\tau = 0.95$  s wurden etwa 100 Spektren pro Meßphase aufgenommen, d.h. die gesamte Messung dauerte 400 s. Innerhalb dieser kurzen Zeit kann eine Veränderung der Varianz nicht durch Bodenstrahlung verursacht werden. Das die Probleme vermutlich mit der Rauschdiode zusammenhängen zeigt sich daran, daß die Phasen ohne eingeschaltete Rauschdiode konstantes Verhalten zeigen. Phase 1 bezeichnet die Meßphase mit höherer LO-Frequenz, d.h. zu niedrigeren Frequenzen verschobenen Signalen im Spektrum, Phase 0 entsprechend niedrigere LO-Frequenz und zu höheren Frequenzen verschobenen Signalen. Im *Frequency-Switching*-Modus wird ausgehend von der üblichen LO-Frequenz in beide Richtungen um die halbe *Switching*-Frequenz verschoben.

Winkel) und Elevation (Höhe über dem Horizont). Eine Transformation in andere Koordinatensysteme wie das ekliptikale oder Galaktische System ist möglich. Die Transformation nach Rektaszension und Deklination wird von der Teleskop-Steuerung vorgenommen und ist daher in den *Header*-Einträgen der Daten verfügbar.

Bei den meisten Beobachtungen wird eine Position am Himmel recht lange integriert, d.h. das Signal wird über längere Zeit gemittelt. Nur dadurch kann bei schwachen Quellen genügend SNR erzielt werden, um eine Detektion zu ermöglichen. Da bei der Integration die Charakteristik eventuell vorhandener Störsignale beeinflußt wird, haben wir die Daten in recht kurzen Zeitintervallen gespeichert und erst bei der Datenauswertung der astronomischen Quellen am Computer eine Mittelung vorgenommen. Zur RFI-Analyse wurden dagegen die nicht gemittelten Daten benutzt. Die jeweiligen Integrationszeiten stehen in den entsprechenden Tabellen.

Für die Testmessungen kamen verschiedene Integrationszeiten bis hinunter zu 100 ms zum Einsatz. Bei der Beobachtungskampagne wurde eine Integrationszeit von etwa einer Sekunde gewählt, um die Datenrate auf ca. 9 kB pro Spektrum zu reduzieren. Durch die geringe (Vor)-Integrationszeit erhielten wir pro Himmelsposition mehrere Spektren.

Die Angabe der Koordinaten bei Aufnahme einer Himmelskarte (*map*) erfolgt meist über die von einer Absolut-Position (der Nullpunkt der Karte) abweichende Position  $(\lambda, \beta)$ , oft als *Offset* bezeichnet.

Um eine spätere Zuordnung der Daten zu erleichtern, vergibt die Teleskopsteuerung jeder Messung eine Nummer, die sogenannte *Scan*-Nummer. Bei Aufnahme von Himmelskarten erhält die komplette Messung nur eine *Scan*-Nummer, wird jedoch je nach Position in *Subscans* eingeteilt. Zusätzlich vergibt das Spektrometer ebenfalls eine interne *Scan*-Nummer, wobei die Spektren einfach durchgängig nummeriert werden. Im folgenden Teil der Arbeit wird meist diese letzte Nummer referenziert, da eine bessere zeitliche Zuordnung möglich ist und sich bei längerer Messung die Effelsberger *Scan*-Nummern nicht unbedingt ändern.

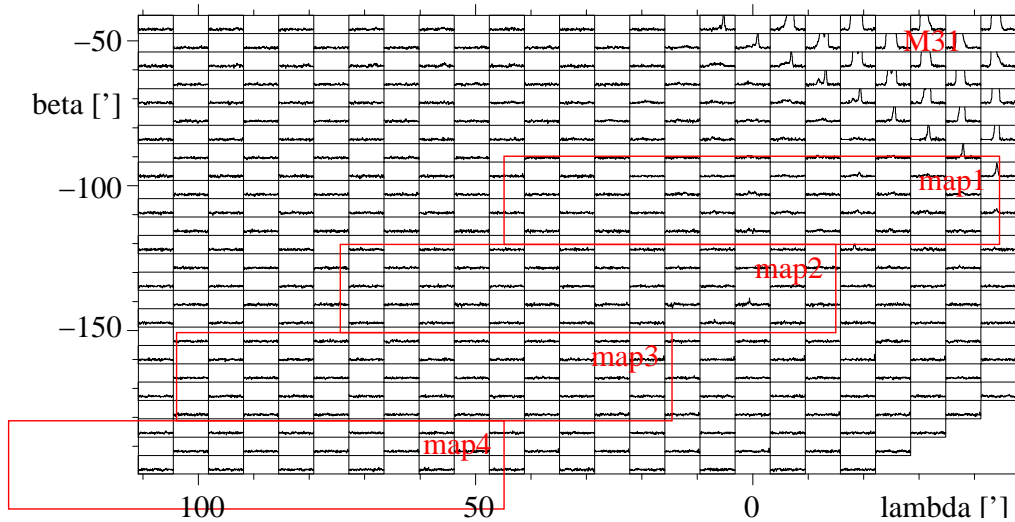
Die Daten lassen sich leicht in das weitverbreitete Datenformat der GILDAS-Software umwandeln, so daß deren Programme zur Datenauswertung benutzt werden können. Für die Analyse der Störsignale wurde dagegen auf eigene Programme zurück gegriffen, da bisher keine Module für diese Zwecke bereitstehen.

### 4.3 Messungen der Region nahe M31

Moderne Strukturbildungs-Szenarien des Universums legen einen hierarchischen Aufbau von Dunkle-Materie-Halos nahe (Klypin et al., 1999, Moore et al., 1999). Größere Strukturen wie Galaxien oder Galaxien-Haufen entstanden erst durch Akkretion kleinerer DM-Halos. Dies ist konsistent mit der Hypothese, daß einige der kleinen Halos, die noch nicht akkretiert wurden, heute als sogenannte Hochgeschwindigkeitswolken (*High Velocity Cloud*, HVC) beobachtet werden können. Ein anderes Entstehungsszenario für diese Wolken besagt, daß bei Annäherung kleiner gasreicher Zwerg-Galaxien an eine größere Galaxie über Gezeitenwechselwirkungen Gas aus der Zwerg-Galaxie gerissen wird. In der Nähe solcher Gezeitenströmungen können häufig HVC's beobachtet werden. Ein Beispiel für einen solchen Gasstrom ist der Magellansche Strom, der sich ausgehend von den Magellanschen Wolken über ein Himmelsareal von etwa  $100^\circ$  Länge erstreckt. Aber auch stellare Ströme, wie der Sagittarius-Strom konnten aufgrund verbesserter optischer Instrumente detektiert werden.

Ibata et al. (2001, 2004) berichteten von einem großen, kohärenten (zusammenhängenden) stellaren Strom (*Giant Stellar Stream*) im süd-östlichen Teil der Andromeda-Galaxie (M31). Beobachtungen mit dem Green Bank Teleskop (Thilker et al., 2004) und dem Effelsberg Radioteleskop (Westmeier, Brüns & Kerp, 2004) zeigten die Existenz von HI-Gas außerhalb der Scheibe auf. Einige der Wolken besitzen HI-Massen zwischen  $10^5$  und  $10^6 M_\odot$  und scheinen einer großen kohärenten Struktur anzugehören, die sich teilweise mit dem *Giant Stellar Stream* überlappt. Beobachtungen mit dem Westerbork Synthese Radioteleskop (WSRT) konnten diesen Zusammenhang erhärten.

Da das neue DFFT-Spektrometer eine gegenüber dem AK90 verbesserte Sensitivität besitzt, sowie die Möglichkeit gegeben ist, durch RFI verursachte Störungen zu



**Abb. 4.2:** Region nahe M31. Die Daten stammen aus einer früheren Messung (Westmeier). Um eventuell weiter von M31 entfernt vorhandenes HI-Gas zu detektieren, wurden die markierten Ausschnitte mit dem neuen DFFT-Spektrometer vermessen, da dieses eine gegenüber dem AK90 verbesserte Sensitivität besitzt. Bei der älteren Messung konnte kein genügend geringes Detektionslimit erreicht werden, eine längere Integrationszeit hätte ebenfalls keine Abhilfe geschafft.

eliminieren, sollte die Region nahe M31 nochmals vermessen werden, um durch ein tieferes Detektionslimit vielleicht bisher nicht beobachtetes weiter von M31 entferntes HI-Gas entlang der Stromrichtung zu entdecken. Dies würde Aufschluß über die Stärke des intergalaktischen Strahlungsfeldes liefern, welches das neutrale HI-Gas ionisiert. Nach Ionisation ist das HI-Gas nicht mehr in der 21-cm-Linie detektierbar. Durch Untersuchung der Radialgeschwindigkeiten wäre es auch möglich, die Dynamik der Wechselwirkungs-Vorgänge zu untersuchen. Eine längere Integration mit dem Autokorrelator erschien aufgrund systematischer *Baseline*-Strukturen nicht sinnvoll. Die Sensitivität des DFFT-Spektrometers ist theoretisch um 40% höher als die des AK90, so daß das  $1\sigma$ -Limit bei Säulendichten von  $5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-2}$  liegt (pro Spektralkanal bei einer Geschwindigkeitsauflösung von  $1 \text{ kms}^{-1}$  und 10 Minuten Integrationszeit).

Die Messungen fanden zwischen Januar und März 2005 statt. Dabei wurden vier verschiedene Abdeckungen nahe M31 gemessen. Die Koordinaten der betreffenden Karten lauten wie in Tabelle 4.2 angegeben, zur Verdeutlichung siehe auch Abb. 4.2. Welche Teilbereiche bzw. Karten an den jeweiligen Meßtagen observiert wurden, kann der Tab. 4.3 entnommen werden. Jede *map* wurde insgesamt dreimal gemessen. Dabei beobachteten wir jede Position (*Subscan*) für eine Minute, wobei alle 0.95 s ein Spektrum abgespeichert wurde, d.h. pro Meß-Phase und Position erhielten wir je ca. 30 Spektren. Diese kurzintegrierten Daten können zur astronomischen Auswertung später im Computer aufintegriert

Karte		von	bis
map1	RA:	00:38:51	00:46:36
	DEC:	39:16:00	39:46:00
map2	RA:	00:41:26	00:49:12
	DEC:	38:46:00	39:16:00
map3	RA:	00:44:00	00:51:52
	DEC:	38:16:00	38:46:00
map4	RA:	00:46:31	00:54:10
	DEC:	37:46:00	38:16:00

**Tab. 4.2:** Die Koordinaten (J2000) der gemessenen Karten.

Quelle	20.1.04	25.1.04	12.2.05	24.3.05	25.3.05	26.3.05
M31-Karten						
map1	3410 1-33	4110 31-168		1921 1-168	2089 1-168	
map2		4112 1-28	7392 25-168	1923 1-168		2194 1-168
map3			7394 1-168	1925 1-77	2085 77-168	2196 1-168
map4			7396 1-111	1919 111-168	2087 1-168	2198 1-149
Andere						
3C138	3411-16					
DL18A		4117				
DL19A		4119-21				
HVC9042		4119-21			2093	

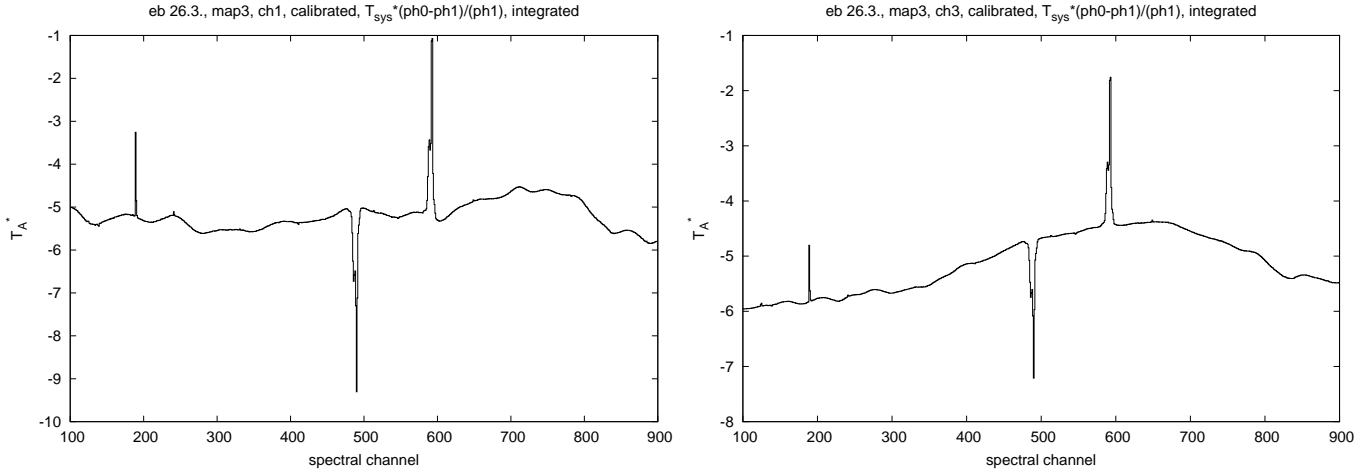
**Tab. 4.3:** Gemessene Abschnitte an den jeweiligen Meßtagen. Angegeben sind Scannummer und Subscannummer. Jede Karte hat insgesamt 168 Subscans. Es wurden noch einige andere Quellen gemessen. Sie wurden lediglich der Vollständigkeit halber mit angegeben. Nicht aufgeführt sind diverse Messungen der Standard-Kalibrations-Quelle S7, die häufig zwischen den Kartenmessungen getätigt wurden. Ab März wurde der Kalibrationsstift ausgeschaltet, da Probleme mit diesem vermutet werden. Somit sind in diesen Datensätzen nur noch zwei Meßphasen vorhanden.

werden. Für die Detektion von Störsignalen ist es jedoch sehr wichtig die Spektren auf kurzen Zeitskalen untersuchen zu können, siehe dazu auch Abschnitt 7.1.2.

## 4.4 Kalibration der Daten

Eine Kalibrierung der Daten konnte vorgenommen werden, indem vor und nach der Beobachtung die Standard-Kalibrations-Quelle S7 für jeweils ca. 90 s gemessen wurde. Da der Fluß von S7 bekannt ist, konnte ein Korrekturfaktor bestimmt werden, siehe Kalberla et al. (1982). Das Vorgehen wird in Abschnitt 5.4 detailliert beschrieben. Der Korrekturfaktor variiert durch die etwas veränderten Meßbedingungen am Anfang und Ende einer Messung (verschiedene Bodennähe, Empfänger-Temperatur usw.) leicht, die Kalibration ist aber mit einem statistischen Fehler von etwa 10% für unsere Zwecke (Abschätzung der Intensität der beobachteten RFI-Signale) zunächst ausreichend gewesen. Bei einer späteren festen Installation eines DFFT-Spektrometers wird dies verbessert werden können - wie bei dem in Kürze in Betrieb gehenden *Multi-Beam*-Empfänger.

Die beschriebene Vorgehensweise berücksichtigt allerdings keine Streustrahlungskorrektur. Bei Daten, die im *frequency-switching*-Verfahren aufgenommen wurden,



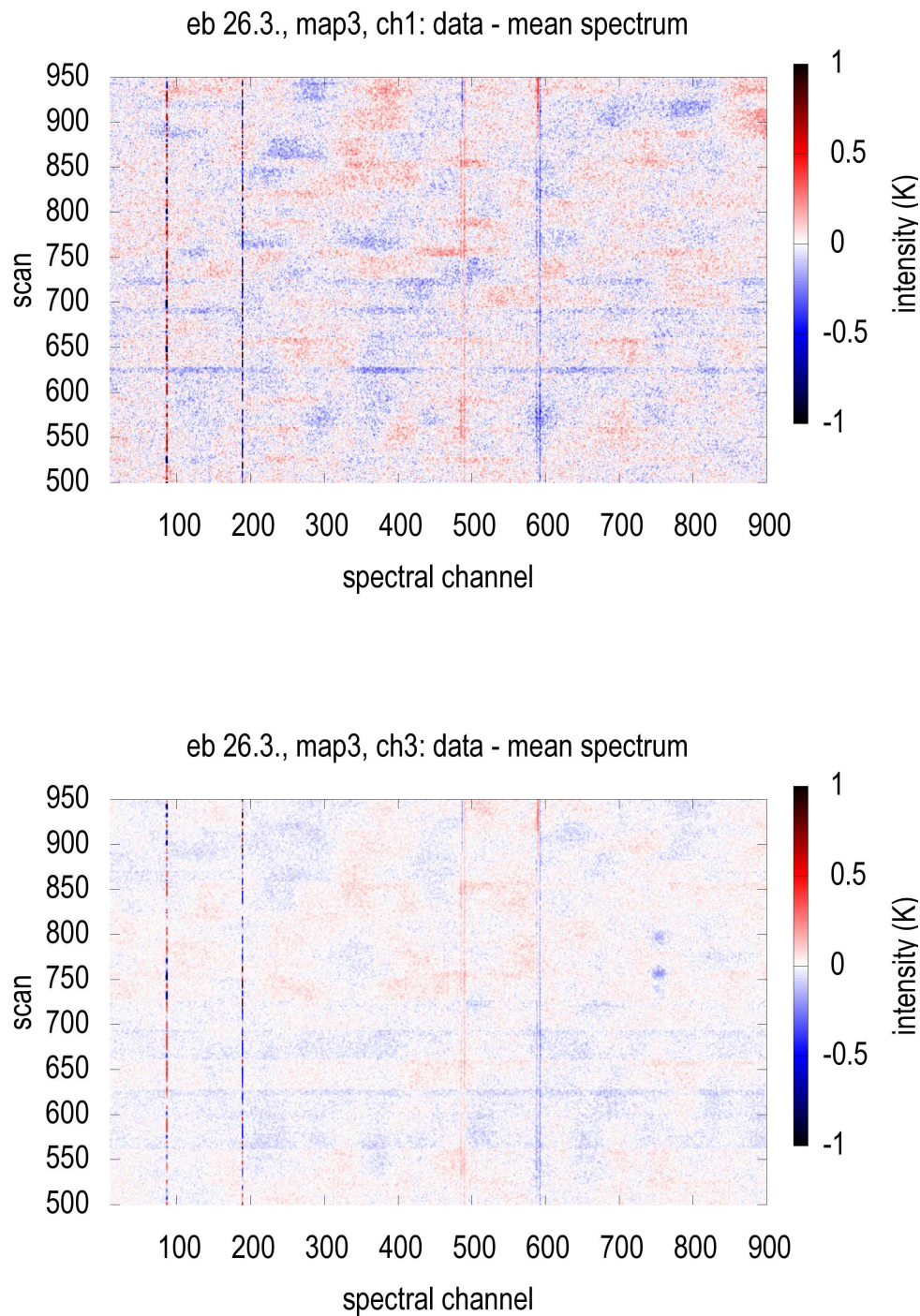
**Abb. 4.3:** Die resultierenden Basislinien nach Subtraktion beider Meßphasen. Besonders im Polarisationskanal **ch1** bleibt die Welligkeit der Basislinie hoch, so daß diese nur mit einem Polynom hoher Ordnung beschrieben werden kann. Daß die Werte von  $T_A^*$  negativ sind, zeigt, daß die Kalibration der Daten nicht exakt ist. Offenbar ist der Korrekturfaktor in der Phase 1 relativ zu dem der Phase 0 zu groß, so daß nach Abzug von  $T_{\text{ref}}$  (Phase 1) ein negativer *Offset* verbleibt. Die relativen Linienverhältnisse müssen dementsprechend einen ähnlichen relativen Fehler aufweisen.

ist es üblich, die Einflüsse von Bandpaß, Verstärkungsschwankungen usw. durch Subtraktion beider Phasen gemäß der Formel

$$T_A^* = T_{\text{sys}} \frac{T_{\text{sig}} - T_{\text{ref}}}{T_{\text{ref}}}$$

zu eliminieren.  $T_{\text{sys}}$  bezeichnet die Systemtemperatur – ein Maß für das Grundrauschen des Empfängers – welche hauptsächlich durch das Eigenrauschen der elektronischen Bauteile verursacht wird, aber auch durch die eingestrahlte Kontinuumsstrahlung sowie durch Beiträge von Atmosphäre und Bodenstrahlung. Zur Bestimmung der Systemtemperatur kann die Meßphase mit eingeschaltetem Kalibrationsstift herangezogen werden. In unserem Fall läßt sich die Systemtemperatur lediglich abschätzen, indem der Mittelwert der Intensitäten  $T_{\text{ref}}^{(i)}$  berechnet wird. Die so erhaltenen Spektren weisen jedoch noch Basislinien auf, die nur durch relativ hohe Polynomordnungen beschrieben werden können (insbesondere im Polarisationskanal **ch1**, siehe Abb. 4.3). Die Ursache kann sein, daß der Frequenzgang des Empfangssystems bei den beiden verschiedenen LO-Frequenzen (die zudem um 25 MHz verstimmt wurden) nicht gleich ist.

Für eine astronomische Auswertung der Daten läßt sich das Problem der welligen Basislinien unter Umständen beheben, wenn diese zeitlich stabil sind. Dann könnten wir einen mittleren Bandpaß für einen längeren Zeitraum (beispielsweise 30 min) berechnen, der von den Einzelspektren subtrahiert wird. Dadurch verbleiben lediglich Signale in den Spektren, die nur auf einer (oder wenigen) Himmelspositionen gemessen wurden. Nach dieser Operation ergeben sich normalerweise sehr flache Basislinien (Westmeier, priv. com.). Um die zeitliche Stabilität zu testen, wurden *Grauplots* der so modifizierten Spektren erstellt. Darin läßt sich erkennen, ob die resultierenden Basislinien im betrachteten Zeitraum Variationen aufweisen. In Abb. 4.4 sind zwei der *Grauplots* gezeigt. In einigen der Datensätze gibt es relativ starke Variationen



**Abb. 4.4:** Die resultierenden Basislinien nach Subtraktion beider Meßphasen sind leider nicht in allen gemessenen Karten zeitlich stabil. Im **oberen Teil** der Abbildung (**ch1**) ist eine recht starke Variation bezüglich des mittleren Spektrums zu erkennen. Der Polarisationskanal **ch3** weist tendenziell eine bessere zeitliche Stabilität auf.

---

(bis zu 0.5 K), die zudem ungleichmäßig im Zeit-Frequenz-Raum verteilt sind. Das kann für eine astronomische Untersuchung, die möglichst sensitiv sein soll, durchaus störend wirken. Der Polarisationskanal `ch3` erweist sich aufgrund der glatteren Bandpaßkurve als stabiler.

Die Suche nach RFI-Signalen wird in der weiteren Arbeit bewußt nicht in den so modifizierten Spektren durchgeführt. Nach der Subtraktion der Phasen ist die Welligkeit des Bandpasses nicht geringer als in den ursprünglichen Daten. Die Subtraktion eines mittleren Bandpasses wird für eine sensitive RFI-Detektion ungeeignet sein, da die Interferenzen die Mittelwertbildung ungünstig beeinflussen könnten.



## 5. Das Programm-Paket FS-Pipe

Im Rahmen der Diplomarbeit wurden zur Verarbeitung der Spektrometer-Daten viele eigene Programme (in der Programmiersprache C) geschrieben. Diese werden im folgenden als FS-PIPE-Programme bezeichnet. Der Name setzt sich aus den zwei Haupteigenschaften zusammen: *FS* steht für Fourierspektrometer, dessen Daten verarbeitet werden, und *Pipe* bezieht sich auf die UNIX-*Pipes* der gängigen *Shells*. Unter *pipelining* verstehen wir die Fähigkeit der UNIX-*Shells*, die Ausgabe (`stdout`) eines Programmes direkt als Eingabe (`stdin`) des nächsten Programmes zu verwenden. Dies geschieht mit Hilfe des *Pipe*-Operators `|`. Ein Beispiel möge das Prinzip verdeutlichen. Das Programm `ls` gibt das Inhaltsverzeichnis des aktuellen Verzeichnisses auf den Bildschirm aus.

```
ls | less
```

leitet stattdessen die Ausgabe an das Programm `less` (ein Textbetrachter) weiter. Eng verwandt mit dem *Pipe*-Operator sind auch die Operatoren `>` und `<`, welche die Ein-/Ausgabe auf eine Datei umleiten. Beispielsweise speichert `ls > file` das Inhaltsverzeichnis in die angegebene Datei, `less < file` zeigt den Inhalt der Datei mit dem Programm `less` an.

Der Vorteil für unsere Zwecke liegt auf der Hand. Wir können sehr kleine Programme (Module) benutzen, die eine ganz bestimmte Aufgabe übernehmen. Trotzdem lassen sich durch Zusammensetzen verschiedener Programme zu einer *Pipeline* relativ komplizierte Aufgaben mit einem einzigen Befehlsaufruf bewältigen. Auch die Verarbeitungsgeschwindigkeit steigt an, da die Daten innerhalb der *Pipeline* ohne Festplattenzugriff durchgeleitet werden.

Im Anhang A.1.2 findet sich eine Übersicht über alle vorhandenen Module. Eine kurze Besprechung über die benutzten Datenstrukturen und die Headerdateien erfolgt im Anhang A.1.1.

### 5.1 Prinzipien bei der Verarbeitung der Spektrometerdaten

Die Spektrometerdaten werden als reine ASCII-Daten abgespeichert. Dabei wird jedes Spektrum als ein Block abgelegt. Vor jedem Block steht ein *Header*, der alle

wichtigen Teleskop- und Meß-Parameter, wie die Anzahl der Spektralkanäle, Aufnahmezeit, Himmelsposition, die aktuelle *Scan*-Nummer, Integrationszeit, Polarisationskanal usw., enthält. Alle *Header*-Einträge beginnen mit dem Kommentarzeichen `#`. Eine Tabelle mit allen *Header*-Variablen steht im Anhang A.1.1.

Einige Programme benötigen mehrere Datenströme gleichzeitig<sup>1</sup>. So etwas ist nicht ohne weiteres mit den UNIX-*Pipes* möglich, da nicht zwei Dateien in die *Pipeline* eingebracht werden können. Wir behelfen uns, indem wir eine Art *Zeitmultiplexing* einführen. Wir weisen den zwei Dateneinheiten eine Identifikationsnummer zu (*Header*eintrag `# PIPELINE X`) und schicken die Daten abwechselnd (spektrungsweise) durch die *Pipeline*. Die meisten Programme kennen den Parameter `-x`, mit dem angegeben werden kann, welche logische *Pipeline* zu bearbeiten ist. Mit dem Programm `widen` ist es möglich, einen Datenstrom in mehrere logische *Pipelines* aufzutrennen und unterschiedlich zu bearbeiten. Der Nutzen zeigt sich, wenn das Ergebnis einer Filteroperation gleichzeitig mit den Originaldaten angezeigt werden soll oder zwei Teleskopmeßphasen zusammen mit ihrer Differenz.

## 5.2 Beschreibung einiger Programme

Im folgenden sollen noch einige Programme vorgestellt werden, die häufig zum Einsatz kommen. Speziellere Module werden später behandelt.

### 5.2.1 extract

Dieser *Task* erlaubt es, aus einem Datensatz (es befinden sich meist mehrere Spektren in einer Datei) einen Unterdatensatz auszuwählen. Der Unterdatensatz kann auch nur aus ausgewählten Kanalbereichen bestehen, deren Grenzen mit `-y k1,k2,...,k2n` paarweise angegeben werden müssen. Eine Auswahl nach Quellname, Phase und Kanal ist ebenfalls möglich.

### 5.2.2 plotter

Das Programm `plotter` zeigt die aufeinanderfolgenden Spektren einer *Pipeline* als Animation auf dem Bildschirm an. Es kann mehrere logische *Pipes* gleichzeitig darstellen, was hilfreich ist, um sich eine durchgeführte Operation zusammen mit den Ausgangsdaten anzusehen. Die Graphen können auch in anderen Bildformaten (`postscript`, `xfig`, `animated gif`) ausgegeben werden.

```
cat file | phase2pipe | plotter -x 011
```

würde beispielsweise beide Meßphasen einer Messung gleichzeitig anzeigen, vorausgesetzt in der Datei befinden sich noch beide Meßphasen. Mit dem Parameter `-x` läßt sich angeben, welche *Pipelines* gezeigt werden sollen. Die erste Ziffer steht für die logische *Pipeline* Null, die nächste für Eins usw. Soll eine *Pipe* geplottet werden, muß Eins angegeben werden, sonst Null. `phase2pipe` erzeugt aus den Phasen-*Header*-Einträgen entsprechende *Pipeline*-Einträge. Analog existiert auch ein Programm `chan2pipe`.

---

<sup>1</sup>Etwa das Programm `addpipe`, welches zwei verschiedene Datensätze mittels *pipelining* addieren soll.

### 5.2.3 Das GnuPlot-*Frontend* makepl

Die meisten der erstellten Graphen und Grauplots in der Arbeit wurden mit dem *Open-Source*-Programm GnuPlot erstellt. GnuPlot besitzt eine Interpreter-Sprache zur Erzeugung der Graphen. Es gibt zwei Möglichkeiten, das Programm einzusetzen. Zum einen können in einem interaktiven Modus alle Befehle direkt eingegeben werden, oder es wird eine Makro-Datei mit allen Kommandos erzeugt, die danach von GnuPlot abgearbeitet werden kann.

Oft war es wünschenswert, das Ergebnis einer *Pipeline* direkt darstellen zu können. Damit dazu nicht jedesmal eine Makrodatei erstellt werden mußte, die anschließend zu starten war, wurde ein kleines *Shell-Frontend* makepl für GnuPlot geschrieben. Dieses erzeugt anhand der angegebenen Befehlsparameter eine Makrodatei und läßt diese von GnuPlot prozessieren. Da nicht für jeden GnuPlot-Befehl ein Parameter erzeugt werden konnte, besteht die Möglichkeit durch (wiederholte) Angabe des Parameters `-w Befehlsstring` beliebig viele Kommandos in die Makrodatei einzubringen<sup>2</sup>. makepl bearbeitet als erstes immer die Daten, die in der (versteckten) Datei `.gnudat` stehen. Dies erscheint zunächst als unnötige Einschränkung, spart aber viel Schreibarbeit<sup>3</sup>. Wird ein Alias der Art

```
alias cpl="cat > .gnudat; makepl"
```

eingerrichtet, dann braucht nur

```
cat file | ... | cpl
```

aufgerufen werden, anstatt jedesmal das Ergebnis der Pipeline zunächst in eine Datei zu speichern und diese anschließend beim Starten von makepl nochmals anzugeben.

Es sollen hier nicht alle Parameter des Programms beschrieben werden. Sie sind über die Hilfefunktion ersichtlich. Gezeigt werden soll jedoch ein komplexeres Anwendungsbeispiel, welches benutzt wurde, um die Abb. 5.1 zu erzeugen.

```
cat ch1_src.HVC_M31_phase.0_subfilt | extract -i 1900 -f 4100
  | prepareplot | cpl -u "u 1:2:(\${3/1e6}) " -3 -s -m
  -o ch1_25.3.map3_ph.0_subfilt_small -e -a 2000:4000 -b 150:750
  -w "set cblabel \"intensity (uncalibrated)\" -x scan -y channel
  -t "eb 25.3., map3, phase 0, ch1: medianfilter subtracted"
  -w "set palette gray negative" -w "set palette gamma .2"
  -d 0:3 -n -w "set ytics (\\"channel 200\" 200,\\"1405 MHz\" 248,
  \\"channel 400\" 400,\\"1415 MHz\" 452,\\"channel 600\" 600,
  \\"1425 MHz\" 657)" -w "unset ylabel" -n
  -w "set colorbox vert user origin .87,.3 size .02,.5"
```

Zunächst wurden mit `extract` die Spektren mit Scan-Nummern zwischen 1900 und 4100 ausgewählt. `prepareplot` speichert die Daten in der Form *Scan Kanal Intensität* und schreibt die Wertebereiche in eine Datei. `makepl` übernimmt diese mit der

<sup>2</sup>Sie werden alle vor das eigentliche `plot-` oder `splot-`Kommando gesetzt. Es gibt also Aufgaben, die nicht mit `makepl` bearbeitet werden können.

<sup>3</sup>Wenn etwas anderes dargestellt werden soll als Daten, ist es ohnehin sinnvoller, nicht mit `makepl` zu arbeiten.

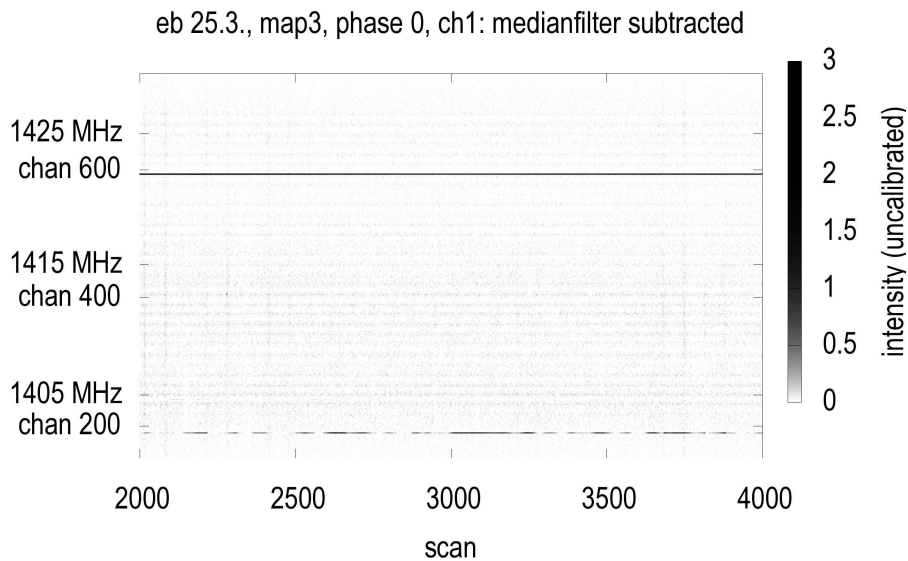


Abb. 5.1: Beispiel eines mit `makepl` erstellten Surface-Plots.

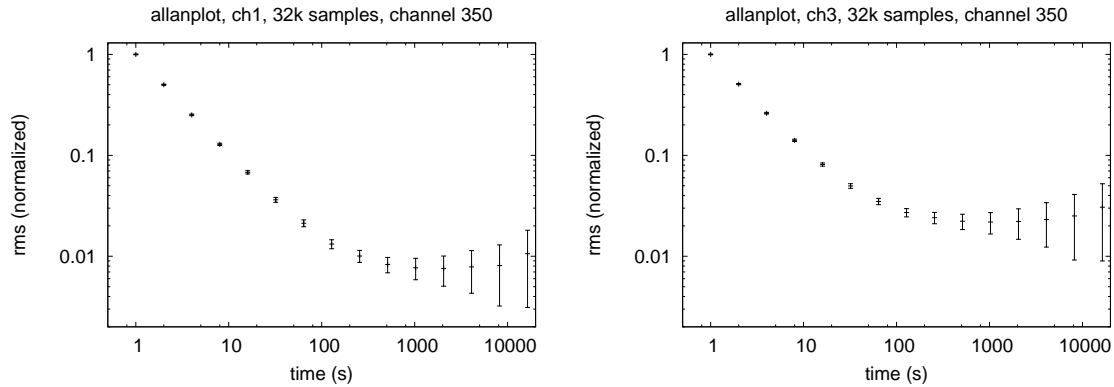
Option `-e. -3` benutzt `splot` anstatt `plot` zur Ausgabe eines *Grauplots*. Das Argument von `-u` wird direkt an den *Plot*-Befehl gehängt. `-m` schaltet den Draufsicht-Modus ein, `-s` veranlaßt die Speicherung des *Plots* auch als Bilddatei, deren Name mit `-o` an das Programm übergeben wird. `-w` wurde schon erläutert. Die anderen Parameter erzeugen Achsenbeschriftungen, den Titel und Bereichseinschränkungen.

### 5.3 Allan-Plots

Für ein Spektrometer spielt das zeitliche Rauschverhalten eine erhebliche Rolle. Um schwache Signale beobachten zu können, machen wir von der Tatsache gebrauch, daß das Rauschen mit der Wurzel der Integrationszeit sinkt (siehe Abschnitt 3.2, Gl. (3.1)). Die Radiometerformel gilt allerdings nur dann, wenn es sich um weißes Rauschen handelt. Für jedes System gibt es eine maximale Integrationszeit, ab der die systematischen Effekte dafür sorgen, daß das Rauschen nicht weiter verringert werden kann. Die maximal nutzbare Integrationszeit ist bei der Planung von astronomischen Beobachtungen von Bedeutung. Um sehr schwache Signale zu finden, muß ausreichend lange integriert werden. Wird die Integrationszeit jedoch zu groß gewählt, geht kostbare Meßzeit verloren, ohne daß das erzielte Signal-zu-Rauschverhältnis (SNR) sich weiter verbessert. Schieder und Kramer (2001) geben einige Hinweise zum Finden einer optimalen Integrationszeit für verschiedene Beobachtungsverfahren.

Ein gängiges Verfahren, die Rauscheigenschaften eines *Backends* zu beschreiben, ist die Berechnung sogenannter Allan-Varianzen. Dabei wird funktionale Abhängigkeit des Quadrates der *sample standard deviation*

$$\sigma^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2, \quad \text{mit } \bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i$$



**Abb. 5.2:** Allan-Plot von `ch1` und `ch3` des spektralen Kanals 350. Es wurden 32k *samples* aus einer Rauschmessung benutzt. Das Minimum liegt für diesen Spektral-Kanal im Bereich zwischen 100 und 1000 Sekunden. Die Stabilitätszeiten variieren aber in den einzelnen Spektral-Kanälen leicht, siehe auch den nächsten Plot in Abb. 5.3. Die beiden Polarisationskanäle haben leicht unterschiedliche Charakteristiken. Bei `ch1` ist das Verhalten länger linear.

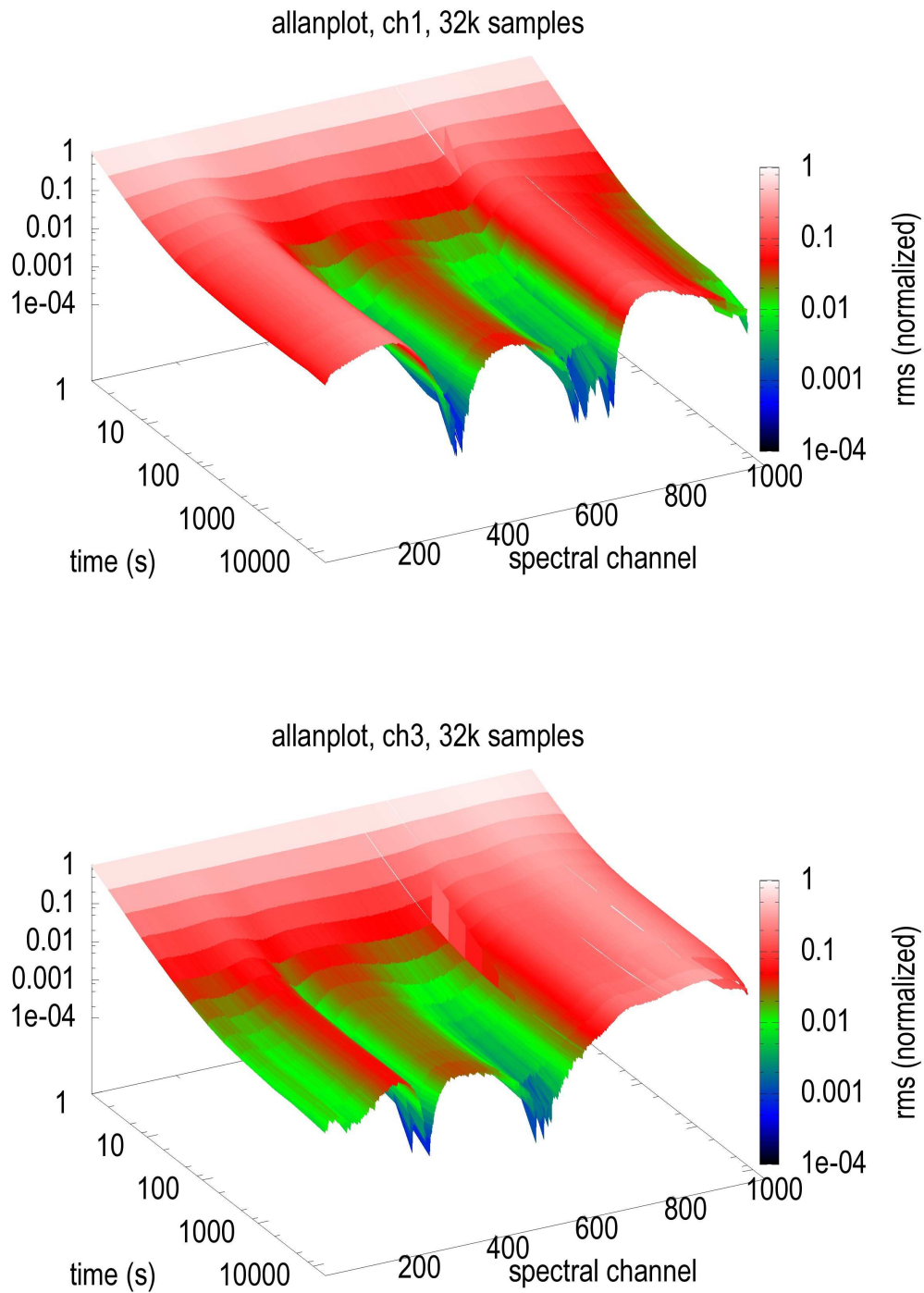
von der schrittweise aufintegrierten Zeitreihe untersucht. Die Integration erfolgt durch wiederholte Mittelwertbildung zweier aufeinanderfolgender Meßwerte (*down-sampling*), daher muß die Zahl der Werte einer Potenz von Zwei entsprechen. Im Zusammenhang mit Allan-Plots ist in der Literatur auch die Bezeichnung *root mean square* (**RMS**) für  $\sigma$  gebräuchlich. Die Funktion  $\sigma^2(\tau)$  sollte bei einer doppelt-logarithmischen Darstellung eine Gerade ergeben, solange nicht systematische Effekte das Rauschen beeinflussen. Dieses Verhalten läßt sich in Abb. 5.2 erkennen. Ab einer gewissen Zeit – der sogenannten Allanzeit – geht der Abfall der Rauschkurve in eine Sättigung über, wenn die systematischen Rauschbeiträge das gaußverteilte Rauschen übersteigen. Die Allanzeit wird oft als Maß für die Stabilitätszeit eines Empfangssystems verwendet. Eine über die Stabilitätszeit hinausgehende Integration führt nicht mehr zu einer Verbesserung der Empfindlichkeit. Daher ist gerade die zeitliche Stabilität eines Empfangssystems von außerordentlicher Bedeutung für den Radioastronomen, da die Quellen oft so schwach sind, daß eine hohe Integrationszeit zwingend für eine Detektion erforderlich ist.

Für die Untersuchung des Rauschverhaltens des DFFT-Spektrometers haben wir das Gerät über ein Wochenende in einem geschlossenen Raum untergebracht und einen externen Rauschgenerator angeschlossen. Es wurden ca. 100 000 Spektren bei einer Integrationszeit von je 1 s aufgenommen. Da die Raumtemperatur sich gerade zu Beginn der Messung sehr wahrscheinlich noch verändert hat, wird nur ein Teil des Datensatzes (*Scan* 30 001 bis 62 768) mit insgesamt 32k Spektren ausgewertet.

Das Programm `allanplot` berechnet die Allan-Varianzen für alle spektralen Kanäle. Dazu legt es schrittweise für den Datensatz Dateien mit den gemittelten Spektren für steigende Integrationszeiten an und berechnet damit für jeden Spektralkanal die Allan-Varianzen. Mit dem Befehl

```
allanplot -s 32768 -f ch1_allan.dat; mv rms ch1_rms_32k
```

werden die rms-Werte für 32 768 *Samples* erzeugt. Einen Grauplot für alle Kanäle in `ch1` und `ch3` zeigt Abb. 5.3.



**Abb. 5.3:** Allan-Grauplot für ch1 und ch3. Es wird eine normierte Darstellung verwendet, um die Kanäle besser vergleichen zu können.

## 5.4 Automatischer Basislinien-*Fit* und Signal-zu-Rausch-Messung

Für viele Zwecke ist es nötig, das SNR eines Signals (*Peak*) zu ermitteln. Unter SNR verstehen wir das Verhältnis der Amplitude des *Peaks* zu dem Rauschen in seiner Umgebung. Das Rauschen wird dabei über die Standardabweichung  $\sigma$  (RMS) quantifiziert. Dabei wird vorausgesetzt, daß die Daten um einen (konstanten) Mittelwert schwanken. Die Umgebung weist jedoch häufig selbst noch eine mehr oder weniger komplizierte Form (Bandpass, Basislinie) auf. In solchen Fällen wird zunächst ein Polynom genügend hoher Ordnung (d.h. so hoch, daß die Form des Bandpasses modelliert werden kann) durch die Daten *gefittet* und das RMS des *Residuals* berechnet. Damit der *Peak* selbst den *Fit* nicht beeinflusst, wird meist ein Fenster (*window*) um den *Peak* gesetzt. Die Werte innerhalb des Fensters werden nicht für den *Fit* herangezogen. Da bei der RFI-Suche vorher nicht bekannt ist, an welcher Stelle im Spektrum ein *Peak* auftritt, läßt sich kein global gültiges Fenster definieren. Somit bleiben nur zwei Möglichkeiten: Entweder jedes Spektrum wird per Hand bearbeitet, was aber aufgrund der Anzahl der Spektren (einige Hundert bis Tausend pro Datensatz) meist nicht praktikabel ist<sup>4</sup>. Oder die Fenster werden automatisch gesetzt. Das Programm `baselinefit` ist in der Lage, dies zu bewerkstelligen. Dabei wird in einem ersten Durchlauf ein Polynom ohne das Setzen eines Fensters in die Daten *gefittet*. Im *Residual* sucht das Programm dann nach Werten, die ein bestimmtes SNR ( $5\sigma$ , hardkodiert im Programm<sup>5</sup>) überschreiten. Um jeden gefundenen *Peak* wird ein Fenster der Breite fünf Kanäle gesetzt und erneut *gefittet* (mit steigender Ordnung des Polynoms). Dies wird einige Male wiederholt (meist reichen fünf Durchläufe aus), siehe Abb. 5.4. Weil sich in jeder Iteration die Ordnung des *Fit*-Polynoms erhöht, wird die Bandpaßkurve am Ende sehr gut approximiert. Die Fenster passen ihre Breite in jedem Durchgang automatisch an. Das Verfahren konvergiert sehr schnell gegen eine optimale Fensterbreite.

Das Programm kann auch eingesetzt werden, um die Intensitäten der aufgenommenen Quellen zu kalibrieren. Dazu nutzten wir meist einen Datensatz der Standard-Kalibrations-Quelle S7. `baselinefit` speichert die Summe der Werte ( $S_{\text{obs}}^{\text{S7}}$ ) innerhalb der erkannten Fenster im *Residual* ebenfalls mit ab, wenn es mit dem Parameter `-f` gestartet wird. Der erhaltene Wert ist zunächst nicht kalibriert. Da S7 einen Fluß von 3717 K km/s besitzt, ergibt sich ein Konversionsfaktor<sup>6</sup>

$$f[\text{K}] = \frac{3717 \text{ K km/s}}{10.528 \text{ km/s} \cdot S_{\text{obs}}^{\text{S7}}}$$

Die kalibrierten Spektren eines beliebigen Datensatzes folgen aus

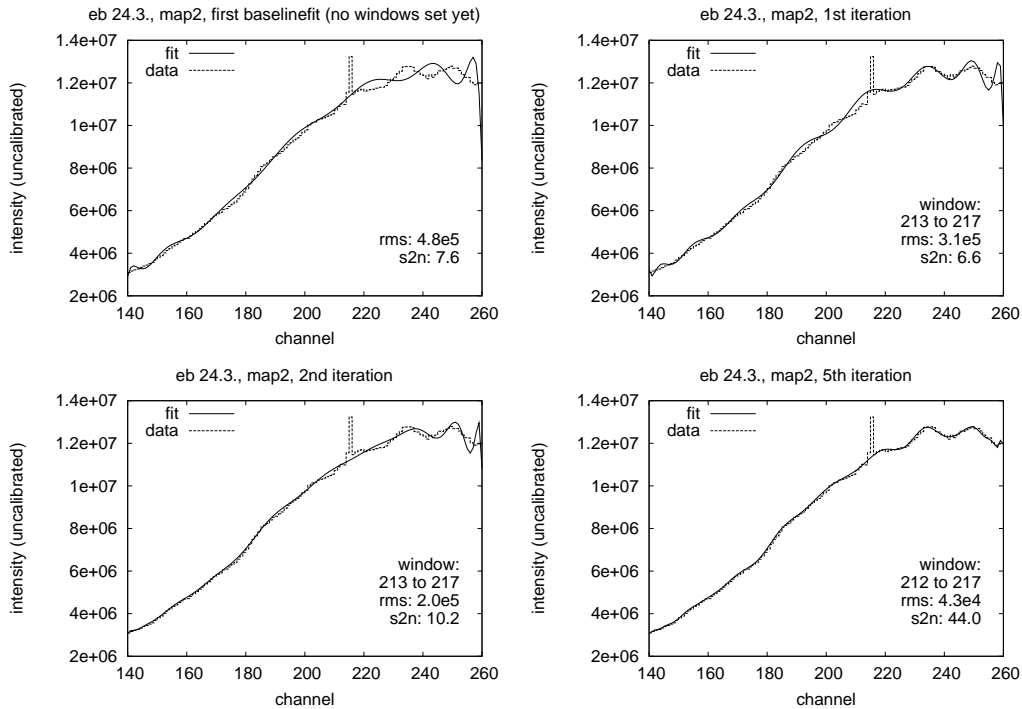
$$S_{\text{gauged}}^{\text{data}} = f \cdot S_{\text{obs}}^{\text{data}}$$

Die Konversionsfaktoren sind nicht besonders exakt. Die Ungenauigkeiten haben mehrere Gründe. Zum einen wurde nur jeweils am Anfang und Ende des Meßtages

<sup>4</sup>Prinzipiell könnte auch eine Anzahl von Spektren aufintegriert werden, um Fenster zu setzen. Dabei können jedoch schwache *Peaks* unter die Detektierbarkeits-Schwelle gedrückt werden.

<sup>5</sup>Kleinere SNR testeten wir ebenfalls. Dabei wurden allerdings zuviele Rausch*peaks* irrtümlich als Interferenz erkannt. Die Fensterung erzeugte in solchen Fällen häufig noch weitere erkannte *Fehlpeaks*.

<sup>6</sup>Ein spektraler Kanal hat eine Geschwindigkeitsbreite von 10.528 km/s.

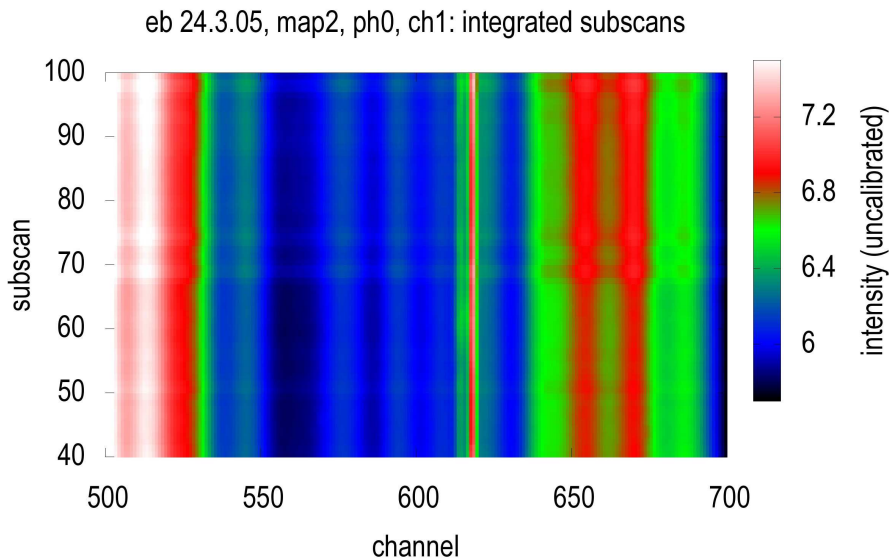


**Abb. 5.4:** Vorgehensweise des *Baselinefit*-Algorithmus. Zunächst wird ein Polynom *gefittet* (hier: 15. Ordnung). Danach durchsucht der Algorithmus das *Residual* nach *Peaks* mit mehr als  $5\sigma$  und setzt um diese ein Fenster. Der Vorgang wiederholt sich mit steigender Polynomordnung, so daß das Polynom die Basislinie immer besser beschreibt. Die einzelnen Teile der Abbildungen zeigen verschiedene Iterationsschritte. Eine sukzessive Verbesserung ist erkennbar. In jedem Schritt wurde der Grad des *Fit*polynoms um Drei erhöht. Es sollte nicht direkt mit zu hoher Ordnung *gefittet* werden, weil so der *Peak* selbst relativ gut approximiert wird. Kleinere Signale lieferten dann kein ausreichendes SNR mehr, um die Fensterung anzustoßen (*triggern*).

eine Eichquelle (S7) gemessen. Da der genaue Verlauf des Konversionsfaktors nicht bekannt ist, kam der Mittelwert der Messung des S7-Flusses vor- bzw. hinterher zum Einsatz. Weiter hängt die Flußbestimmung mit der obigen Methode stark vom *Fit* im betreffenden Spektrum ab. Je nach Form des Bandpasses um das Fenster herum kann der *Fit* im Fenster den tatsächlichen Verlauf über- oder unterschätzen. Die Ergebnisse der verschiedenen Messungen von S7 weisen eine Streuung von etwa 10% auf. Für unsere Zwecke ist diese Genauigkeit dennoch ausreichend, da vorrangig die Größenordnungen der RFI-Intensitäten von Interesse sind. Die Kalibration könnte verbessert werden, wenn der Kalibrationsstift eingesetzt werden würde. Diesen haben wir aber gerade bei den letzten Messungen absichtlich nicht mehr verwendet, siehe Abschnitt 4.2.

## 5.5 Erstellen einer Kontinuumskarte

In Abschnitt 3.1 wurde bereits erwähnt, daß es *Backends* zur Messung der astronomischen Kontinuumsstrahlung gibt. Dabei handelt es sich um Emission relativistischer (Synchrotron-Strahlung) oder thermischer Elektronen (Bremsstrahlung). Beide



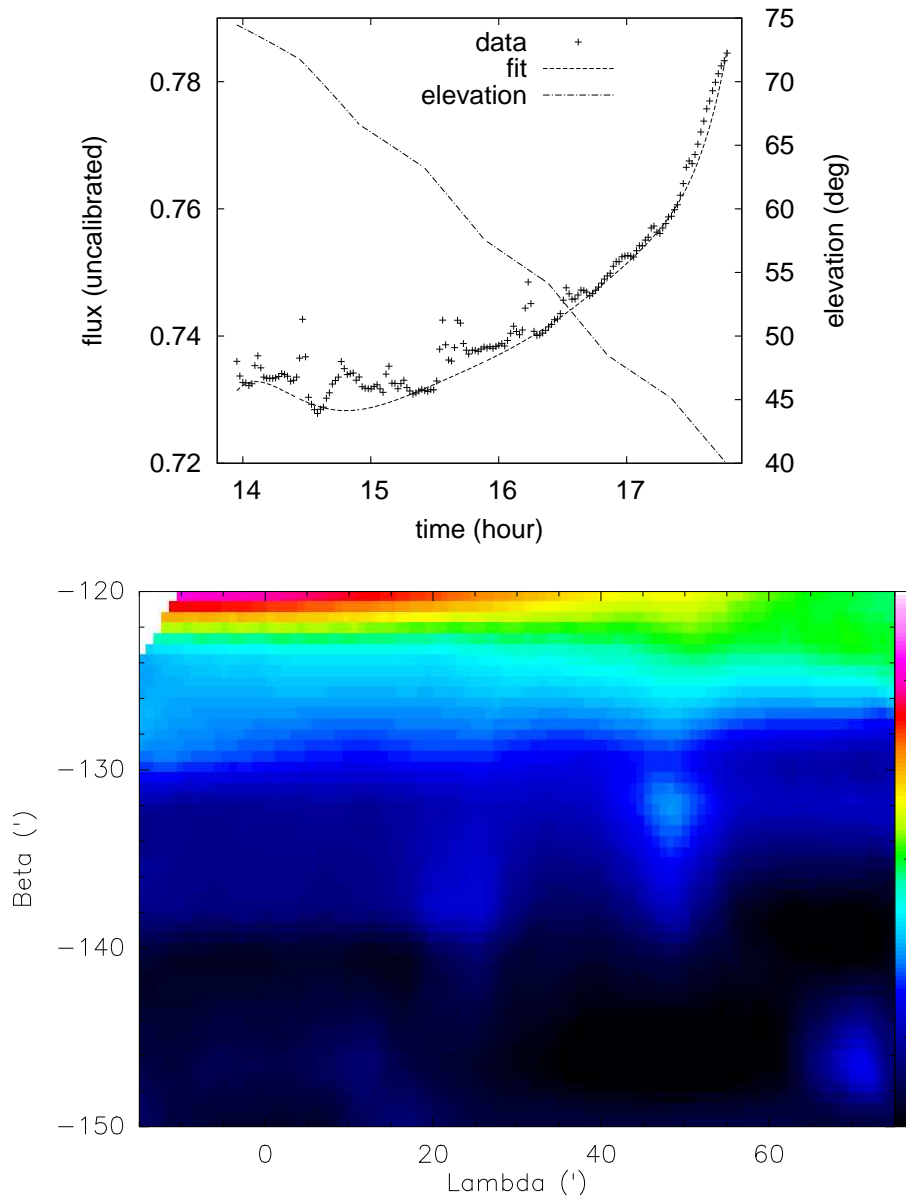
**Abb. 5.5:** Daten (map2) der Messung vom 24.3.05. Es kamen der 21-cm-Empfänger und das DFFT-Spektrometer zum Einsatz. Die Integrationszeit betrug 0.95 s. Die Spektren in jedem Subscan – dies entspricht jeweils einer bestimmten Position am Himmel – wurden aufintegriert und als Grauplot visualisiert. Erhöhte Kontinuumsintensität macht sich durch höhere Basislinienniveaus bemerkbar, z.B. in den Subscans 50, 68, 73 und 96.

Strahlungsprozesse liefern Spektren kontinuierlichen Verlaufs mit einem über einen größeren Frequenzbereich gleichbleibenden Spektralkoeffizienten. Kontinuumsstrahlung wird im Prinzip auch von Spektrometern aufgenommen, wobei die verfügbare Bandbreite ein limitierender Faktor ist. Daher kommen üblicherweise spezielle Kontinuum-*Backends* zum Einsatz, um solche Beobachtungen zu tätigen.

Bei der Durchsicht der Meßdaten der Messung vom 24-26.3.05 fiel auf, daß in einigen *Subscans* ein höheres Niveau der Basislinien vorliegt, siehe Abb. 5.5. Der Effekt wird von Kontinuumsquellen verursacht, die zufällig in Beobachtungsrichtung lagen. Da das neue DFFT-Spektrometer ausreichend Sensitivität besitzt, konnten damit Kontinuumskarten erstellt werden.

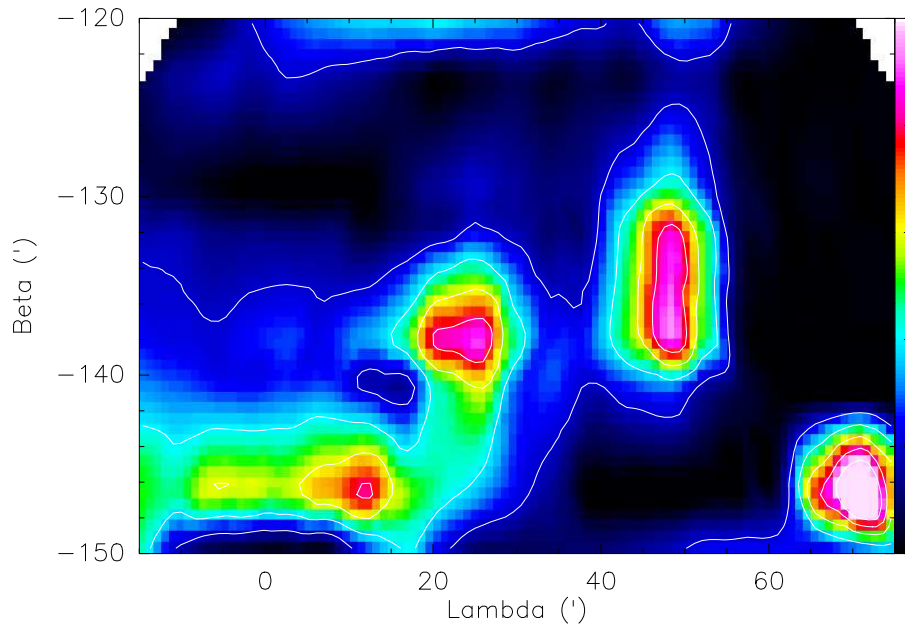
Zunächst wurden mit dem Programm `extract` die Bandenden und die astronomischen Linien aus den Spektren entfernt, da diese bei der Kontinuumsbestimmung hinderlich gewesen wären. Um den Kontinuumsfluß in jedem Spektrum zu erhalten, wurde über alle Spektralkanäle integriert. Für die Beispiel-Karte zeigt Abb. 5.6 den jeweils erhaltenen Fluß in Abhängigkeit der Zeit und eine Darstellung, in der der Fluß gegen den Ort am Himmel aufgetragen ist. Die Kurve zeigt einige lokale Maxima, die Kontinuumsquellen zuzuordnen sind. Der weitaus größere Effekt resultiert aber aus einer allgemeinen Veränderung der Empfängertemperatur. Das muß nicht zwangsläufig die physikalische Temperatur des Empfängers sein, sondern kann auch durch einen Anstieg der vom Empfänger gemessenen Bodenstrahlung bei niedriger Elevation herrühren. Der Verlauf des Elevationswinkels wurde ebenfalls in die Abbildung eingezeichnet. Die allgemeine Variation ist so störend, daß in der Himmelskarte in Abb. 5.6 fast nichts von den Kontinuumsquellen zu erkennen ist. Es wurde daher ein Algorithmus entwickelt, der die Quellen separieren kann.

Die Idee ist, eine untere Einhüllende für die Kurve (Fluß gegen Zeit) zu finden. Ein einfacher Polynom-*Fit* reicht in diesem Fall nicht aus, da dann die Kontinuumsquellen den *Fit* zu stark beeinflussen. In einem ersten Schritt wird ein Polynom



**Abb. 5.6:** Flußwerte für einen Himmelsausschnitt nahe M31 (Messung vom 24.3., ch1, ph0, map2). Im oberen Bild ist die *Fit*kurve eingezeichnet, die der Algorithmus liefert. Damit kann das untere Bild korrigiert werden, siehe Abb. 5.7. Die Flüsse sind nicht kalibriert. Die Position des Nullpunktes lautet (RA  $00^{\text{h}}42^{\text{m}}44^{\text{s}}$ , DEC  $21^{\circ}16'00''$ ).

(in diesem Fall 8. Ordnung) in die Daten *gefittet*. Diese *Fit*kurve wird von den Daten subtrahiert. Es ergibt sich ein sogenanntes *Residual*. Zumindest der größte Wert des *Residuals* sollte einer Kontinuumsquelle entsprechen. Wir suchen daher im *Residual* den größten Wert und merken uns die zugehörige Zeit. In den ursprünglichen Daten ziehen wir für diese Zeit 1% vom Flußwert ab und speichern den gleichen Betrag im Ergebnis ab. Diese Schritte werden iterativ auf die jeweils modifizierten Daten angewendet, bis das RMS im *Residual* unter einen bestimmten Wert fällt. Das Ergebnis liefert dann eine gute Approximation der Kontinuumsquellen. Bei dem Algorithmus handelt es sich im Prinzip um den CLEAN-Algorithmus (Högbom, 1974). Das Ergebnis enthält bisher nur ein Modell der Quellverteilung.

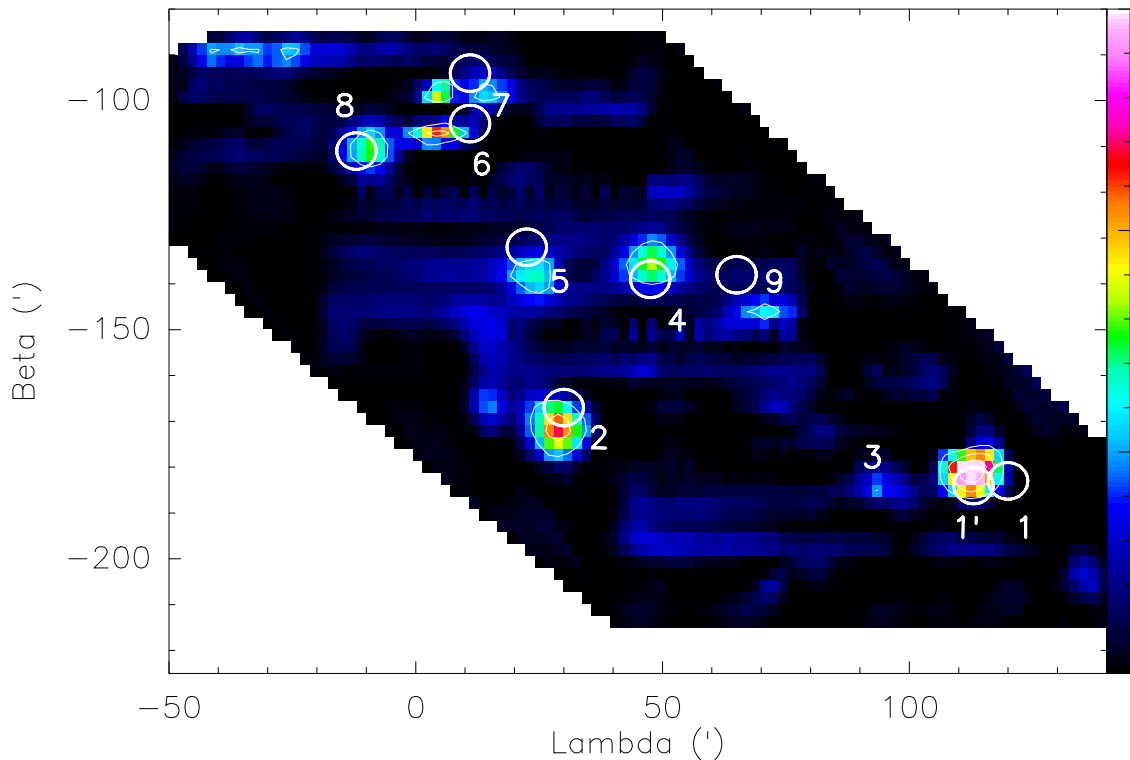


**Abb. 5.7:** Korrigierte Flußwerte eines Himmelsausschnitts nahe M31.

Zuletzt wird das Rauschen wieder zum Modell addiert. Dadurch lassen sich in den Karten auch Signal-zu-Rausch-Werte ermitteln, so daß ein Maß für die Signifikanz einer gefundenen Quelle geschaffen wird. Mithilfe des Gildas-*Tasks* `greg` wurden die korrigierten Kontinuumsflüsse visualisiert (Abb. 5.7). Es sind Quellen sichtbar, die zum Teil auch identifiziert werden konnten.

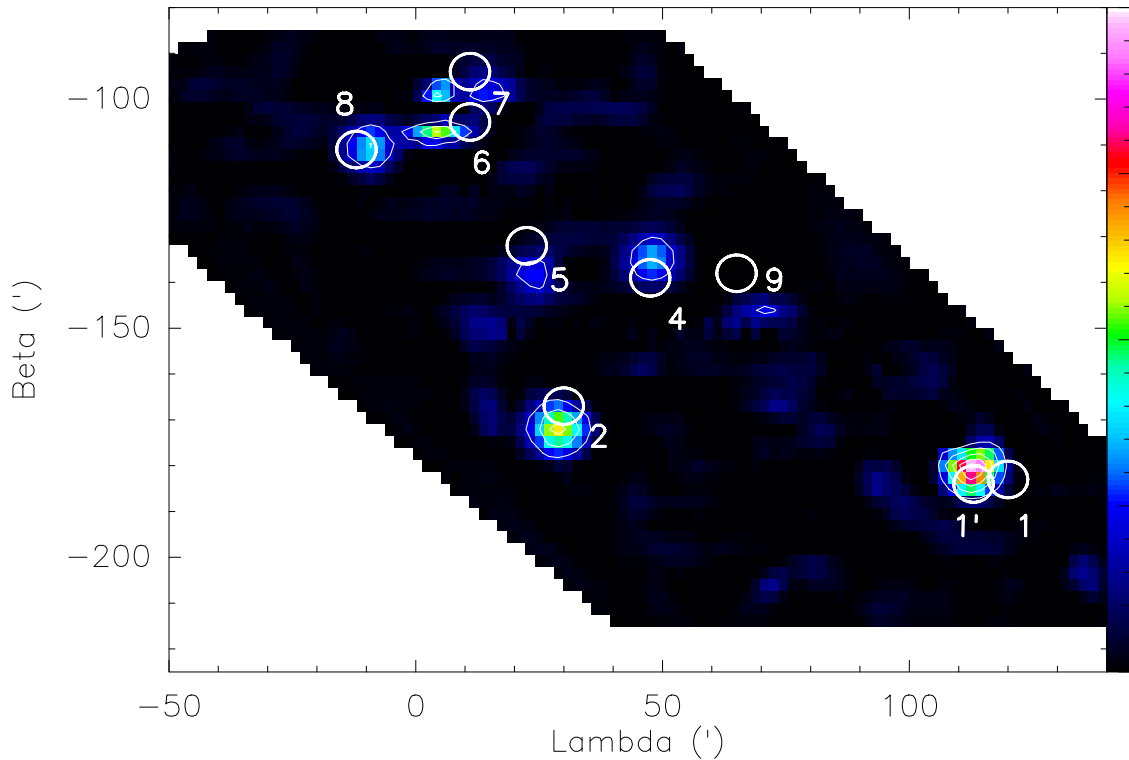
Die Umsetzung der vorgestellten Methode kann mit dem Programm `map` bewerkstelligt werden. Es übernimmt auch die Berechnung der Flußwerte, so daß lediglich die integrierten *Subscan*-Spektren bereitgestellt werden müssen. Das Programm erlaubt die Angabe der Polynomordnung und die Wahl eines RMS-Wertes, den das *Residual* nach der Datenprozessierung haben soll. Eine komplette Karte aller Daten vom März 2005 ist in Abb. 5.8 zu finden. Eingezeichnet sind Konturlinien, beginnend bei einem  $3\sigma$ -Niveau in Schritten von  $1\sigma$ . Für alle Positionen, die  $3\sigma$  überschreiten, wurde versucht, Katalog-Quellen anhand des NASA NED-Kataloges zu finden. Die Quellen aus dem Katalog sind durch Kreise verdeutlicht. Dabei wurden die Mittelpunkte der Kreise an die Koordinaten aus dem Katalog gesetzt. Die Größe der Kreise im Bild entspricht ungefähr der Winkelauflösung des Effelsberg Teleskops von etwa  $9''$  (FWHM).

Es wurden jeweils die Quellen im Katalog gesucht, zu denen Messungen im Radiobereich (1.4 GHz) vorliegen. Selten traf dies auf mehrere Quellen in der Nähe der untersuchten Punkte zu. Dann wurde die Quelle ausgewählt, die möglichst genau mit den geforderten Koordinaten übereinstimmte. Offenbar stimmen einige der gefundenen Quellen nicht mit den Positionen überein, an denen wir Emission gemessen haben. Gerade die hellste Quelle auf der Karte liegt eine Halbwertsbreite neben der möglichen Quelle aus dem Katalog. Bei dieser handelt es sich um eine sehr helle Quelle ( $\sim 150$  mJy), die auf jeden Fall in unserer Karte zu finden sein müßte. Eine andere Quelle in diesem Bereich ( $1''$ ) paßt positionell besser, wurde jedoch nicht im Radiobereich detektiert. Es ist also sehr wahrscheinlich, daß es sich bei der Detektion um die Quelle 1 handelt. Die anderen detektierten Quellen stimmen zum Teil gut mit dem Katalog überein, einige Positionen sind aber auch wieder leicht verschoben.



Quelle	RA (J2000)	DEC (J2000)
(1) B3 0048+379	00 <sup>h</sup> 50 <sup>m</sup> 44.9 <sup>s</sup>	38°13'11"
(1') 2MASX J00501155+3812194	00 <sup>h</sup> 50 <sup>m</sup> 11.6 <sup>s</sup>	38°12'19"
(2) B3 0041+382B	00 <sup>h</sup> 44 <sup>m</sup> 41.5 <sup>s</sup>	38°29'58"
(3) keine mögliche Quelle im Katalog		
(4) NVSS J004553+385733	00 <sup>h</sup> 45 <sup>m</sup> 54.0 <sup>s</sup>	38°57'34"
(5) NVSS J004410+390403	00 <sup>h</sup> 44 <sup>m</sup> 10.7 <sup>s</sup>	39°04'03"
(6) NVSS J004327+393142	00 <sup>h</sup> 43 <sup>m</sup> 27.2 <sup>s</sup>	39°31'42"
(7) NVSS J004329+393745	00 <sup>h</sup> 43 <sup>m</sup> 29.4 <sup>s</sup>	39°37'45"
(8) NVSS J004219+392613	00 <sup>h</sup> 42 <sup>m</sup> 19.2 <sup>s</sup>	39°26'13"
(9) NVSS J004707+385754	00 <sup>h</sup> 47 <sup>m</sup> 07.2 <sup>s</sup>	38°57'54"

**Abb. 5.8:** Kompletter Bildausschnitt des Himmels nahe M31. Die Daten stammen alle aus der Messung vom 24-26.3.05 und wurden bereits von störenden Interferenzen gereinigt. Der verwendete Algorithmus produziert an manchen Stellen Artefakte, beispielsweise die länglichen Streifen. Die Meßpunkte liegen auf einem regelmäßigen Raster mit 4.5' Abstand zwischen zwei benachbarten Punkten, dies entspricht der halben Hauptkeulenbreite des Effelsberg Teleskops. Die Flüsse sind nicht kalibriert. Die Position des Nullpunktes lautet (RA 00<sup>h</sup>42<sup>m</sup>44<sup>s</sup>, DEC 21°16'00"). Eingezeichnet wurden Konturlinien beginnend bei einem 3 $\sigma$ -Niveau in Schritten von 3 $\sigma$ . Einige Quellen lassen sich gut erkennen, auch wenn systematische Fehler bei dieser Methode nicht auszuschließen sind. Dennoch können wenigstens die hellsten Quellen als gesichert angenommen werden. Sie lassen sich auch mit Quellen aus Katalogen identifizieren, wie der Tabelle zu entnehmen ist.



**Abb. 5.9:** Der Himmelsausschnitt wurde mit einem weiteren Algorithmus auf Kontinuumsquellen untersucht. Diese zweite Methode verursacht weniger Bildartefakte.

Da die Bildartefakte beim vorgestellten Algorithmus recht störend wirken, wurde eine weitere Methode implementiert. Diese lehnt sich an die im Abschnitt 5.4 vorgestellte Methode an. Nach dem Polynom-*Fit* werden automatisch Fenster um *Peaks* mit mehr als  $3\sigma$  gesetzt, so daß Werte, die wahrscheinlich durch Kontinuumsstrahlung erzeugt wurden, in einer nächsten Iteration nicht mehr zum *Fit* herangezogen werden. Diese zweite Vorgehensweise verursachte weniger störende Bildartefakte, siehe Abb. 5.9. Trotzdem verbleibt das Problem der deplacierten Quellen. Eventuell handelt es sich um ein intrinsisches Problem der vom Radioteleskop übermittelten Parameter.

Fluß bei 1.4 GHz (mJy)	Effelsberg (mJy)
145	145
80	110
4	62
15	40
19	54
3	49
5	56
7	20

**Tab. 5.1: Links:** Flußwerte aus dem NASA NED-Katalog. **Rechts:** Die Flußverhältnisse aus unserer Messung wurden auf eine zum Katalog vergleichbare Flußskala umgerechnet, näheres dazu im Text.

In Tabelle 5.1 wurden die relativen Flußverhältnisse eingetragen, die einerseits für die im Katalog angegeben Flußwerte folgen und andererseits aus den von uns ermittelten Kontinuumskarten. Da unsere Daten nicht kalibriert vorliegen (siehe Abschnitt 4.4), wurde das Verhältnis jedes nicht-kalibrierten Flußwertes bezüglich der hellsten Quelle (1') gebildet und durch Multiplikation mit 145 mJy auf die Skala des

NED-Kataloges gebracht. Dabei ergaben sich zum Teil stark abweichende Werte im Bezug auf die NED-Daten (aufgenommen mit dem Interferometer VLA). Die Abweichungen waren alle positiv. Eine Ursache für dieses Verhalten kann darin liegen, daß das Effelsberger Teleskop zusätzlich zur Strahlung der punktförmigen Kontinuumsquelle auch Vordergrundemission durch diffuses Milchstraßengas aufnimmt, welches von einem Interferometer wie dem VLA nicht detektiert werden kann.

Ein zweiter wichtiger Grund für die Abweichung folgt aus der Annahme, daß sich die Empfängertemperatur über die Meßzeit hinweg nicht ändert (diese Annahme läge auch zugrunde, wenn wir kalibrierte Daten genutzt hätten, da der Korrekturfaktor lediglich vor und nach der Messung bestimmt wurde). Die Änderung der integrierten Intensität durch Bodenstrahlung ist größer als die Beeinflußung durch Kontinuumsquellen. Dadurch variiert natürlich die Flußskala.

## 6. Detektion von RFI-Signalen

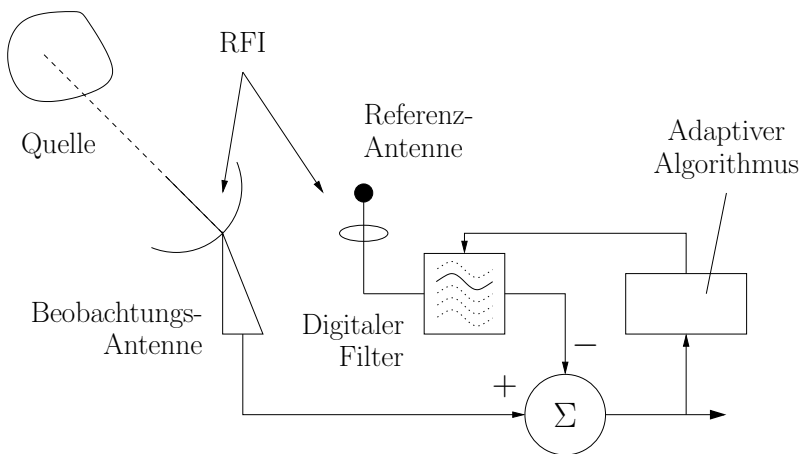
Die folgenden zwei Kapitel behandeln die Klassifizierung, Analyse und Detektion von RFI-Signalen. In Abschnitt 6.1 wird zunächst erläutert, was wir unter Interferenzen verstehen, welche Arten solcher Störungen es gibt und wie sie zustande kommen. Die darauf folgenden Abschnitte befassen sich mit einer automatischen Erkennung der RFI-Signale. Die Algorithmen benötigen eine Vielzahl von anzugebenden Parametern. Um die einzelnen Methoden vergleichen zu können, mußte für jeden Algorithmus ein optimierter Satz von Parametern ermittelt werden. Dazu wurde ein Programm erstellt, welches künstliche Spektren (inklusive Störungen) erzeugt. Das Optimierungsproblem wird mit dem *simulated-annealing*-Verfahren gelöst. Es wird ausführlich in Abschnitt 6.4 behandelt. Im Anschluß werden die Vor- und Nachteile der Erkennungsmethoden erörtert, sowie ein Ausblick auf eine mögliche RFI-Erkennung mit Hilfe künstlicher neuronaler Netze gegeben. In Kapitel 7 werden die entwickelten Methoden eingesetzt, um die Interferenz-Situation in Effelsberg statistisch zu untersuchen. Anhand der dort gefundenen Ergebnisse läßt sich auch die Praxistauglichkeit der vorgestellten Algorithmen diskutieren.

### 6.1 Interferenzen im Radiofrequenzbereich (RFI)

Mit der gestiegenen Nutzung von Funk-Anwendungen, wie mobile Telekommunikation, Radar-Technik und Rundfunk, werden auch die Radio-Astronomen zunehmend mit unerwünschten Nebeneffekten dieser Techniken konfrontiert. Gelangen künstliche Signale direkt oder indirekt (durch Reflektionen an Hindernissen) in die Parabolantenne des Teleskops oder in den Signalverarbeitungsweg, so kann die Auswertung der Daten erschwert, wenn nicht sogar unmöglich gemacht werden. Um die Belastung durch Störungen zu minimieren, sollten die Teleskope an Orten mit vermindertem Funkverkehr gebaut werden. Das ist für bestehende Einrichtungen natürlich nicht mehr möglich. Doch selbst in entlegensten Gebieten wird es sich nicht vermeiden lassen, daß etwa Satelliten einen Teil ihrer Strahlung in Richtung des Teleskops senden.

## Detektions-Methoden

Auch aufgrund des gestiegenen Interferenzaufkommens wurden in letzter Zeit vermehrt Anstrengungen unternommen, störende Interferenzen zu erkennen, so daß eine Datenreduktion diese gezielt berücksichtigen oder sogar unterdrücken kann (*RFI mitigating*). Für das manuelle Entfernen der Interferenzen gibt Fisher (2002) einige nützliche Hinweise. Einen Schritt weiter gehen Versuche, die manuelle Analyse zu automatisieren, wobei die Beseitigung der Störungen erst nach der Messung vorgenommen wird. Diesem Ansatz folgen auch wir. Laut Fisher (2002) ist die automatische Erkennung in bereits gemessenen Daten aufgrund der Vielfältigkeit der RFI-Typen besonders schwierig. Auch Bhat et al. (2005) haben eine Methode entwickelt, die die Daten postprozessiert (auf Basis eines *Median-Filters*).



**Abb. 6.1:** Prinzip der Adaptiven Filterung von Störsignalen nach Bradley und Barnbaum (1996).

signal im Primärkanal, der das astronomische Signal enthält, korreliert. Über einen iterativen Prozeß wird ein digitales Filter so geregelt, daß die Differenz von Primär- und Referenzkanal minimale Leistung liefert. Denn das ist genau dann der Fall, wenn die Interferenz aus dem Primärkanal entfernt wurde.

Nach einem ähnlichen Prinzip arbeiten sogenannte Post-Korrelatoren, wie sie u. a. am Parkes-Teleskop von Briggs et al. (2000) getestet wurden. Dabei kommt ebenfalls ein Referenzkanal zum Einsatz, der mit dem Primärkanal in Korrelation gebracht wird. Darüber läßt sich die Störung wiederum entfernen.

Bei beiden Methoden gibt es aber in gewissen Situationen Probleme mit einer korrekten Erkennung, z.B. wenn das Interferenzsignal im Referenzkanal schwächer (bzgl. SNR) als im Primärkanal ist. Dies ist der Fall, wenn die Störung durch die Hauptkeule der beobachtenden Antenne gelangt und nicht durch eine der Nebenneulen. Betroffen sind insbesondere Messungen bei kleinen Elevationswinkeln oder wenn ein Satellit die Richtung der Hauptkeule kreuzt. Auch haben beide Echtzeit-Methoden Schwierigkeiten mit sich schnell ändernden Interferenzen (*bursts*), wenn der Adaptionsalgorithmus nicht schnell genug auf Änderungen reagieren kann. Die entsprechenden Zeitskalen hängen stark von der eingesetzten Hardware ab.

Bei Interferometern läßt sich entweder eine Antenne des *Arrays* zu einer Referenzantenne umfunktionieren, oder es wird mit viel Aufwand eine Korrelation zwischen allen Antennen berechnet (Baan et al., 2004). Es gibt auch die Möglichkeit, mittels *Beam-Forming* alle Quellen außerhalb der Beobachtungsrichtung auszuschließen.

Im Gegensatz dazu werden Anstrengungen vorgenommen, die RFI-Unterdrückung in Echtzeit, d.h. schon bei der Messung am Teleskop, vorzunehmen. Bradley und Barnbaum (1996) entwickelten einen Adaptiven Filter für das *Green Bank Telescope* (GBT), siehe Abb. 6.1. Das Signal einer Referenzantenne (Yagi-Antenne), die nicht auf die astronomische Quelle gerichtet ist, enthält im Idealfall ebenfalls die Interferenz. Sie ist in unbekannter Weise mit dem Interferenzsi-

Das wirkt sich aber meist negativ auf die Güte des synthetisierten *Beams* aus (siehe Referenzen in Briggs et al., 2000).

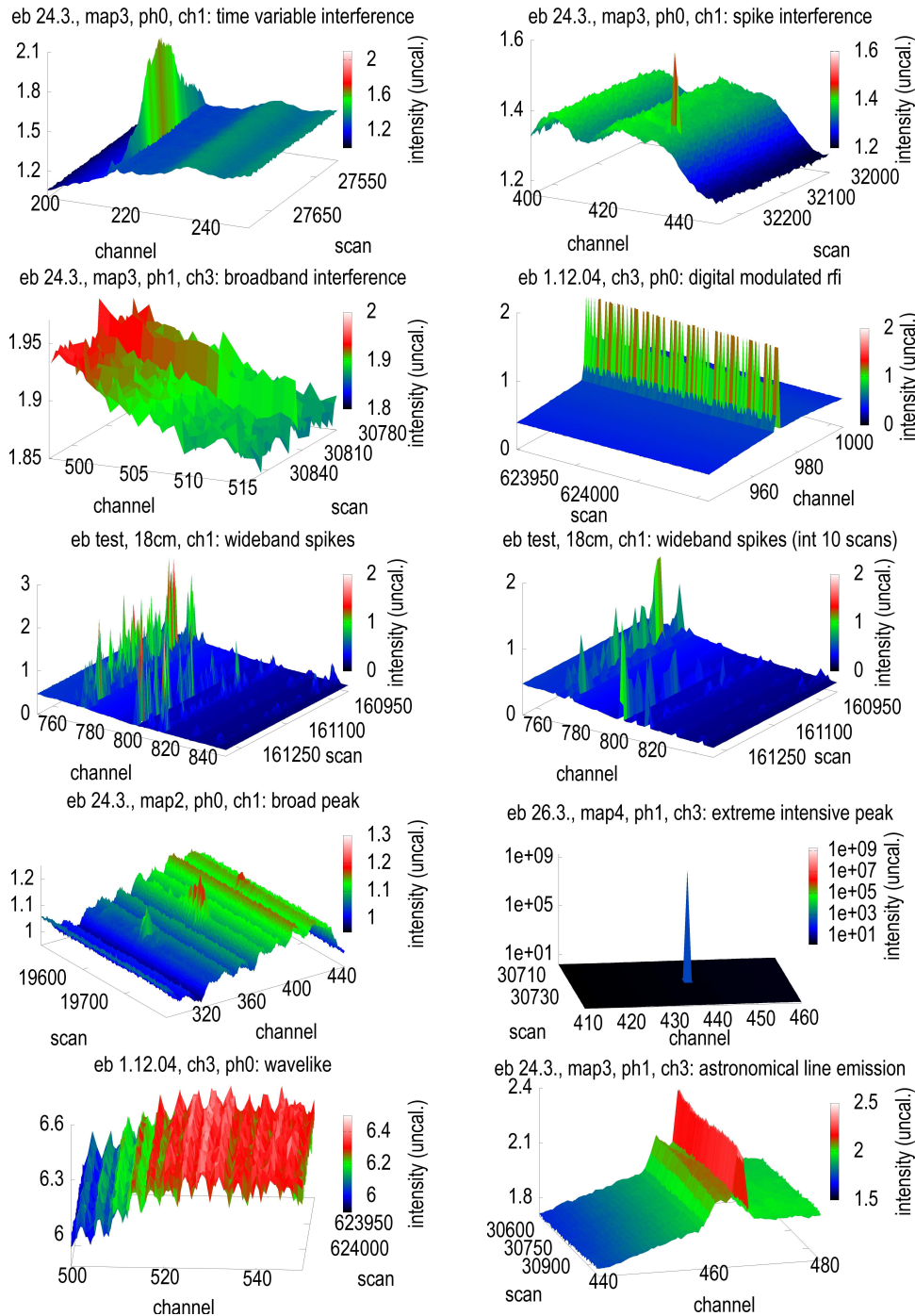
Einen anderen Weg zur RFI-Unterdrückung geht Fridman (2001). Er untersucht die Daten mit statistischen Methoden. Durch Ausnutzung der unterschiedlichen Wahrscheinlichkeitsverteilungen von Rauschen und Linienemission einerseits und Interferenzen andererseits, können Störungen schon bei der Aufnahme der Daten unterdrückt werden. Die Zeitsignale von Rauschen und Linien sind gaußverteilt, die der Interferenzen jedoch nicht. Entsprechend ergeben sich verschiedene Verteilungsfunktionen der Spektralwerte. Mit Hilfe statistischer Kenngrößen höherer Ordnung (*higher order statistics*, HOS) lassen sich die Verteilungen unterscheiden. Die statistische Auswertung der Spektralwerte muß jedoch auf sehr kurzen Zeitskalen von nur einigen zehn Mikrosekunden durchgeführt werden, da durch eine Integration die vorher verschiedenen Verteilungsfunktionen aneinander angeglichen werden. Die Methode kann mit schnellen FPGA-Chips direkt am Empfänger durchgeführt werden. Fridman (2004) schlägt auch vor, robuste statistische Methoden für eine derartige Analyse zu verwenden.

## Morphologie

Im folgenden sollen Arten von Interferenzen vorgestellt werden, die wir in unseren Test- bzw. Meßdaten finden konnten. Abb. 6.2 zeigt verschiedene Morphologien der detektierten Störungen. Manche wurden nur in Einzelfällen beobachtet, etwa das Signal mit wellenartiger Struktur (unten links). Aus demselben Datensatz stammt auch das rechte Beispiel in der zweiten Reihe. Bei diesem handelt es sich um eine Art digital modulierte Signal. Es ist übrigens die einzige von uns beobachtete Interferenz, die nicht über das Empfangshorn in das Empfangssystem gelangt sein kann, sondern an irgendeiner Stelle nach dem Mischer direkt in den Signalweg eingestrahlt wurde. Das folgt aus dem Vergleich der beiden Meßphasen mit verschiedenen LO-Frequenzen (*frequency-switching*, siehe Abschnitt 3.1). Ein Signal, welches durch die Antenne aufgenommen wird (d.h. vor dem Mischvorgang), muß durch das Mischen mit zwei verschiedenen LO-Frequenzen bei unterschiedlichen ZF-Frequenzen zu liegen kommen, d.h. es wird in unterschiedlichen Spektralkanälen gemessen. Bei der Datenreduktion kann dieser Effekt korrigiert werden. Wir berechnen dazu die Frequenz, die das Signal vor dem Mischer gehabt haben muß. Gelangt eine Interferenz nach dem Mischer in den Signalweg, dann detektieren wir es unabhängig von der Meßphase in einem festen Spektralkanal. Bei der Korrektur werden der Störung daher zwei verschiedene Frequenzen zugeordnet (die nichts mit der ursprünglichen Frequenz des Signals zu tun haben).

In vielen Messungen traten RFI-Typen aus der oberen Reihe auf. Bei unseren Messungen machten die zeitlich variablen Interferenzen über 90% der vorkommenden Störungen aus. Eine Analyse der beobachteten RFI-Signale wird in Kapitel 7 vorgenommen.

Fridman hat Lösungsansätze für die verschiedenen Arten von Interferenzen zusammengestellt. Eine Kopie findet sich in Tabelle 6.1. Einige Abkürzungen bedürfen einer kurzen Erläuterung. *Adaptive Noise Cancellation* (ANC) bezeichnet die Anwendung von Adaptiven Filtern oder Post-Korrelatoren und benötigt in jedem Fall einen Referenzkanal (Antenne). Mithilfe eines Referenzkanals läßt sich auch eine Gesamtfluß-Messung (*Total Power Detector*, TPD) korrigieren, indem die Werte zu Zeiten der Störungen subtrahiert werden. *Higher Order Statistics* machen sich die



**Abb. 6.2:** Verschiedene Typen von RFI-Signalen. **Oben links:** zeitlich variables frequenzstabiles Signal, **Oben rechts:** kurzes Einzelereignis (*Peak*, *Spike*), **zweite Reihe:** breitbandige Interferenz, daneben ein digital modulierte Signal, welches nicht durch die Antenne in den Empfänger gelangte. In der **dritten Reihe** handelt es sich um spikeartige sehr breitbandige Störungen bei einer Integrationszeit von nur 100 ms, welche auf der rechten Seite auf eine Sekunde hochintegriert wurden. Dadurch kann es besser mit den anderen Beispielen verglichen werden. In der **vierten Reihe** ist ebenfalls ein Einzelereignis (*Peak*) gezeigt, es ist jedoch ausgedehnter, sowohl zeitlich als auch in der Frequenz. Daneben ist ein extrem intensives Einzelereignis gezeigt. **Unten links:** wellenartige Struktur, die über viele 1000 Scans zeitlich konstant bleibt, mit einer Periodenlänge von etwa 200 kHz. Zum Vergleich wurde **unten rechts** die Linienemission der Milchstrasse gezeichnet.

			Continuum observations	Spectral Observations
Single Dish	weak RFI	bursts	not dangerous	not dangerous
		narrow band	Blanking in the spectral domain	Reference channel and post-TPD subtraction, HOS analysis
		wide band	Reference channel and post-TPD subtraction	Reference channel and post-TPD subtraction
	strong RFI	bursts	Real-time blanking in the temporal domain	Real-time blanking in the temporal domain
		narrow band	Real-time blanking in the spectral domain	Real-time ANC with a reference channel; HOS analysis
		wide band	Real-time ANC with a reference channel	Real-time ANC with a reference channel; HOS analysis
Connected radio interferometer	weak RFI	bursts	not dangerous	not dangerous
		narrow band	not dangerous	Post-correlator ANC with a reference channel; HOS analysis
		wide band	not dangerous	Post-correlator ANC with a reference channel
	strong RFI	bursts	Real-time blanking in the temporal domain	Real-time blanking in the temporal domain
		narrow band	Real-time blanking in the spectral domain	Real-time ANC with a reference channel
		wide band	Real-time ANC with a reference channel; spatial filtering	Real-time ANC with a reference channel; spatial filtering
VLBI	weak RFI	bursts	not dangerous	not dangerous
		narrow band	not dangerous	not dangerous
		wide band	not dangerous	not dangerous
	strong RFI	bursts	Real-time blanking in the temporal domain	Real-time blanking in the temporal domain
		narrow band	Real-time blanking in the spectral domain	Real-time ANC with a reference channel
		wide band	Real-time ANC with a reference channel	Real-time ANC with a reference channel

**Tab. 6.1:** Arten von Störungen und mögliche Lösungsansätze (nach Fridman). Die Abkürzungen bedeuten: **TPD** - total power detector, **ANC** - adaptive noise cancelation, **HOS** - higher order statistics.

veränderten statistischen Eigenschaften der Interferenzen zu Nutze. Dies wird in Abschnitt 6.3.4 noch etwas eingehender behandelt. Unter *bursts* verstehen wir sehr kurze, aber intensive Störungen. Die restlichen RFI-Typen sind entweder schmal- oder breitbandig. Gerade *bursts* lassen sich leicht erkennen (aufgrund ihrer hohen Intensitäten) und damit einfach markieren (*Blanking*, Herausschneiden), so daß sie für die weitere Auswertung nicht berücksichtigt werden. Das *Blanking* kann sowohl in der zeitlichen als auch der spektralen Domäne vorgenommen werden. Es läßt sich für schmalbandige Ereignisse auch direkt im Spektrum vornehmen, sofern die Störung stark genug ist.

Häufig handelt es sich bei Interferenzen um polarisierte Strahlung. Künstliche Strahlung im Radiobereich entsteht meist als Dipolstrahlung, wenn Ladungen linear schwingen. Das Fernfeld des Dipolstrahlers kann in guter Näherung als ebene Welle aufgefaßt werden. In vielen elektrischen Geräten und gerade auch in Funkanwendungen kommen linear schwingende Oszillatoren zum Einsatz. Oft gelangt erst die von Wänden reflektierte Strahlung in die Antenne. Dabei kann es analog zur Reflexionspolarisation von Licht an Metallen zur Linearpolarisation der Strahlung kommen.

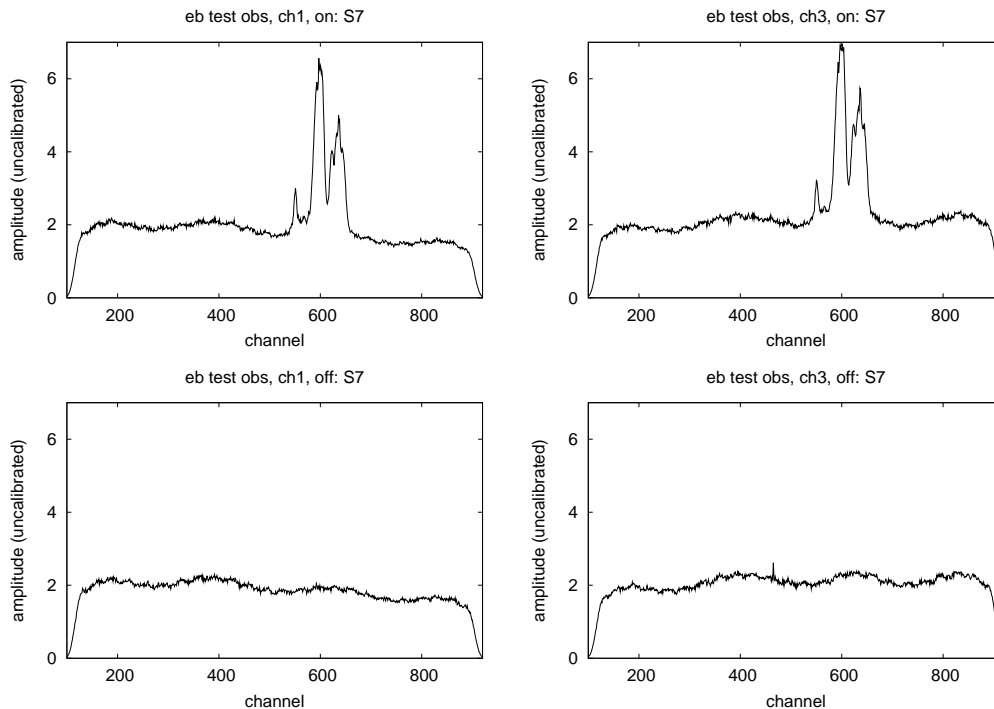
Der eingesetzte 21-cm-Empfänger nimmt die Strahlung über zwei Zirkularhörner auf, die links- bzw. rechts-zirkulare Anteile der Strahlung liefern. Damit ist es möglich, eine Polarisation des Signals zu erkennen, denn jede polarisierte Welle läßt sich als Überlagerung einer links- und rechts-zirkular polarisierten Welle darstellen. Sowohl das Amplitudenverhältnis als auch die Phase der beiden Konstituenten können jedoch zeitabhängig sein. Es kommt also nur in Spezialfällen dazu, daß lediglich in einem der beiden Polarisationskanäle ein RFI-Signal zu finden ist.

## 6.2 Spektrengenaue Detektion von RFI-Signalen

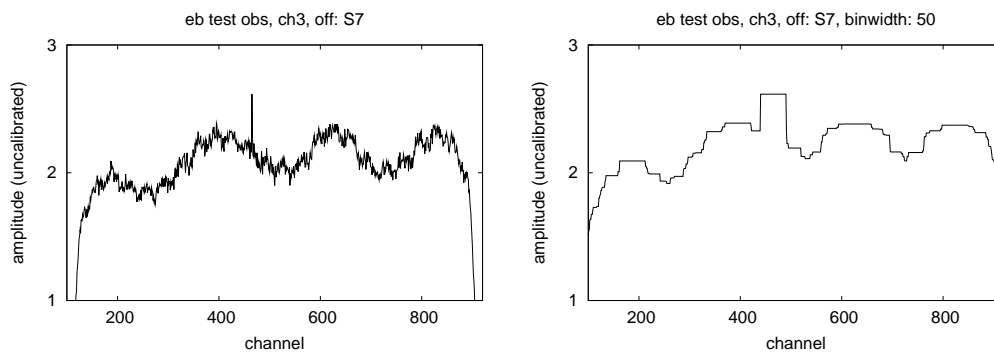
Zunächst versuchen wir zu erkennen, ob in einem Spektrum überhaupt ein RFI-Signal vorhanden ist. In Abbildung 6.3 sind Beispielspektren aus der Testmessung vom 30.08.04 dargestellt. Die Daten wurden im *Position-Switching*-Modus gemessen, d.h. zunächst wurde die Quelle beobachtet (on) und zeitlich versetzt (um 20 min) eine Position neben der Quelle (off). Durch Subtraktion beider Datensätze lassen sich so störende Einflüsse wie Bandpaßform und Änderung der Systemtemperatur eliminieren. Bei der Messung wurde der DDC-Modus des DFFT-Spektrometers getestet. Die ursprüngliche Bandbreite von 50 MHz wurde auf 8 MHz beschränkt (bei gleicher Anzahl der Kanäle). In dem Spektrum unten rechts ist ein RFI-Signal erkennbar.

Bei einer astronomischen Messung *On-Track* (die Quelle wird durch Nachfahren des Teleskopes verfolgt) bleibt die von der astronomischen Quelle aufgenommene Strahlung etwa konstant. Am totalen Fluß und am Spektrum ändert sich daher wenig, lediglich der Beitrag durch variierende Bodenstrahlung (aufgrund der wechselnden Beobachtungsrichtung) spielt eine Rolle. Eine Interferenz würde dagegen die statistischen Kenngrößen beeinflussen. Mit dem RMS des Gesamt-Spektrums lassen sich Veränderungen in den Spektren erkennen. Um die Sensitivität auf Interferenzen zu erhöhen, teilen wir das Spektrum in *Bins* ein und weisen jedem *Bin* den maximal darin vorkommenden Wert zu. Dadurch vergrößert sich das relative Gewicht schmalere Signale, siehe Abb. 6.4.

Beim Auftragen der ermittelten Werte des RMS gegen die *Scan*-Nummer (also die Zeit), läßt sich erkennen, ob ein zeitlich variables (RFI-)Signal in den Spektren



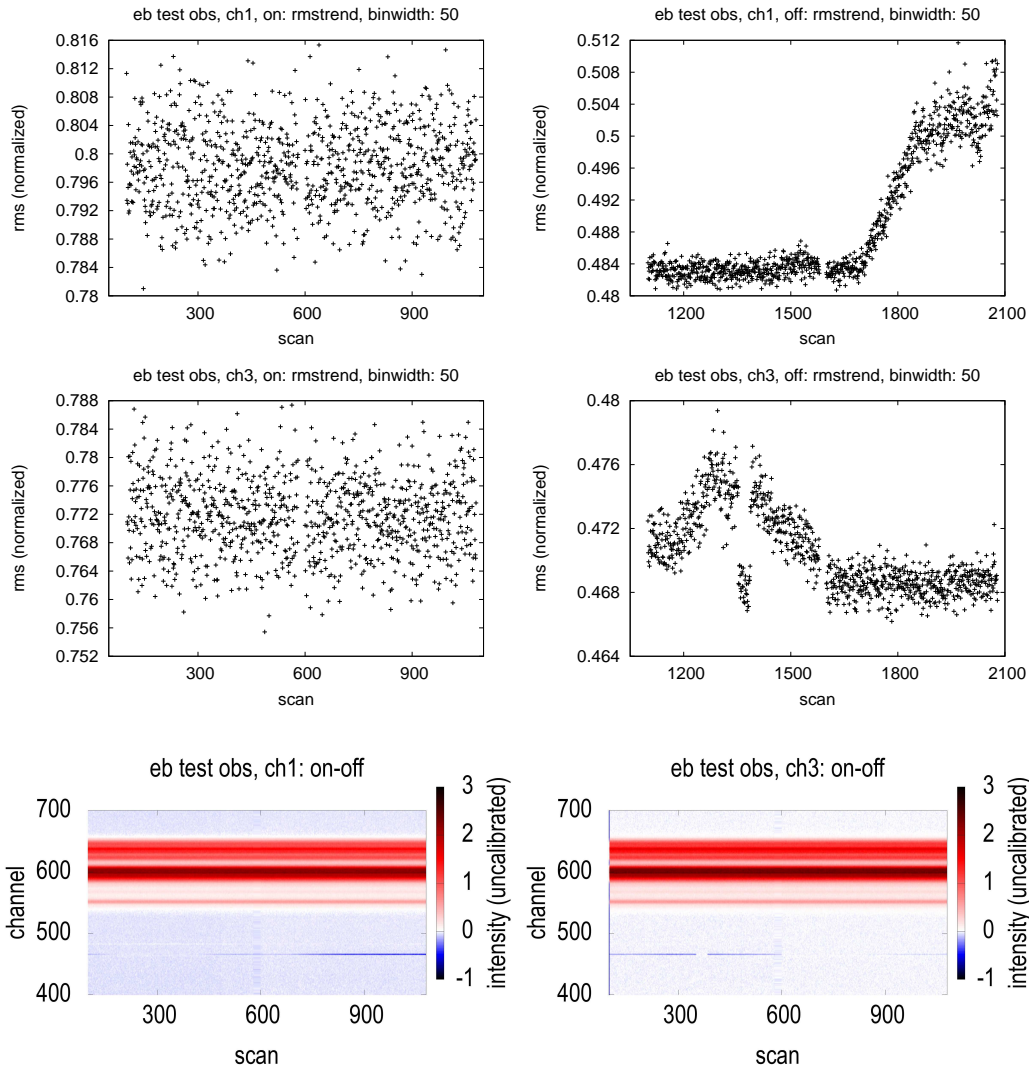
**Abb. 6.3:** Effelsberg-Testmessung. Dargestellt sind die on- (oben, Scan 180) bzw. off- (unten, Scan 1180) Daten, jeweils *ch1* (links) und *ch3* (rechts). Unten rechts ist ein RFI-Signal erkennbar. On bzw. off wurde hier durch *position switching* realisiert, es wurde zunächst für ca. 20 min die Quelle (S7) beobachtet, danach eine Position daneben.



**Abb. 6.4:** Effelsberg-Testmessung. Im rechten Teil wurde das Spektrum in *Bins* eingeteilt und in jedem *Bin* das Maximum bestimmt. Dadurch wird das RFI-Signal stärker gewichtet. Aus den so erhaltenen Werten wird später das RMS berechnet. Die Abbildung zeigt den *Scan 1180* aus dem Polarisationskanal *ch3* des Datensatzes (off).

vorhanden ist. In einem unserer Testdatensätze steigt die Intensität einer Störung langsam an, bevor sie wieder schwächer wird und sogar in den anderen Kanal überwechselt (die Interferenz ist polarisiert). Dies ist in Abb. 6.5 zu sehen. Um das Verhalten des RFI-Signals anschaulich zu machen, wurde auch ein *Grauplot* der Messung angefügt (in diesem Fall on–off, ebenfalls Abb. 6.5). Das *Binning* und die Berechnung des RMS kann vom Programm `rmstrend` durchgeführt werden. Mit

```
cat ch1_src.HVC_M31_phase.0 | rmstrend -n 1 -b -w 10 > rms_file
```

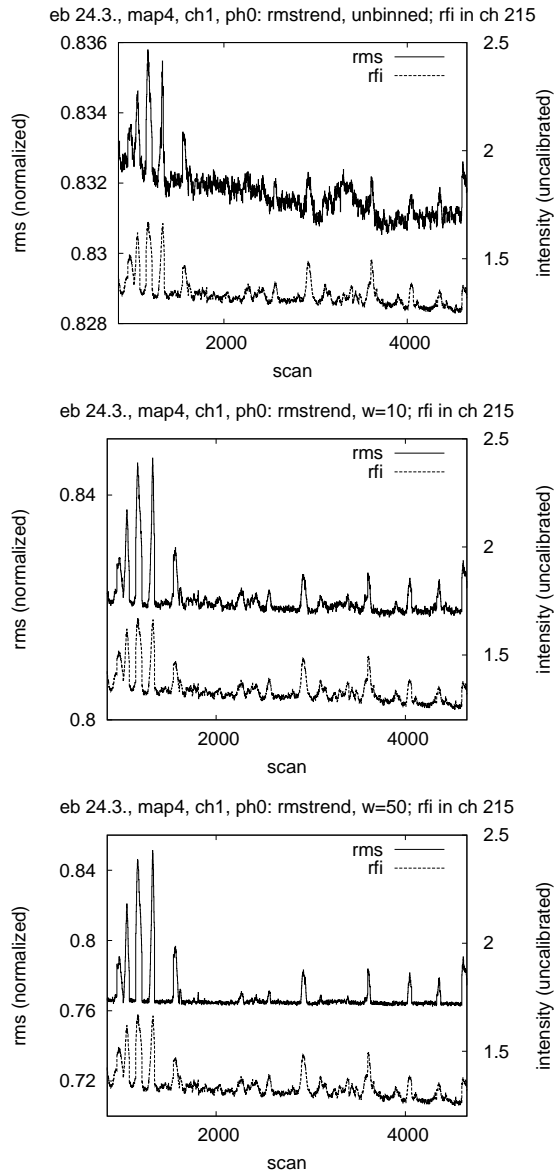


**Abb. 6.5:** Effelsberg-Testmessung. Die Spektren wurden in Bins eingeteilt, deren Breite jeweils 50 Kanäle beträgt. Das RMS wurde zur Normierung durch den Mittelwert des jeweiligen Spektrums dividiert. Die Zeitreihe zeigt deutlich den Anstieg bzw. Abfall der Interferenz in den off-Daten. In den ca. 20 Minuten zuvor gemessenen on-Daten ist keine Interferenz erkennbar. Unten wurde on–off aufgetragen. Das RFI-Signal bei Kanal 460 wechselt offenbar Polarisation und Intensität.

ergeben sich die per Mittelwert normierten RMS-Werte für eine *Bin*breite von 10.

Auch in den astronomischen Messungen konnten viele Interferenzen in den Daten beobachtet werden. Für den Datensatz vom 24.3.05 (*map4*) wurde ebenfalls ein RMS-Trend erstellt. Um die Methode zu testen, mußte ein Datensatz gesucht werden, in dem nur in einem Kanal RFI zu erkennen ist, anderenfalls würden die *Peaks* im RMS-Verlauf nicht mehr eindeutig einer einzelnen Interferenz zugeordnet werden können<sup>1</sup>. In Abb. 6.6 sind sowohl die Amplitude im betreffenden Kanal, als auch das RMS (per Mittelwert normiert) gegen die *Scan*-Nummer aufgetragen. Es wurden

<sup>1</sup>Die Methode versagt, wenn das RFI am Bandende liegt, weil dann die Absolutbeträge des RFI-Signals zu schwach sind, um das RMS zu ändern.



**Abb. 6.6:** Messung vom 24.3.05, map4. Geplottet wurde der spektrale Kanal 215, in welchem sich eine zeitlich variable Störung befindet. Zusätzlich wurde der Verlauf des RMS des Gesamtspektrums im gleichen Zeitraum eingezeichnet (oben), und nach der beschriebenen Methode mit den Binbreiten 10 (Mitte) und 50 (unten). Es gibt eine Übereinstimmung zwischen dem Verlauf des RMS und dem RFI-Signal, obwohl in diesem längeren Datensatz die astronomische Linie nicht exakt gleich bleibt und zusätzlich eine Änderung der Gesamtintensität durch Bodenstrahlung und Kontinuumsquellen stattfindet. Das macht sich an der Schwankung des RMS-Niveaus bemerkbar, die im oberen Fall (kein *Binning*) zu sehen ist. Es handelt sich um ein RFI-Signal mit Intensitäten von bis zu  $250\sigma$ .

verschiedene *Bin*breiten sowie ein nicht modifizierter Datensatz benutzt. Das RMS zeichnet den Verlauf des Signals gut nach.

## 6.3 Kanalgenaue Detektion von RFI-Signalen

Für die spätere Auswertung der Spektren ist es nicht nur von Bedeutung, in welchen Spektren Interferenzen vorkommen, sondern auch in welchen spektralen Kanälen die Störsignale zu finden sind. Nur dann lassen sich größere Datenmengen automatisch reduzieren. Werden nicht bereinigte Datensätze automatisch prozessiert, können leicht falsche Ergebnisse erzielt werden. Insbesondere reagieren statistische Kenngrößen empfindlich auf Ausreißer. So können Polynom- oder Gaußfits bereits durch einen einzelnen Wert stark beeinflusst werden. Dies würde die physikalischen Parameter verfälschen, die später aus der Auswertung der Spektrallinien bestimmt werden sollen.

Vor einer automatischen Suche nach Interferenzen sollte immer eine Sichtung der Daten vorgenommen werden. Hierbei ist es nicht nötig, jedes einzelne Spektrum zu

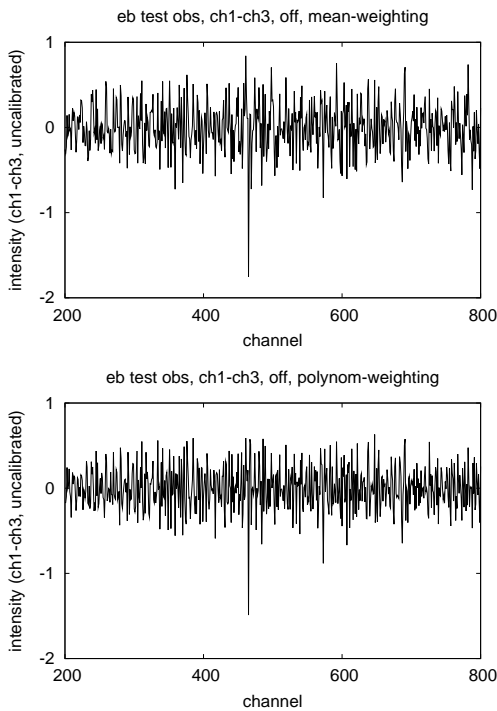
untersuchen – was bei mehreren tausend Spektren viel Zeit kosten würde. Oft genügt es bereits, vom Datensatz *Grauplots* anzufertigen (siehe Abschnitte 2.3.3 und 5.2.3). Damit lassen sich viele Störungen erkennen. Es wird sich herausstellen, daß nicht jede Art von Interferenz mit jedem Algorithmus erkennbar ist, vgl. Abschnitt 6.1 und Tabelle 6.1.

Eine weitere Verbesserung bei der Sichtbarmachung von Störungen in *Grauplots* läßt sich durch die in Abschnitt 6.3.3 gezeigte Methode (Abziehen eines median-gefilterten Bildes) erreichen.

Im folgenden werden die von uns entwickelten Methoden zur automatischen Erkennung vorgestellt. Grundlegendes Ziel ist dabei immer, einen Algorithmus zu finden, der die störenden RFI-Signale von den anderen Merkmalen im Spektrum (z.B. Bandpaß und astronomische Linien) separieren kann.

### 6.3.1 Gewichtete Subtraktion zweier Polarisationskanäle

Aufgrund der Erfahrung mit bisher gesammelten Daten des Effelsberger 21-cm-Empfängers vermutete Kerp (priv. com., 2004), daß es sich bei den vorkommenden RFI-Signalen häufig um polarisierte Strahlung handelt. Polarisierte Interferenzen müssen im Allgemeinen in den beiden Polarisationskanälen *ch1* und *ch3* verschieden stark ausgeprägt sein. Prinzipiell sollten sich also Interferenzen durch Subtraktion der beiden Kanäle identifizieren lassen. Aus folgenden Gründen ist das allerdings nicht trivial. Damit durch Subtraktion das RFI-Signal separiert wird, darf sich das astronomische Signal, das Rauschen und vor allem die Form des Bandpasses in beiden Kanälen nicht unterscheiden. Gerade das ist jedoch nicht der Fall. Wie in Abschnitt 4.4 gezeigt wurde, haben sowohl die Bandpässe in beiden Polarisationskanälen, als auch die voneinander subtra-



**Abb. 6.7:** Gewichtete Subtraktion am Beispiel des Testdatensatzes vom 30.08.04 (Scan 1180,  $n = 10$ , off). Oben kam *mean-weighting* zum Einsatz, unten *polynom-weighting* (mit Polynomen der Ordnung fünf). Die Daten wurden im DDC-Modus aufgenommen.

hierten Meßphasen (beim *frequency-switching*) sehr unterschiedliche Formen. Demzufolge ist die Differenz zweier Spektren eine Funktion der Frequenz (Spektralkanal). Ein zweites Problem wird durch die unterschiedliche Aussteuerung der beiden Polarisations-Kanäle verursacht.

Um diese Hindernisse zu überwinden, müssen die Daten vor der Subtraktion gewichtet werden. Dafür gibt es mehrere Möglichkeiten. Die erste – relativ simple – Methode ist, für jeden Wert mit Hilfe seiner Nachbarwerte (kurz *Bin* genannt) einen Mittelwert zu berechnen. Dann ergibt sich für jeden Wert im Spektrum ein Korrekturfaktor, also

$$h_i(x) = \frac{\frac{1}{2n+1} \sum_{j=i-n}^{i+n} g_j(x)}{\frac{1}{2n+1} \sum_{j=i-n}^{i+n} f_j(x)} f_i(x) - g_i(x)$$

Hierbei sind  $f_i, g_i$  die Intensitäten in jedem spektralen Kanal der beiden Polarisationsrichtungen. Jeder *Bin* enthält  $2n + 1$  Werte.

In Abb. 6.7 (oben) wurde von einem Testdatensatz das Ergebnis dieser Operation (im folgenden als *mean-weighting* bezeichnet) *geplottet*. Deutlich sichtbar ist der separierte RFI-*Peak* in Kanal 466.

Eine zweite Möglichkeit der Wichtung besteht darin, an jeden Punkt  $x_i$  ein Polynom der Ordnung  $m$  durch die Datenpunkte im Intervall  $[x_i - n, x_i + n]$  zu *fit*ten. Damit kann zu jedem Wert  $f_i$  ein neues  $\overline{f}_i$  (Wert, den der *Fit* für diese Stelle ergibt) bestimmt werden. Bei dieser Methode (*polynom-weighting*) handelt es sich um eine Filterung. Analog zu oben folgt

$$h_i(x) = \frac{\overline{g}_i}{\overline{f}_i} f_i(x) - g_i(x)$$

Im unteren Teil der Abb. 6.7 ist das Ergebnis zu sehen. Im Falle des verwendeten Testdatensatzes ergeben sich keine signifikanten Unterschiede zwischen beiden Methoden.

Die gewichteten Subtraktionen lassen sich mit dem *Task addnew* durchführen. Abb. 6.7 wurde mit

```
addnew -f ch1_kanal_off_fs -g ch3_kanal_off_fs -s -w 1 -n 10 |
  extract -i 1180 -f 1180 | cpl ...
```

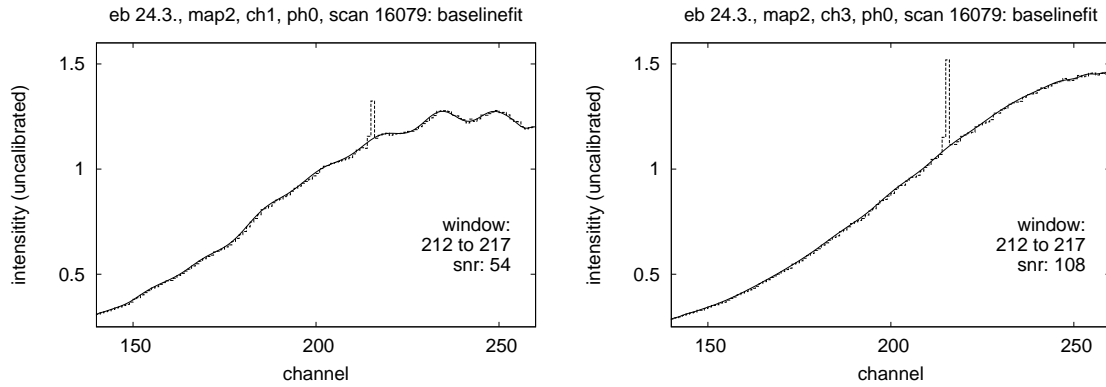
bzw.

```
addnew -f ch1_kanal_off_fs -g ch3_kanal_off_fs -s -w 2 -n 10 -m 5 |
  extract -i 1180 -f 1180 | cpl ...
```

erstellt. Das Programm kennt noch weitere Wichtungsmethoden, die hier nur kurz aufgezählt werden. Zunächst besteht die Möglichkeit, als Wichtungsfaktoren die Mittelwerte der kompletten Spektren anstelle von *Bins* zugrundezulegen. Dies bringt für die hier vorgestellte Aufgabe zwar wenig, aber es läßt sich damit gut on–off berechnen. Außerdem kann statt des Mittelwertes der Median oder ein anderer robuster Mittelwert verwendet werden.<sup>2</sup> Dann haben hohe Rausch*peaks* oder RFI-Signale weniger Einfluß auf den Betrag des Mittelwertes. Robuste statistische Kenngrößen sind in vielen Fällen sinnvoller als ihre nicht-robusten Pendanten (vgl. Abschnitt 2.3.2). Desweiteren kann zur Wichtung auch das erste Spektrum benutzt werden oder der Mittelwert aus einer Reihe von aufeinanderfolgenden Spektren. Bei letzterem kann allerdings nur festgestellt werden, ob sich ein zeitlich veränderliches Signal in den Spektren befindet. Es läßt sich auch das RMS als Wichtungsfaktor heranziehen, was nur dann sinnvoll ist, wenn die Daten Mittelwerte nahe Null haben (beispielsweise in ON–OFF-Spektren). Damit kann vermieden werden, daß die Wichtungsfaktoren bei der Division durch kleine Zahlen (nahe Null) zu groß werden.

In Abb. 6.9 wurden beide bisher besprochenen Wichtungsmethoden und auch zwei robuste Methoden auf Daten angewendet, die im ADC-Modus aufgenommen wurden. Benutzt wurde der *Scan 16079* der Messung vom 24.3.05 (*map2*). Das RFI-Signal in *ch1* hat ein Signal-zu-Rauschverhältnis (lokal) von  $54\sigma$ , in *ch3* dagegen  $108\sigma$ , siehe dazu Abb. 6.8. Bestimmt wurden diese SNR mit dem Programm *baselinefit*, welches in 5.4 vorgestellt wurde. Da in beiden Polarisations-Kanälen

<sup>2</sup>Dabei werden vor der Mittelwertbildung die oberen und unteren Percentile ausgeschnitten.



**Abb. 6.8:** Die Stärke des RFI-Signals in den ursprünglichen Daten ist um einiges höher als das nach der gewichteten Subtraktion resultierende SNR, vgl. Abb. 6.9. Die Ordnung des *Fit*-Polynoms betrug nach fünf Iterationen in beiden Fällen  $m = 30$ . Dies ist für einen *Baseline-Fit* sehr hoch, aber in **ch1** nötig, um die wellige Form der *Baseline* reproduzieren zu können. In **ch3** wäre ein Polynom geringerer Ordnung ausreichend, aber zur Vergleichbarkeit wurde trotzdem  $m = 30$  gewählt. Eine signifikante Auswirkung auf das erzielte SNR oder das gefundene Fenster (*window*) ergab sich dabei nicht.

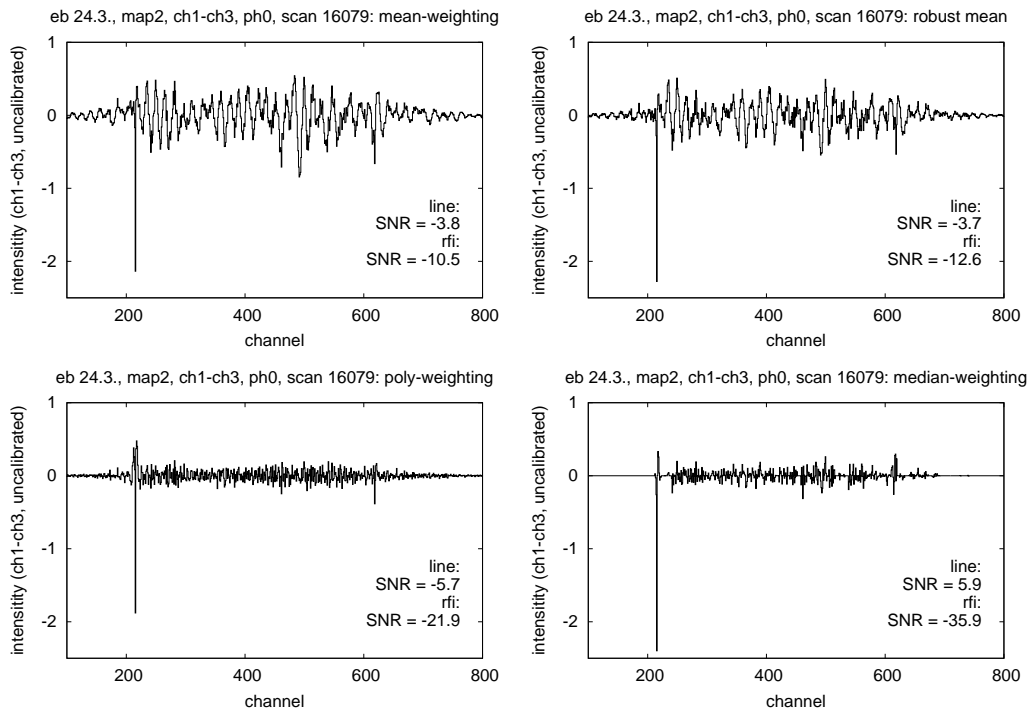
Interferenzen auftreten, geht durch die Subtraktion ein Teil der Intensität des Signals verloren, in diesem Fall etwa die Hälfte des SNR. Dies wird aber nochmals durch systematische Effekte verringert, die die verwendeten Algorithmen verursachen. Hierbei machen sich die welligen Basislinien erheblich bemerkbar. Eine wellenartige Struktur ist in allen Modi im Ergebnis sichtbar. Im Gegensatz zu den Testdaten, die im DDC-Modus aufgenommen wurden, unterscheiden sich die Ergebnisse des *mean-weighting* und *polynom-weighting* signifikant voneinander. Bei der *median*-Methode kann die Interferenz am deutlichsten herausgearbeitet werden. Auch das Verhältnis von  $\sigma_{\text{RFI}}$  zu  $\sigma_{\text{line}}$  ist hier am günstigsten. Bemerkenswert ist die Tatsache, daß die Verwendung des robusten Mittelwertes das SNR leicht verbessert. Allerdings ergeben sich bei weitem nicht die Ergebnisse der Polynom- und Median-Wichtung. Zu letzterer noch eine Anmerkung. Bei streng monotonem Verlauf der Werte – wie es an den Bandpaß-Enden der Fall ist, liefert der Median in einem Bin immer den betrachteten Wert selbst zurück. Daher erzeugt die gewichtete Subtraktion an den Bandenden immer Null. Dies kann falsche Werte für das SNR ergeben, denn das Rauschen der Basislinie im Residual ist in diesem Fall natürlich ebenfalls Null.

Nachdem die Interferenzen durch Anwendung der gewichteten Subtraktion mehr oder weniger gut separiert werden konnten, ist es nun noch notwendig, die *Peaks* im Residual zu finden. Eine *Peak*-Erkennung wird mit dem Modul `detectrfi` geliefert, welches in Abschnitt 6.3.6 erläutert wird.

### 6.3.2 Basislinien-*Fit*

Um das Problem der sehr welligen Basislinien im Polarisations-Kanal **ch1** zu lösen, wurde noch ein zweiter Polynomwichtungsalgorithmus, im folgenden *baseline-weighting* genannt, implementiert. Das Spektrum wird zunächst in *Bins* eingeteilt<sup>3</sup> und jeweils ein Polynom mit relativ hoher Ordnung (15 und mehr) *gefittet*. Analog

<sup>3</sup>Mit *Bin*breiten von mehr als 50 Kanälen.



**Abb. 6.9:** Vergleich verschiedener Wichtungsmethoden (für Daten der Messung vom 24.3.05, `map2`, ADC). Deutlich erkennbar sind wellenartige Artefakte, die hauptsächlich durch die problematische *Baseline* in `ch1` verursacht werden. Bei der Median-Wichtung konnte das höchste Interferenz-SNR rekonstruiert werden und der durch die astronomische Linie verursachte *Peak* hat dabei den kleinsten relativen Anteil. Bei Polynomwichtung sind in der Differenz deutliche Überschwingungen zu sehen (*Panel* unten links). Diese können zu Fehlern bei der *Peaker*kennung führen. Zur Bestimmung des Rauschens um das RFI-Signal wurden die Kanäle 200-212 und 218-400 und entsprechend für das Rauschen um die Linienemission die Kanäle 500-610 und 620-700 benutzt, wobei ein Polynom mit nullter Ordnung *gefittet* wurde (mit `baselinefit`). Die Angabe dieses SNR dient hier nur zu Vergleichszwecken. Die Welligkeit der Basislinie in `ch1` sorgt insbesondere bei den Mittelwert-Wichtungen für stark unterschätzte Signal-zu-Rauschverhältnisse. Die Subtraktion selbst verschlechtert das Rauschen lediglich um einen Faktor  $1/\sqrt{2}$ . Für die Mittelwert- und Polynomwichtung wurden *Bins* mit einer Breite von 21 Kanälen benutzt, für die Median-Wichtung *Bins* mit 7 Kanälen.

zum *Task baselinefit* sucht ein Algorithmus die *Peaks* mit mehr als  $5\sigma$  im *Residual* (Daten minus *Fit*). Um diese herum werden jeweils Fenster (*window*) mit fünf Kanälen Breite gesetzt, so daß die Werte innerhalb dieser Fenster in einer zweiten Iteration nicht mehr für den *Fit* herangezogen werden. Dadurch kann schon nach drei bis fünf Iterationen ein sehr niedriges Basislinienrauschen im Residual erreicht werden. Die so gewonnenen *Fit*werte werden als Wichtungsfaktoren benutzt. Da die Form des Bandpaß dabei sehr gut rekonstruiert wird, eignet sich diese Methode prinzipiell sehr gut für die gewichtete Subtraktion, solange gewährleistet ist, daß der automatisch berechnete Basislinien*fit* (insbesondere die automatisch gesetzten Fenster) akkurat ist. Das ist nicht leicht zu erfüllen. Um den Algorithmus so robust wie möglich zu machen, wurden zusätzlich folgende Mechanismen eingebaut:

- Wird ein Fenster breiter als ein zu setzender Grenzwert (z.B. 20, kann mit `-c` gesetzt werden), kann davon ausgegangen werden, daß bei dem *Fit* ein Problem auftrat. In solchen Fällen werden nicht die *Fit*-Werte, sondern die Originaldaten als Wichtungsfaktoren benutzt – was natürlich zur Folge hat, das alle Merkmale innerhalb des Fensters unberücksichtigt bleiben.
- Es hat sich gezeigt, daß der *Fit* gerade in der nullten Iteration sehr störanfällig ist. Werden jedoch schon im ersten Durchlauf Fenster angegeben, verringert sich die Fehlerrate. Daher werden für jeden Polarisations-Kanal die gefundenen Fenster eines *Scans* als Startparameter für den folgenden Scan benutzt. Dies geschieht unter der Annahme, daß eine länger andauernde Interferenz im gleichen spektralen Bereich bleibt.
- Von jedem *Bin* werden nur Werte aus dem inneren Bereich als Wichtungsfaktoren übernommen. Daher ist es nötig, die *Bins* statt um eine volle *Bin*breite um die halbe Breite weiterzurücken.
- Mit jeder Iteration wird die Ordnung des Polynoms um Drei erhöht. Nur so ist es möglich, die Bandpaßform genügend gut zu approximieren, da gerade für `ch1` meist eine sehr hohe Ordnung nötig ist. Würde direkt mit einer derart hohen Ordnung begonnen werden, könnte der *Fit* in vielen Fällen die *Peaks* schon so gut approximieren, daß keine  $5\sigma$ -Detektion mehr möglich wäre.

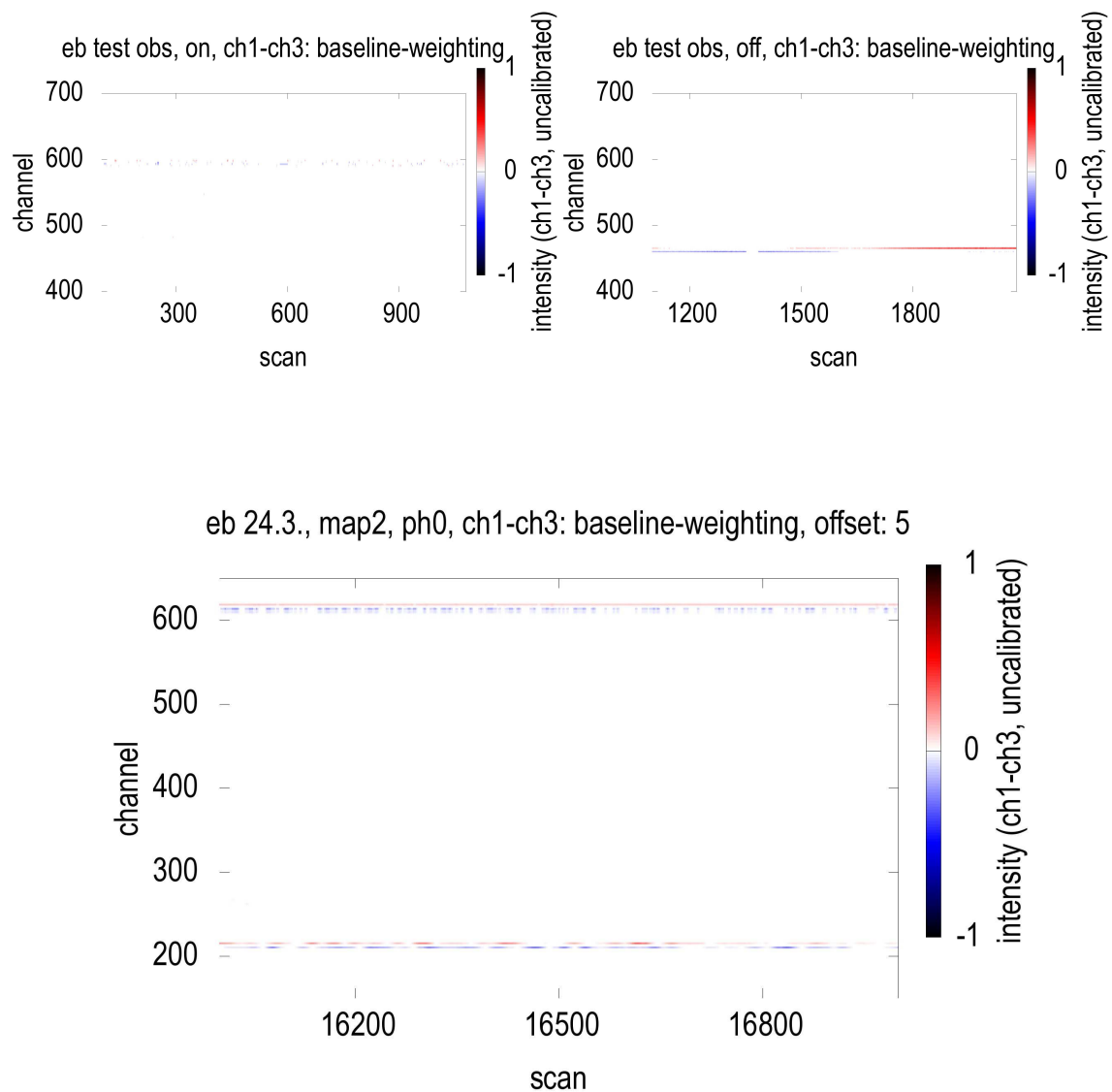
Das RFI-Signal kann, obwohl es polarisiert ist, in beiden Kanälen `ch1` und `ch3` gleichzeitig auftreten. Wenn das Signal linear polarisiert ist, nehmen die beiden Zirkularhörner je nach Polarisationswinkel beliebige Amplitudenverhältnisse auf. Dadurch sinkt in vielen Fällen das ‚Restsignal‘, welches nach der Subtraktion übrig bleibt. Für eine bessere Visualisierung läßt sich für `addnew` ein Offset angeben (mit dem Parameter `-b`), so daß

$$\frac{w_{i+b}}{w_i} f_i - g_{i+b}, \quad w_i \dots \text{Wichtungsfaktoren}$$

berechnet wird. Dann erscheinen im Differenzplot die Signale von `ch1` positiv, die von `ch3` negativ und um `b` Kanäle versetzt. Alle *Peaks* bleiben dann mit korrekter Intensität erhalten, aber die astronomische Linie hebt sich nicht auf<sup>4</sup>.

In dem leicht modifizierten Modus (`-w 11`) werden die Werte mit mehr als  $3\sigma$  aus den Fenstern, die kleiner als die gesetzte Maximalfensterbreite sind, auch in eine Datei gespeichert. Die Werte lassen sich direkt zur RFI-Auswertung weiterverwenden, ohne daß noch ein *Peakerkennungs*-Programm (`detectrfi`, siehe Abschnitt 6.3.6) laufen muß. In diesem Modus werden außerdem im Differenzspektrum alle Werte auf Null gesetzt, außer denen, die innerhalb der gefundenen Fenster liegen. Das läßt sich auch benutzen, um einen Teil der Linienemission auszublenden, indem die maximal zulässige Fensterbreite (mit `-c`) sehr klein gewählt wird, siehe Abb. 6.10. Weil die astronomische Emission meist mehr Spektral-Kanäle umfaßt als die Interferenzen, kann durch eine Beschränkung der Fenstergröße erreicht werden, daß nur RFI-Signale berücksichtigt werden. Dies funktioniert im DDC-Modus recht gut, denn hier füllt die Emission einen hinreichend großen Kanalbereich aus, im ADC-Modus werden jedoch meist nur 10-50% der Linien verworfen.

<sup>4</sup>Dies ist auch für  $b = 0$  nicht ganz der Fall, da trotz *Baseline-Fit* noch leichte Probleme mit der Aussteuerung bestehen bleiben.



**Abb. 6.10:** Oben: Gewichtete Subtraktion mit *baseline-weighting* am Beispiel des Testdatensatzes vom 30.8.04. Die Daten wurden im DDC-Modus aufgenommen. `addnew` wurde mit den Parametern `-w 11 -n 5 -m 15 -b 5 -c 10` gestartet. Die astronomische Linie erzeugt nur noch sehr wenige (Fehl-)Detektionen. Unten: Datensatz vom 24.3.05, `map2`, `ph0`. Hier ist deutlich erkennbar, daß die astronomische Linie gerade in `ch1` (rot) häufig als Signal erkannt wird. Dies liegt daran, daß durch die wellige Basislinie das automatisch gesetzte Fenster nicht die volle Breite der Linienemission erfaßt (es werden häufig nur drei Kanäle als *Peak* erkannt).

Welche Ereignisse in die Datei gespeichert werden, läßt sich zusätzlich mit dem Parameter `-1` steuern. Hier kann angegeben werden, wieviele *Peaks* mit mindestens  $3\sigma$  maximal pro Fenster vorhanden sein dürfen. Empfehlenswert ist ein Wert von vier Kanälen. Dann werden viele der fälschlicherweise erkannten Emissionslinien verworfen, da sie häufig mehr als vier Kanäle breit sind. Geht es nur um die Extraktion der *Peaks*, ist diese Vorgehensweise der Setzung kleiner Fenster mit `-c` vorzuziehen. Allerdings wirkt sich das nicht auf die gewichtete Subtraktion aus, so daß die erzeugten Grauplots sich nicht ändern. Für die Analyse in Kapitel 7 wurde diese zweite Methode eingesetzt.

Eine andere Methode, die störende Fehl-Detektion der astronomischen Linien zu eliminieren, ist folgende. Interferenzen sollten ein höheres Verhältnis von *Peak*-Intensität zur Gesamt-Intensität im jeweiligen Fenster aufweisen, da die zu findenden Interferenzen sehr schmalbandig sind (1-3 Kanäle). `addnew` wurde dahingehend ergänzt, daß es zu jedem *Peak* auch den integrierten Fluß pro Fenster ausgibt. Damit gelingt es, aus allen erkannten *Peaks* die astronomische Linie auszufiltern – allerdings auch alle schwächeren RFI-Signale –, indem nur Ereignisse ausgewertet werden, die ein bestimmtes Verhältnis überschreiten. Um nicht RFI-Signale für die Analyse zu verlieren, ist es überlegenswert, die astromische Linie manuell zu entfernen, indem den Analyse-Programmen mitgeteilt wird, in welchem Bereich Linienemission zu erwarten ist. Diese Vorgehensweise wurde bei der Analyse der RFI-Situation in Efelsberg gewählt. Da die dort verwendeten Daten fast ausschließlich Emission der Milchstraße enthalten<sup>5</sup>, bleibt nur ein kleiner Bereich der Spektren unberücksichtigt. Allerdings können Interferenzen, die innerhalb dieses Bandes auftreten, dann auch nicht mehr erkannt werden.

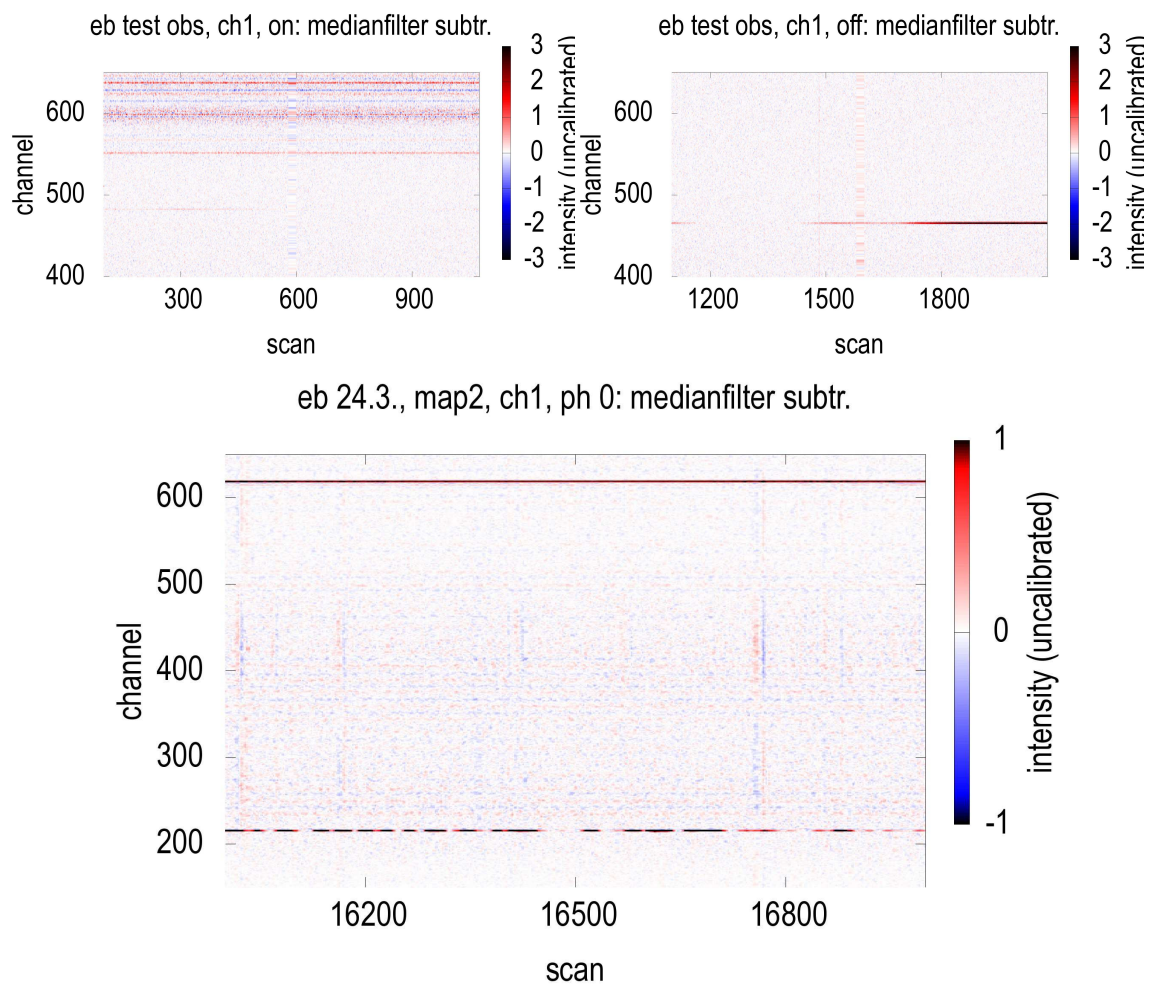
Es gibt einen großen Nachteil bei allen Methoden, die nur ein Spektrum auswerten (bzw. zwei im Falle der Ausnutzung der Polarisations-eigenschaften): es gibt auch Interferenzen, die sehr breitbandig sind und die Intensität eines größeren Bereiches im Spektrum ändern, siehe Abb. 6.2. Solche Ereignisse werden aber nur von Methoden erfaßt, die eine zweidimensionale Verarbeitung der Daten vornehmen, also die Historie der Daten berücksichtigen.

### 6.3.3 Median-Filter

Eine Methode um feine Strukturen in einem *Grauplot* zu unterdrücken, ohne den Kontrast zu verringern, ist die Anwendung eines Median-Filters auf die *Plots*, vgl. Abschnitt 2.1.3. Dabei werden vor allem Einzel-*Peaks* sehr gut ausgefiltert, ohne daß das eigentliche Bild stark verändert wird, siehe Abschnitt 2.1.3. Bei der Subtraktion des gefilterten Bildes vom ursprünglichen bleiben folglich die Einzel-*Peaks* übrig, siehe Abb. 6.11. Leider verursachen in den gemessenen Daten auch die astronomischen Linien Artefakte im Differenzbild, so daß mit dieser Methode allein keine zuverlässige RFI-Bestimmung erfolgen kann. Allerdings ist sie gut geeignet, um eine vorherige Sichtung der Daten zu erleichtern. Eine Methode auf Basis des Median-Filters wurde von Bhat et al. (2005) benutzt, um Störsignale am Green Bank Teleskop sowie am Arecibo Observatorium zu erkennen. Auch Dumez-Viou et al. (2004) setzten die Technik erfolgreich ein.

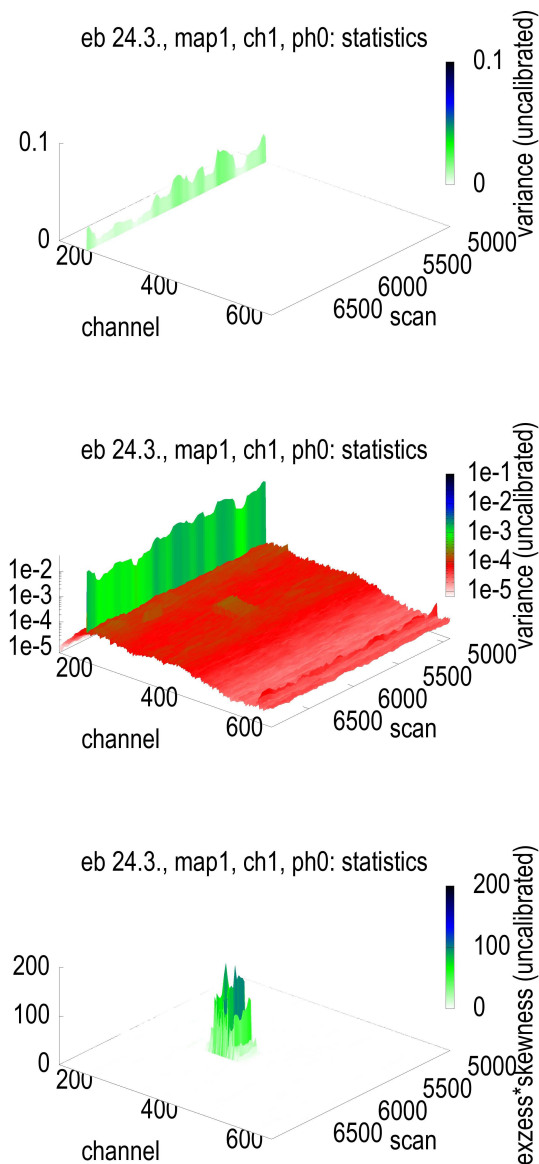
---

<sup>5</sup>Die Emission von Gas nahe der Galaxie M31 ist nur in einem kleinen Bruchteil der Messungen zu finden.



**Abb. 6.11:** Das gefilterte Bild wurde vom Original subtrahiert. Dabei bleiben RFI-*Peaks* übrig, aber auch Artefakte der astronomischen Linie (links oben bei Kanal 600 und unten ebenfalls um Kanal 600). Die Daten stammen von einer Test-Messung vom 30.8.04 sowie aus der Messung vom 24.3.05 (map2). Der Filter-*Kernel* hatte eine Größe von  $3 \times 3$  Pixeln.

### 6.3.4 Statistik der Zeitreihen



**Abb. 6.12:** Oben: Entwicklung der Varianz in jedem Spektralkanal. Zur Berechnung wurden jeweils 100 *Scans* herangezogen. Das zeitlich veränderliche RFI-Signal bei Kanal 200 hebt sich sehr gut von den anderen Merkmalen im Spektrum ab. Die astronomische Linie bei Kanal 600 wird erst im logarithmischen *Plot* (Mitte) sichtbar. Die Methode liefert leider nur eine eingeschränkte zeitliche Auflösung, da zur Bestimmung der Varianz mehrere Spektren nötig sind. Unten ist das Produkt von Schiefigkeit und Exzeß gezeigt. Die statistischen Kenngrößen sind offenbar für verschiedene Arten von Interferenzen sensitiv.

Fridman (priv. com., 2005) hat angeregt, die statistischen Kenngrößen der Zeitreihen jedes spektralen Kanals zu betrachten. Interferenzen sollten durch geänderte statistische Eigenschaften auffallen. Astronomische Signale sowie Rauschbeiträge gehorchen demnach einer Gaußverteilung, während Störungen andere Verteilungsfunktionen besitzen. Unterschiede zeigen sich insbesondere bei der Berechnung statistischer Kenngrößen höherer Ordnung (*higher order statistics*, HOS; Fridman, 2004) wie Schiefigkeit (*skewness*) und Exzeß. Ihre Definition lautet

$$\text{skew} = \frac{1}{N-1} \frac{1}{\sigma^3} \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y}_i)^3$$

$$\text{exc} = \frac{1}{N-1} \frac{1}{\sigma^4} \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y}_i)^4$$

Die Schiefigkeit gibt die Abweichung von einer symmetrischen Verteilung an, der Exzeß die Abweichung von der Horizontalen. Im Falle der Gaußverteilung verschwinden beide Größen.

Wenn die Daten auf sehr kurzen Zeitintervallen von einigen 10  $\mu\text{s}$  prozessiert werden können, lassen sich bereits mit einfachen statistischen Analysen gute Ergebnisse erzielen, siehe Fridman (2001). In unserem Fall liegen die kürzestmöglichen Integrationszeiten jedoch bei wenigstens 100 ms. Trotzdem reagieren statistische Kenngrößen auf Störsignale, wie im folgenden Abschnitt gezeigt werden soll.

Die Berechnung einiger statistischer Parameter kann mit dem Programm `statrfi` erfolgen. Es müssen dafür jeweils mehrere aufeinanderfolgende *Scans* (voreingestellt sind 100 *Scans*) herangezogen werden. Nach der Berechnung verschiebt sich der für die Auswertung genutzte Bereich um einen *Scan* nach hinten, und es erfolgt eine erneute Bestimmung der Kenngröße. Mit

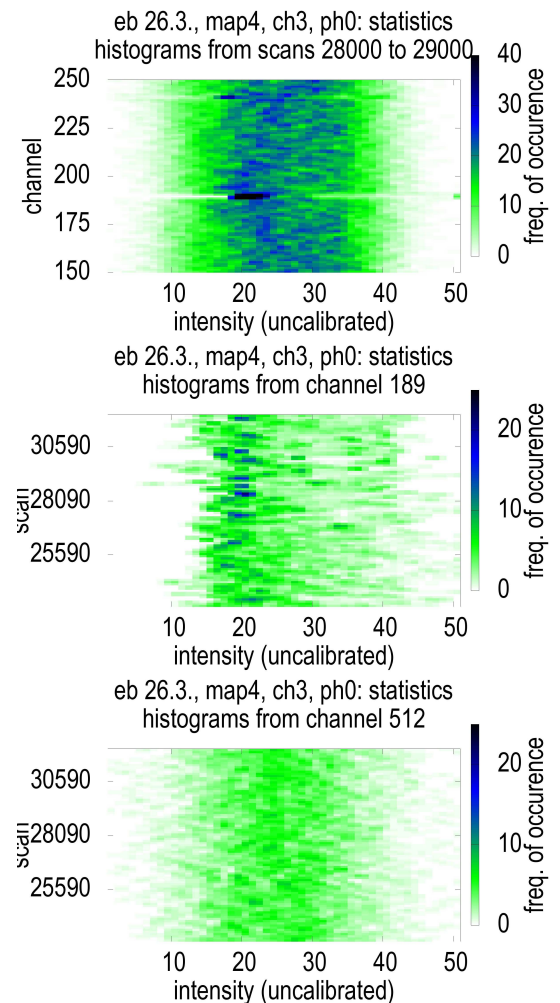
-c num läßt sich auch eine andere Schrittweite einstellen, was die Berechnungszeit dramatisch verkürzen kann.

Im oberen Teil der Abb. 6.12 ist die Entwicklung der Varianz für die spektralen Kanäle 150 bis 650 aus dem Datensatz vom 24.3.05 gezeigt. Bei Kanal 200 läßt sich eine deutliche Überhöhung der Varianz erkennen, verursacht durch ein zeitlich variables RFI-Signal. Erst in der logarithmischen Darstellung machen sich Beiträge von Bandpaß und Linienemission bemerkbar. Im unteren Teil der Abbildung ist das Produkt von Schiefigkeit und Exzeß berechnet worden. Auch hier gibt es lokale Überhöhungen. Offenbar sind die statistischen Parameter höherer Ordnung auf andere Arten von Störungen sensitiv. Die restlichen spektralen Merkmale werden auch hier erst in einer logarithmischen Darstellung sichtbar (nicht abgebildet).

Die veränderte Statistik bei Anwesenheit von Interferenzen fällt sofort auf, wenn die Verteilungsfunktionen der Zeitreihen jedes Spektralkanals betrachtet werden. In Abb. 6.13 oben sind für die Kanäle 150 bis 250 Histogramme auf Basis von 500 *Scans* erstellt worden. Für die Erzeugung der Abbildung wurde das Programm `histogramm` benutzt

```
cat ch3_src.HVC_M31_phase.0 |
  extract -i 28000 -f 30000 |
  histogramm -b 50 -a -r -t 500 |
  cpl ...
```

Mit `-b` wird die Zahl der gewünschten *Bins* eingestellt und `-t 500` weist das Programm an, die ersten 500 *Scans* des Datensatzes zu verwenden. Die beiden anderen Parameter steuern die obere bzw. untere Grenze des maximalen/minimalen *Bins*. `-a` steht für eine automatische Bestimmung der Grenzen, die durch die Angabe `-r` robust ermittelt wird. Die Grenzen werden im robusten Fall gemäß der Formel  $\text{Mittelwert} \pm 2\sigma$  bestimmt. Wenn nur `-a` angegeben wird, sucht das Programm die Extremwerte im Datensatz und richtet diese als Grenze ein. Bereits einzelne Ausreißer können den Wertebereich stark aufblähen. Dann kann es leicht vorkommen, daß fast alle Werte in einen einzigen *Bin* eingeteilt werden.



**Abb. 6.13:** Histogramme für die Spektralkanäle 150 bis 250 auf Basis von 500 *Scans*. In Kanal 189 befindet sich ein RFI-Signal, gut erkennbar an der veränderten Statistik. Während saubere Kanäle gaußverteilt sind, besitzen Interferenzen asymmetrische Verteilungsfunktionen. Zur Verdeutlichung, zeigt das mittlere Bild die zeitliche Entwicklung der Histogramme von Kanal 189, während unten der saubere Kanal 512 gezeigt ist. Neben der deutlich sichtbaren Asymmetrie erscheinen auch stärkere Fluktuationen in den Histogrammen des Spektralkanals 189.

Bei Kanal 189 macht sich eine Störung bemerkbar. Die Form der Verteilung weicht signifikant von den Histogrammen der anderen Kanäle ab. Während saubere Kanäle gaußförmige Verteilung aufweisen, besitzt ein RFI-Signal asymmetrische Statistik.

Zur Verdeutlichung, sind in der Abbildung zusätzlich die zeitlichen Entwicklungen von Kanal 189 (mit Interferenz) und 512 (ohne Störung) gezeigt. Mit dem Schalter `-d Kanal` kann `statrfi` angewiesen werden, die Histogramme des betreffenden Kanals in eine Datei (`.statrfihist`) zu speichern

```
cat ch3_HVC_M31_phase.0 | statrfi -m 24 -k -c 50 -r -d 189 > /dev/null
```

Wieder steht `-r` für die robuste Berechnung der Grenzen. Der Parameter `-k` normiert alle Spektren vor der Berechnung, indem jedes Spektrum durch seinen Median dividiert wird. Was nützlich ist, um den Einfluß der Kontinuumsleistung zu minimieren.

### 6.3.5 Zweidimensionaler Basislinien-*Fit*

Mit den bisher gewonnenen Erkenntnissen war es möglich, ein Programm (`surfacefit`) zu erstellen, das die Vorteile des *baseline-weightings* mit statistischen Methoden kombiniert, gleichzeitig robust gegen *Fitfehler* ist, weniger Fehldetektionen der Linienemission liefert sowie auch breitbandige Interferenzen erkennen kann. Letzteres kann nur erreicht werden, wenn nicht nur ein *Scan* zur Analyse herangezogen wird, sondern mehrere. Denn breitbandige Störungen erscheinen nur in den Zeitreihen als *Peaks*. Durch Betrachtung statistischer Eigenschaften ist es möglich, einen Großteil der Linienemission von der Erkennung auszuschließen.

Es soll nun das Prinzip des Algorithmus erklärt werden, wobei auf einige wichtige Details hingewiesen wird.

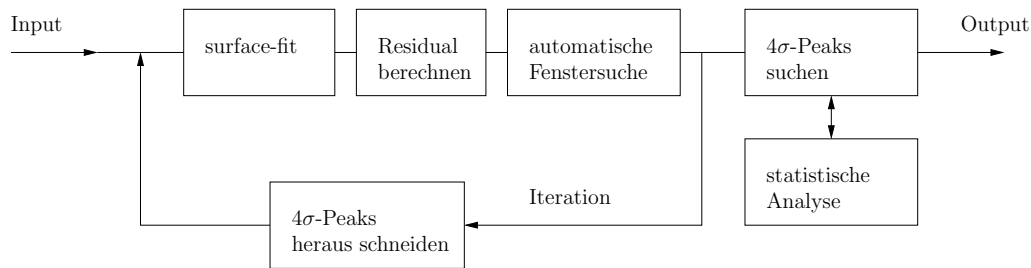
In Abschnitt 6.3.1 wurde erläutert, wie schwierig es ist, den Basislinien-*Fit* robust gegen Fehler zu machen. Eine Verbesserung läßt sich erreichen, wenn Unterschiede in der *Fitkurve* aufeinanderfolgender Spektren möglichst klein gehalten werden. So kann eine Hyperfläche

$$f_1(x, y) = \sum_{i=0}^{\text{xorder}} \sum_{j=0}^{\text{yorder}} c_{ij} x^i y^j \quad x = 1 \dots \text{xwidth}, \quad y = 1 \dots \text{ywidth}$$

oder

$$f_2(x, y) = \sum_{i=0}^{\text{xorder}} c_i x^i + \sum_{j=1}^{\text{yorder}} d_j y^j$$

in einen Ausschnitt der Abmessung (`xwidth`, `ywidth`) des *Grauplots* *gefittet* werden. Die Variable  $x$  steht für den jeweiligen Spektralkanal,  $y$  für die Ordnungszahl des *Scans* im betrachteten *Subscan*. Die Größen `xorder` bzw. `yorder` (kann mit `-x` und `-y` angegeben werden) sind die jeweils höchste Ordnung des Polynoms in  $x$  bzw.  $y$ . Im folgenden wurde die Funktion  $f_2$  verwendet. Sie besitzt wesentlich weniger Freiheitsgrade, so daß *Fitfehler* im Gegensatz zu  $f_1$  stärker unterdrückt werden. Die Funktion  $f_2$  folgt aus der Annahme, daß innerhalb des Unterbereiches (*tile*, Kachel) der Verlauf jeder Zeitreihe durch dasselbe Polynom in  $y$  beschrieben wird (wobei die Konstante durch das Polynom in  $x$  des ersten *Scans* geliefert wird).



**Abb. 6.14:** Das Prinzip des *surface-fit*-Algorithmus ähnelt dem Vorgehen beim *baseline-weighting*. Neu hinzugekommen ist hier die statistische Analyse. Außerdem wird statt einer einzelnen Basislinie eine Hyperfläche in die Daten *gefittet*.

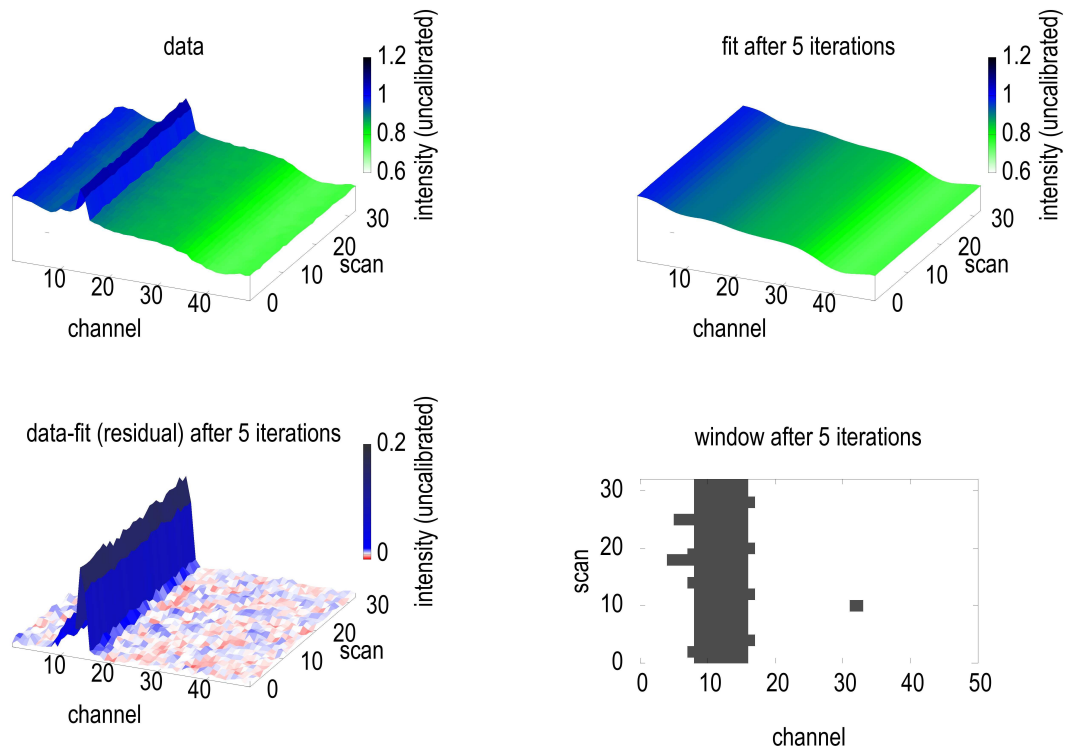
Die Kacheln sind standardmäßig jeweils 50 Spektralkanäle breit und umfassen alle *Scans*, die zu einem *Subscan* der Messung gehören. Innerhalb eines *Subscans* ändern sich die Kontinuumsintensitäten und Emissionslinien im Spektrum kaum, so daß ein Polynom geringer Ordnung in  $y$  ausreichend ist. Bei den Tests kam meist ein Polynom vierten Grades zum Einsatz. Für das Polynom in  $x$  sind wieder wesentlich höhere Ordnungen nötig (im Test 14.), da die Basislinien im Polarisationskanal *ch1* sehr wellig sind.

Jeder *Fit* wird iterativ wiederholt, wobei automatisch Fenster der Kantenlänge Drei um Intensitäten mit mehr als  $4\sigma$  gesetzt werden. Die Zahl der Iterationen kann mit dem Parameter `-i` verändert werden (standardmäßig fünf) und auch das *Triggerlevel* für die Fensterung läßt sich einstellen (mit `-t`). Wie beim eindimensionalen *Baseline-Fit* wird der betrachtete  $x$ -Bereich immer um eine halbe Bin-Breite weiter gesetzt. Es wird jeweils nur der innere Bereich ausgewertet. Um *Fit*-Fehler zu vermeiden, wird die maximale Anzahl aller Werte, die innerhalb der Fenster liegen dürfen, auf ein Drittel der Kachelgröße beschränkt.

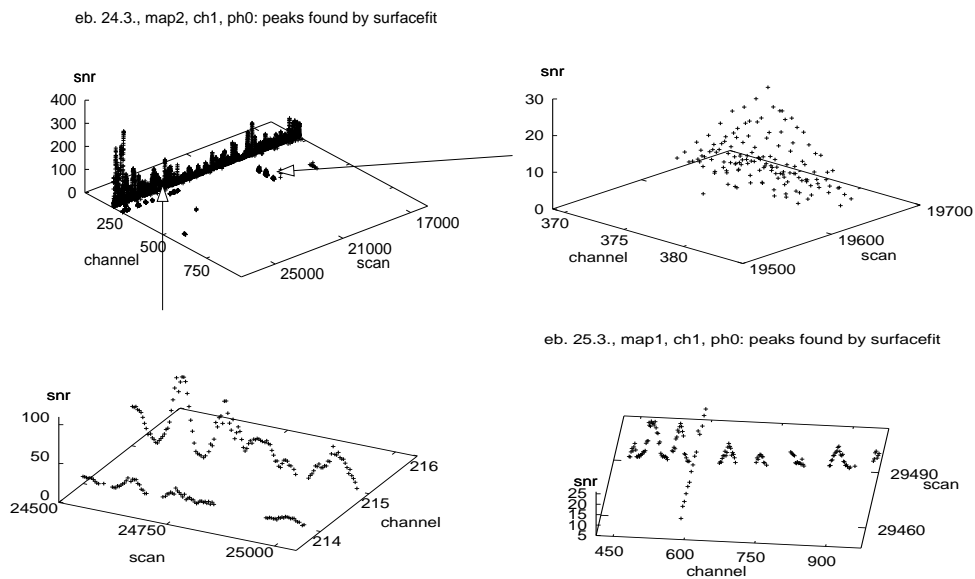
Mit den so bestimmten *Fit*werten wird das *Residual* berechnet und ausgegeben. Zusätzlich läßt sich eine Datei mit allen gefundenen *Peaks* anlegen. Dabei kann das SNR (`-s`) angegeben werden, welches die *Peaks* mindestens haben müssen, um gezählt zu werden. Sinnvoll ist ein Wert von  $3\sigma$ .<sup>6</sup> Bei kleineren Werten werden sonst sehr viele Rausch*peaks* erfaßt.

Zur Unterdrückung der Linienemission wurde folgende Methode implementiert. Die Linienemission innerhalb eines *Subscans* ist zeitlich relativ stabil (bis auf Schwankungen der Systemtemperatur). Die Varianzen  $\sigma^2$  jeder Zeile bzw. Spalte in der Matrix sollten sich daher wenig ändern. Interferenzen liefern dagegen – je nach Typ – entweder abweichendes  $\sigma^2$  in einer Zeile oder in einer Spalte. Für jede Kachel sowohl der Median  $\overline{\sigma^2}$  aller Varianzen der Zeilen als auch aller Spalten berechnet. Ein *Peak* wird nur dann gezählt, wenn entweder die Varianz der Zeile oder die der Spalte einen gewissen Faktor über dem betreffenden Median liegt. Dieser Faktor kann mit `-d` angegeben werden. Zur Unterdrückung großer Teile der Linienemission reicht bereits ein Wert von  $2\overline{\sigma^2}$ . Der Algorithmus wird in Abb. 6.14 schematisch dargestellt.

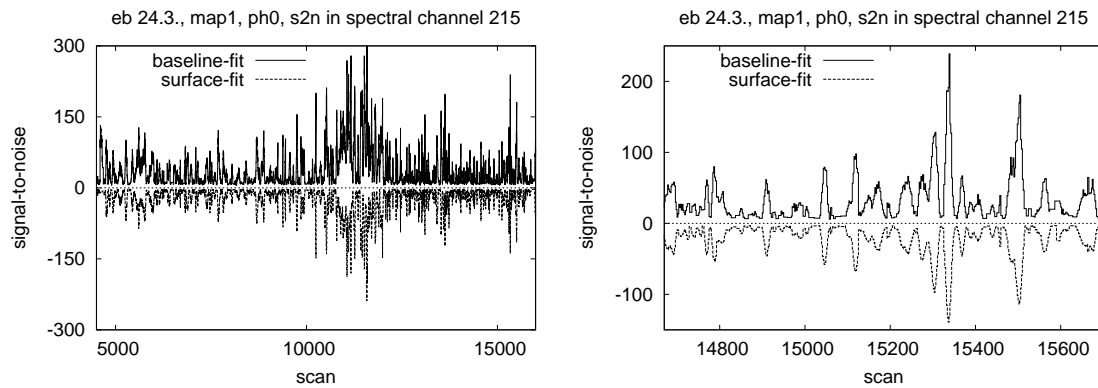
<sup>6</sup>Nicht zu verwechseln mit dem SNR, welches ein *Peak* haben muß, um die automatische Fenstersetzung zu *triggern*.



**Abb. 6.15:** Durch die automatische Fenstersetzung (siehe **unten rechts**) hat ein *Peak* (in diesem Fall die astronomische Linie) keinen Einfluß auf den *Fit* (**oben rechts**).



**Abb. 6.16:** Beispiel für die von *surfacefit* erkannten Ereignisse. **Links oben** die komplette *map2* vom 24.3.05 (*ch1*, *ph0*). Die anderen Bilder zeigen einige spezielle Typen von Interferenzen, die vom Algorithmus erkannt werden können. Im Vergleich zum *baseline-weighting* erzeugt die Linienemission der Milchstraße (bei Kanal 610) keine Artefakte. **Unten rechts** ein Ausschnitt aus dem Datensatz vom 25.3.05 (*map1*, *ch1*, *ph0*). Es handelt sich um eine breitbandige Interferenz (verläuft parallel zur Kanal-Achse) und um eine schmalbandige länger andauernde Störung (parallel zur *Scan*-Achse).



**Abb. 6.17:** Zum Vergleich der Methoden *baseline-weighting* und *surface-fit* wurden die gefundenen Ereignisse aus dem Spektralkanal 215 aus der Messung vom 24.3.05 (map1, ch1, ph0) gespiegelt aufgetragen. **Rechts** wurde ein vergrößerter Ausschnitt aufgetragen. Die Form beider Kurven ist gleich. Lediglich das SNR ist beim *surface-fit* geringer. Dies ist nicht verwunderlich, da bei letzterer Methode das Rauschen etwas höher ist. Es wurde ja die Näherung gemacht, daß alle Spektralkanäle in einer Kachel dieselbe polynomiale Abhängigkeit von der Zeit besitzen. Außerdem wurde beim eindimensionalen *baseline-fit* mit steigender Polynomordnung gearbeitet, so daß dort zuletzt ein Polynom 30. Ordnung angefitet wurde. Dafür ist der Kurvenverlauf beim *surface-fit* glatter, was aus der Robustheit des zweidimensionalen *Fits* folgt – aufeinanderfolgende Basislinien können sich nicht sehr stark unterscheiden, im Gegensatz zum *baseline-fit*.

Ein typischer Befehlsaufruf lautet damit, wie folgt

```
surfacefit -f ch1_src.HVC_M31_phase.1 -x 15 -y 5 -i 5 -m 1 -p 1
-t 4 -s 3 -d 2 -o ch1_eb26.3.map4_ph1_surfit_x15y5i5t4m1d2s3
-q ch3_eb26.3.map4_ph1_surfit_x15y5i5t4m1d2s3_peaks
```

Hierbei ist zu beachten, daß mit `-x` bzw. `-y` nicht die Polynomordnung, sondern der Rang des Polynoms angegeben wird.

In Abbildung 6.15 ist ein Beispiel für einen *Fit* gezeigt. Abb. 6.16 zeigt die gefundenen *Peaks* für den Datensatz vom 24.3.05. Hierbei kamen die Parameter aus dem obigen Beispiel zum Einsatz. Offenbar wurde die astronomische Emission diesmal nicht fälschlich als Interferenz interpretiert. Die zeitlich variable Interferenz um Kanal 215 wird ähnlich extrahiert wie durch das *baseline-weighting*, siehe auch Abb. 6.17. Außerdem sind einige Merkmale erkennbar, die von den anderen Algorithmen nicht extrahiert werden konnten, z.B. Abb. 6.16 rechts unten.

### 6.3.6 Eigentliches Erkennungsverfahren, *Peak*-Erkennung

Wir hatten uns bisher unter anderem mit Algorithmen beschäftigt, die die gesuchten Merkmale von den anderen Größen im Spektrum (Bandpaß, astronomische Linien) trennen können. Nach einer Separation sind die Interferenzen nun noch zu erkennen. Dabei kommt das *Peak*-Erkennungs-Tool `detectrfi` zum Einsatz, welches die Ergebnisse der Algorithmen durchsucht. Es sucht in den vorprozessierten Spektren nach Kanälen, die ein bestimmtes SNR (*clip-level*) innerhalb der Umgebung (*Bin*) des betrachteten Kanals übersteigen. Das SNR wird etwas simpler bestimmt als beim *Baseline*- oder *Surface-Fit*-Algorithmus. Die Daten sollten im Idealfall lediglich Rauschen und die zu findenden *Peaks* enthalten. Für die Quantifizierung des Rauschens kommt die (robuste) Standardabweichung jedes *Bins* (exklusive des gerade betrachteten Wertes) zum Einsatz. Die robuste Methode besteht aus dem Wegschneiden der oberen und unteren Percentile. Bei der robusten Berechnung haben die *Peaks* ein größeres SNR, weshalb dann ein höheres *clip-level* gewählt werden sollte. Für eine Detektion im statistischen Sinne würde das *clip-level* auf  $3\sigma$  gesetzt werden. Allerdings enthalten die Ergebnisse der vorgestellten Algorithmen meist nicht gaußverteiltes Rauschen. Vielmehr sind immer noch allgemeine Schwankungen der Basislinie vorhanden. So muß das *clip-level* mehr oder weniger experimentell bestimmt werden.

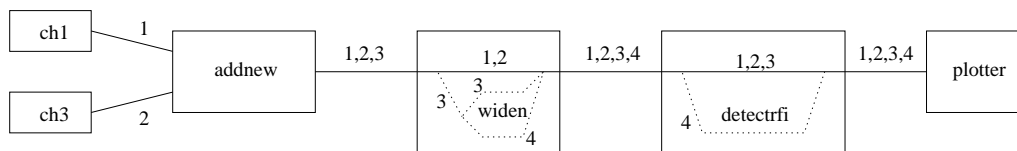
Um die Erkennung zu verbessern, besitzt `detectrfi` einen sogenannten *history*-Modus, welcher die zeitliche Entwicklung einer Interferenz berücksichtigt. Viele Interferenzen dauern über einen längeren Zeitraum an und sind sehr frequenzstabil. Wenn ein Signal in mehreren aufeinanderfolgenden *Scans* erkannt wird, können wir mit hoher Wahrscheinlichkeit davon ausgehen, daß es sich um eine Störung handelt. Rausch*peaks*, die irrtümlich als Signal erkannt werden, sollten dagegen gleichmäßig über die Zeit-Frequenz-Ebene verteilt sein. `detectrfi` kennt zwei verschiedene Modi, die sich dies zunutze machen. Zum einen können nur diejenigen Ereignisse zugelassen werden, die in mindestens  $n$  aufeinanderfolgenden *Scans* gefunden werden. Dies sibt die Störungen sehr stark aus, d.h. es muß nur in einem *Scan* ein Signal nicht erkannt werden, dann wird die komplette Interferenz verworfen. Um möglichst viele Ereignisse zu detektieren, ohne besonders viele Fehlerkennungen in Kauf zu nehmen, wurde daher noch eine zweite Methode implementiert. Es werden ebenfalls  $n$  aufeinanderfolgende *Scans* betrachtet, aber nur die Ereignisse verworfen, die in weniger als einem bestimmten anzugebenden Bruchteil dieser *Scans* vorkommen. Vernünftige Werte liegen zwischen 50 und 70 Prozent. Bei unserer Auswertung kam primär dieser zweite *History*-Modus zum Einsatz.

Der Schalter `-a` erlaubt die Angabe eines zusätzlichen SNR-Wertes. Liegt ein erkannter Wert über dieser Schwelle, wird er unabhängig von der Historie in jedem Fall als RFI-*Peak* gezählt. So wird die korrekte Erkennung von sehr starken aber kurzen Interferenzen ermöglicht, die anderenfalls durch den *history*-Modus nicht berücksichtigt würden. Voreingestellt ist ein Wert von  $10\sigma$ .

Der folgende Befehlsaufruf zeigt einen typischen Einsatz des Programmes.

```
addnew -s -f ch1_src.HVC_M31_phase.0 -g ch3_src.HVC_M31_phase.0 -w 100
-n 8 -y | detectrfi -l 289 -w 14 -m 0 -s 7 -n 14 -t 0.46 -a 10
-q addnew_w100n8y_drfi_l289w14m2s7n14t0.46a10_peaks
```

Der Parameter `-s` steuert die Art der Ausgabe der gefundenen *Peaks*. Bei Angabe von `-s 7` speichert das Programm die *Peaks* mit einigen Zusatzinformationen in eine



**Abb. 6.18:** Schema zur gleichzeitigen Darstellung mehrerer logischer *Pipelines*. Sie sind durch die Nummern angedeutet. Mit dem *Task widen* kann eine *Pipeline* in mehrere neue *Pipelines* aufgespalten werden. Dadurch lassen sich gleichzeitig sowohl das Ergebnis der gewichteten Subtraktion als auch die erkannten *Peaks* anzeigen.

Datei, deren Name mit `-q` angegeben werden kann. Das Modul `peakstatistics` ermöglicht eine statistische Auswertung der gefundenen Ereignisse.

### *On-The-Fly*-Detektion

Da die vorgestellten Programme von den Unix-*Pipes* Gebrauch machen, lassen sie sich schon zur Meßzeit einsetzen. Der Befehl

```
addnew -f ch1_src.HVC_M31_phase.0 -g ch3_src.HVC_M31_phase.0
      -s -w 2 -p | widen -i 3 -o 00011 | detectrfi -x 4 -s 4
      | plotter -x 01111
```

zeigt vier Größen gemeinsam an: die zwei Eingangsspektren, die gewichtete Differenz und die erkannten *Peaks* (Null-Eins-kodiert), siehe auch Abb. 6.18.

## 6.4 Wahl geeigneter Parameter für die verschiedenen Algorithmen

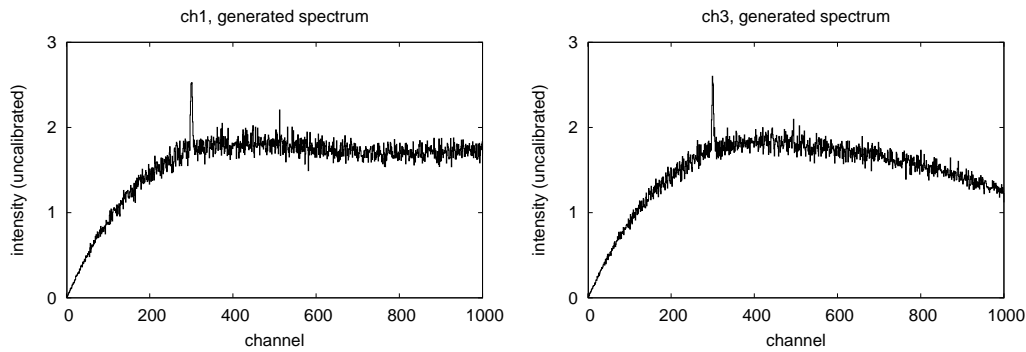
In den vorhergehenden Abschnitten wurden Algorithmen zur RFI-Analyse vorgestellt. Um die einzelnen Methoden miteinander vergleichen zu können, müssen zunächst die optimalen Parameter für jeden Algorithmus gefunden werden. Zu diesem Zweck wurde ein Programm erstellt, welches künstliche Spektren erzeugt. Mit den so generierten Daten ist es möglich, alle Methoden unter gleichen Bedingungen zu testen. Selbst bei den einfachsten Algorithmen, stellt die Vielzahl der Parameter ein Problem dar. Es ist unmöglich, durch Ausprobieren einen optimalen Satz von Parametern zu finden. Es handelt sich um ein Minimierungsproblem für die Größe

$$\frac{\text{Anzahl der Fehlerkennungen}}{\text{Anzahl der richtig erkannten Peaks}}$$

Normale Minimierungsalgorithmen scheitern an der großen Anzahl möglicher Parameter. Außerdem ist es wahrscheinlich, daß viele lokale Minima existieren. In so einem Fall eignet sich der *simulated-annealing*-Algorithmus sehr gut. Er wird im Abschnitt 6.4.2 erläutert.

### 6.4.1 Erzeugen von künstlichen Spektren

Es soll kurz das Programm `generatefullspectrum` zur Erzeugung der künstlichen Spektren vorgestellt werden. Da viele Algorithmen zwei Polarisationskanäle benötigen, müssen je zwei Spektren erzeugt werden. Zunächst wird ein Rauschsignal



**Abb. 6.19:** Beispiele für Spektren, die von `generatefullspectrum` erzeugt werden. Links ist `ch1` abgebildet ( $5\sigma$ -RFI-Signal in Kanal 512), rechts `ch3` ohne RFI-Signal, aber ebenfalls mit einer astronomischen Linie in Kanal 300.

(gaußverteilt) generiert, auf welches ein astronomisches Signal (Gaußfunktion) sowie ein Ein-Kanal-breiter *Peak* (RFI-Signal) addiert wird. Um eine Bandpaßkurve nachzuahmen, multiplizieren wir zum Schluß mit einem Polynom (beispielsweise fünfter Ordnung). Beide Spektren werden mit leicht unterschiedlichen Polynomen multipliziert, was eine verschiedene Aussteuerung und Bandpaßform beider Kanäle simuliert. Die so erzeugten Spektren zeigt Abb. 6.19.

Wird `generatefullspectrum` mit dem Parameter `-d` aufgerufen, dann enthält der Spektralkanal mit dem RFI-Signal kein Rauschen. So wird vermieden, daß das Signal im Rauschen untergeht, wenn gerade ein hoher negativer Rauschwert im RFI-Kanal erzeugt wird. Mit `-r` wird ein ‚zufälliges‘ Störsignal erzeugt. Dazu wählt das Programm eine Zufallszahl aus dem Intervall  $[1, 10]$ . Die Interferenz erhält eine zeitliche Länge von entsprechend vielen *Scans*, gefolgt von einer Pause, die ebenfalls zufällig ermittelt wird. Für die spätere Auswertung werden Informationen über die erzeugten Stör*peaks* in eine Datei gespeichert. Durch einen Vergleich der erzeugten Ereignisse mit den detektierten *Peaks* läßt sich die Güte des jeweiligen Algorithmus feststellen (mit dem Modul `rfi2baseratio`).

### 6.4.2 Der *simulated-annealing*-Algorithmus

Der *simulated-annealing*-Algorithmus wurde von Metropolis et al. (1958) entwickelt. Wie der Name andeutet<sup>7</sup>, wurde eine numerische Methode gesucht, den Abkühlprozeß geschmolzener Metalle zu beschreiben. Das völlig ungeordnete Metall geht dabei langsam wieder in ein regelmäßiges Gitter über, bis der thermische Gleichgewichtszustand erreicht ist. Die Simulation startet mit einer gegebenen Zustandsgleichung bei vorgegebener Energie und Temperatur und verändert den Zustand – bei gleichbleibender Temperatur – leicht (Störung). Der dadurch verursachte Energieunterschied  $\delta E$  wird berechnet, und wenn der neue Zustand geringere Energie hat, wird er als neuer Zustand akzeptiert. Bis hierhin gibt es keinen Unterschied zu anderen Minimierungsmethoden. Die Besonderheit des Algorithmus liegt darin, daß auch Zustände mit höheren Energien erlaubt sind. Die Wahrscheinlichkeit, daß so ein Zustand gewählt wird, ist durch den Boltzmann-Faktor  $\exp(-\delta E/T)$  gegeben. In jeder Iteration werden mehrere zufällige Störungen am Zustand vorgenommen und derjenige gewählt, der die günstigste Energie besitzt. Mit jeder Iteration wird

<sup>7</sup>Von engl. *annealing* (glühen).

die Temperatur in festgelegten Schritten langsam verkleinert, so daß die erlaubten positiven Energiesprünge mit der Zeit kleiner werden. Durch diese Modifikation hat der Algorithmus die Möglichkeit, lokale Minima wieder zu verlassen. Allerdings findet er nicht immer das globale Minimum. Es läßt sich aber zeigen, daß eine gute Approximation an das globale Minimum gefunden werden kann.

Die *simulated-annealing*-Methode hat weite Verbreitung bei der Lösung kombinatorischer Probleme wie dem Design von Mikrochips gefunden. Ihre Stärke liegt in der Anwendbarkeit auf Probleme mit großem Parameterraum oder vielen lokalen Minima. Außerdem ist er sehr schnell.

### 6.4.3 Parametersuche

Die Umsetzung der besprochenen Gedanken erfolgt mit Hilfe der von der *GNU Scientific Library* zur Verfügung gestellten Routinen. Das Programm `simulatedannealing` ruft mit Hilfe des `system`-Befehls intern die FS-PIPE-Programme `generatefullspectrum`, `addpipe`, `detectrfi` und `rfi2baseratio` auf. Die entsprechenden Parameter sind der Hilfe zu entnehmen. Das Programm `rfi2baseratio` analysiert die *log*-Dateien von `generatefullspectrum` sowie `detectrfi` und ermittelt die Fehler- bzw. Erkennungsrate. Der Quotient aus beiden ist die zu minimierende Größe (Energie). Nach einer gewissen Zahl von Iterationen gibt das Programm den besten gefundenen Parametervektor aus.

`rfi2baseratio` erstellt zusätzlich ein Histogramm mit den gefundenen Ereignissen. So ist eine Analyse der Fehlersignale möglich, etwa die Untersuchung der Verteilung irrtümlich detektierter *Peaks* im Spektrum.

Mit dem Programm `simulatedannealing` wurden für viele verschiedene Methoden jeweils günstige Parametervektoren ermittelt. In der Analyse in Kapitel 7 wurde jeder Algorithmus mit den entsprechend besten Parametern gestartet. Die Ergebnisse für die wichtigsten Algorithmen sind in Tabelle C.1 im Anhang C wiedergegeben.

## 6.5 Vor- und Nachteile der vorgestellten Algorithmen

Es soll nun ein kurzer Überblick über die theoretischen Vor- und Nachteile der vorgestellten Detektionsmethoden gegeben werden. Ergänzend hierzu ist in Abschnitt 7.4 der Vergleich für die Anwendung der Algorithmen auf unsere Meßdaten zu finden.

Wichtige Kriterien für die Qualität einer Methode sind das zeitliche bzw. spektrale Auflösungsvermögen, die Robustheit gegen Variationen in den Meßdaten, aber auch die Robustheit des Algorithmus selbst und das minimale detektierbare SNR.

Unter Auflösungsvermögen verstehen wir hier die Fähigkeit, die genaue Zeit und Frequenz eines Ereignisses zu ermitteln. Prinzipbedingt liefern das *rms-trend*-Verfahren und auch die statistische Analyse der Zeitreihen nur begrenzte Aussagen die Lage im Orts-Frequenz-Raum. Eine statistische Untersuchung ist sinnvoll, wenn die Analyse auf kurzen Zeitintervallen vorgenommen werden kann. Bei Einsatz von genügend leistungsfähigen FPGA-Chips wäre die Analyse in das Spektrometer implementierbar. Beim verwendeten Prototyp verbraucht jedoch die FFT die Rechenkapazität des Chips. Eine Abspeicherung von kürzer integrierten Spektren ist ebenfalls aus technischen Gründen nicht möglich. Da für die Statistik eine gewisse Anzahl aufeinanderfolgender *Scans* nötig ist, vermindert sich das zeitliche Auflösungsvermögen

Methode	Auflösung		Robustheit		Minimum SNR	Rechenzeit (ms)
	zeitlich	spektral	extern	intern		
Gewichtete Subtraktion						
mean	+	+	-	+	$\Delta\text{SNR} > 4\sigma$	4
robust mean	+	+	+	+	$\Delta\text{SNR} > 4\sigma$	10
polynom	+	+	-	-	$\Delta\text{SNR} > 4\sigma$	6
median	+	+	+	+	$\Delta\text{SNR} > 4\sigma$	23
<i>Fit</i> -Methoden						
baseline	+	+	+	-	$5\sigma, 3\sigma$	11
surface	+	+	+	0	$4\sigma, 3\sigma$	112
andere						
rmstrend	+	-	-	+	/	/
Zeitreihen	-	+	-	+	/	/
Median-Filter	+	+	0	+	/	/

**Tab. 6.2:** Die Höhe des eingestellten *clip-levels* beeinflußt natürlich auch das Verhältnis von richtig erkannten Ereignissen zu Rausch*peaks*. Für die gewichtete Subtraktion finden sich im Anhang C Ergebnisse der Simulationen. In der Spalte Robustheit bedeutet ‚extern‘ die Auswirkung von Variationen in den Daten auf die Methode, ‚intern‘, wie robust der Algorithmus selbst ist, etwa gegen *Fit*-Fehler. In der Spalte Rechenzeit steht die Zeit, die jeder Algorithmus zur Bearbeitung eines Spektrums benötigt. Der komplette Datensatz der astronomischen Messung vom 24-26.3.05 umfaßt ca. 182 000 Einzelspektren. Die Rechenzeiten wurden nur für Methoden bestimmt, die in Kapitel 7 zur Anwendung kamen.

bei Einsatz dieser Methode stark. Für die Analyse in Kapitel 7 kamen daher beide Methoden nicht zum Einsatz.

Die restlichen Algorithmen lassen sich in zwei Gruppen – ein- bzw. zwei-dimensional – einteilen, je nachdem ob ein einzelnes Spektrum oder mehrere aufeinanderfolgende berücksichtigt werden. Nur zweidimensionale Methoden sind in der Lage, auch breitbandige Störungen zu finden. Auch die Robustheit gegen *Fit*-Fehler steigt dann an, wie die Erweiterung des eindimensionalen *baseline-fit*-Algorithmus auf die *surface-fit*-Methode bewiesen hat. Von Nachteil ist hier aber die erhöhte Rechenzeit. Außerdem kann eine Analyse nicht simultan zur Messung erfolgen, da immer ein kompletter Datenblock benötigt wird. Die Median-Filter-Methode ist ebenfalls eine zweidimensionale Methode. Sie separiert zwar die RFI-Ereignisse gut, liefert aber vergleichsweise starke Artefakte durch die Linienemission. Daher verwendeten wir sie ebenfalls nicht zur weiteren Analyse.

Die eindimensionalen Methoden, die bei der gewichteten Subtraktion und bei der Basislinien-*Fit*-Methode eingesetzt werden, haben den Vorteil, daß sie simultan zur Messung laufen können. Beim *baseline-fitting* funktioniert die Unterdrückung der astronomischen Linienemission nicht in allen Fällen. Bei der gewichteten Subtraktion heben sich theoretisch unpolarisierte Signale auf. In der Praxis war dies leider nicht der Fall, was aber hauptsächlich durch die ungünstige Form der Basislinie verursacht wurde, die auch eine korrekte Kalibration der Daten verhinderte. Beim Einsatz des Spektrometers an einem angepaßten Empfänger sollte die Unter-

drückung der Linienemission funktionieren. Durch die Subtraktion wird allerdings auch das SNR der Interferenzen verringert.

Die besten Ergebnisse wurden mit dem zweidimensionalen Oberflächen $fit$  erzielt. Mit statistischen Methoden kann dabei eine gute Unterdrückung der Spektrallinien erreicht werden. Im Vergleich zum Basislinien $fit$  zeigt die Methode höhere Robustheit gegen Fehler beim  $Fit$ , da die Zahl der Freiheitsgrade geringer ist.

Eine mögliche Implementierung einer der vorgestellten Methoden in einen FPGA hängt stark von der Art des jeweiligen Algorithmus ab. Prinzipiell eignen sich diejenigen Methoden besonders gut, die sich in einer *Pipeline* anordnen lassen und nicht zu viele Werte zwischenspeichern müssen. Speicherzellen auf FPGA-Chips nehmen einen nicht geringen Bruchteil der verfügbaren Kapazität in Anspruch. Für die Berechnung statistischer Kenngrößen höherer Ordnung ist bereits ein mehrfaches Zwischenhalten der Daten nötig. Für die  $Fit$ -Methoden müßte ein Vielfaches der Eingangsdatenmenge an Speicher zur Verfügung gestellt werden. Von Bedeutung ist auch, ob sich der Algorithmus mit Ganzzahlen-Arithmetik implementieren läßt, oder ob die Berechnungen mit Fließkomma-Zahlen durchgeführt werden müssen. Auch in dieser Hinsicht eignen sich die  $Fit$ -Methoden schlecht für eine Implementierung in FPGA-Chips. Bei nachträglicher Prozessierung der Daten reicht jedoch ein moderner PC aus, um mit vertretbarer Rechenzeit die *surface-fit*-Methode einzusetzen.

## 6.6 Erkennung und Klassifizierung auf Basis Neuronaler Netze

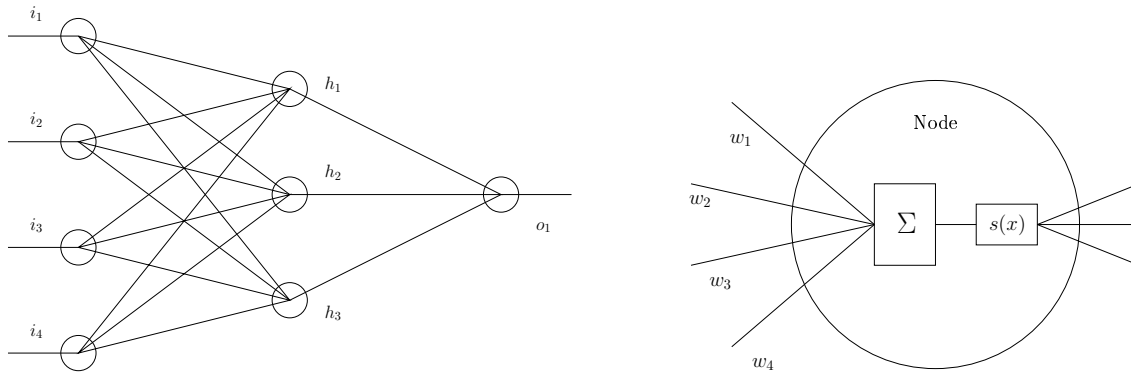
Die traditionelle Verarbeitung von Daten mit Computern basiert auf Algorithmen, die die Eingangsdaten Schritt für Schritt verändern. Dabei brauchen die Methoden meist zusätzliche Parameter, die dem Algorithmus geliefert werden müssen. Die Algorithmen, die beschreiben, wie der Rechner die Daten bearbeiten soll, sind dabei allerdings fest. Die richtige Wahl der Parameter hat meist größere Bedeutung als der Algorithmus selbst.

Künstliche Neuronale Netze (*artificial neural network*, ANN) greifen diese Idee auf und nutzen sehr einfache Algorithmen – dafür aber hoch-optimierte Parametersätze. Es hat sich herausgestellt, daß ANN's für manche Anwendungen sehr gut geeignet sind. Dazu gehören Rauschunterdrückung, Klassifizierung von Daten oder medizinische Diagnose aufgrund bestimmter Symptome.

Auf dem Gebiet der Mustererkennung (Klassifizierung) wurden ANN's bereits erfolgreich eingesetzt, weshalb die prinzipielle Methode hier etwas genauer vorgestellt werden soll. Ein leistungsfähiges System mit hoher Erkennungsrate zu entwickeln, bedarf einigen Aufwandes, weil das *Fine-Tuning* bei einem ANN so notwendig wie zeitraubend ist.

### 6.6.1 Die Theorie Künstlicher Neuronaler Netze

Das Prinzip eines ANN orientiert sich an der Arbeitsweise des menschlichen Gehirns. Dieses besteht aus vielen Billionen Neuronen (Nerven-Zellen), die untereinander elektrische Impulse (sogenannte Aktionspotentiale) austauschen. Durch Lernprozesse werden die Verbindungen zwischen Neuronen gestärkt oder abgebaut. Das entspricht dem Einbau bestimmter Erfahrungswerte in die Struktur des Netzwerkes. Je nach Stärke einer Verbindung hat ein Neuron auf ein anderes mehr oder weniger



**Abb. 6.20:** Schematischer Aufbau eines Neuronalen Netzwerks. Jedes Neuron (*node*) einer Schicht ist mit den nachfolgenden Neuronen verbunden. Die Verbindungen werden durch Wichtungsfaktoren beschrieben. In einem Neuron werden die Eingänge addiert und durch eine sigmoidale Funktion auf die Ausgänge geleitet.

Einfluß. Erfährt ein Neuron in der Summe eine gewisse Impulsstärke die, wie gesagt, vom Gewicht jeder Verbindung abhängt, ‚feuert‘ es selbst einen elektrischen Impuls. Künstliche Neuronale Netze versuchen dieses Verhalten zu imitieren.

Ein einfaches ANN ist schematisch in Abb. 6.20 gezeigt. Das Netz hat eine feste Anzahl von Ein- und Ausgängen. Dazwischen befinden sich ein oder mehrere verborgene Schichten (*hidden layer*). Die Ein- bzw. Ausgangsschicht wird in der englischen Literatur als *input/output layer* bezeichnet. Jede Schicht besteht aus mehreren Neuronen (oft auch als *nodes* bezeichnet). Die Neuronen der Eingangsschicht sind passiv, d.h. sie dürfen die Daten nicht verändern. Bei einem voll verdrahteten Netzwerk ist jedes Neuron einer Schicht mit jedem Neuron der folgenden Schicht verbunden. Die Stärke der Verbindung wird durch einen Wichtungsfaktor repräsentiert.

Jedes Neuron simuliert ein biologisches Neuron, indem es alle Eingangswerte aufsummiert und nach bestimmten Regeln ein eigenes Signal an die nächste Schicht weitergibt. Durch die Wichtungsfaktoren haben die Neuronen einer vorhergehenden Schicht unterschiedliche Einflüsse auf die Neuronen einer nachfolgenden Schicht.

Innerhalb eines Neurons wird das Ergebnis der Summe meist durch eine Sigmoid-Funktion, wie z.B.

$$s(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$$

auf das Intervall  $[-1, 1]$  (oder auch  $[0, 1]$ , im asymmetrischen Fall) projiziert. Solche Aktivierungsfunktionen verhindern, daß die Absolutwerte der Summen zu groß werden und orientieren sich auch besser am biologischen Vorbild. Letzteres kann sogar noch besser imitiert werden, wenn das Neuron nur dann ‚feuert‘, wenn die Summe einen gewissen Wert übersteigt (*threshold*-Funktion). Die Aktivierungsfunktion sollte differenzierbar sein. Die angegebene Funktion hat den Vorteil, daß die Werte der Ableitung sehr leicht bestimmt werden können

$$s'(x) = s(x) [1 - s(x)]$$

Gerade bei der Berechnung der Gewichte spielt das eine Rolle, weil die benötigte Rechenzeit stark verkleinert wird.

Ein solches Netzwerk macht natürlich erst Sinn, wenn die Wichtungsfaktoren so eingestellt werden, daß der gewünschte Einsatzzweck erfüllt wird. Die Suche nach den Wichtungsfaktoren stellt daher den eigentlichen Teil der Arbeit dar.

Die Wichtungsfaktoren werden gefunden, indem das Netz trainiert wird. Darunter verstehen wir, daß dem Netz Daten des Typs eingegeben werden, die es später zu bearbeiten hat. Zusätzlich wird jedoch der gewünschte Ausgang mitgeliefert. In unserem Fall wäre das die Art eines bestimmten RFI-Signals, wobei für jeden Interferenz-Typ ein Ausgang stände. Liegt eine Null am entsprechenden Ausgang an, befindet kein solches Signal in den Daten, bei einer Eins wurde ein bestimmtes Störsignal erkannt. Es existieren eine Reihe von Verfahren, um aus diesen Trainingsdaten die Gewichte zu berechnen.

Der erste Schritt besteht in der Zuweisung von zufälligen Gewichten. Wird damit das Ergebnis für einen Trainingsdatensatz berechnet, ergibt sich sehr wahrscheinlich nicht das vorgegebene Ergebnis. Die mittlere quadratische Abweichung des angestrebten Ergebnisses vom erzielten Ergebnis wird als Maß für die Qualität des Netzes verwendet. Die Wichtungsfaktoren müssen solange geändert werden, bis der resultierende Fehler klein ist<sup>8</sup>. Die Art und Weise, in welcher die Wichtungsfaktoren abgeändert werden, hat großen Einfluß auf die Schnelligkeit des Lernprozesses und die erzielbare Erkennungsqualität. Fast alle Methoden sind sogenannte rückwärts propagierende (*backpropagating*) Algorithmen. Dabei wird der berechnete Fehler geschickt auf die einzelnen Gewichte verteilt, um den Gesamtfehler zu minimieren. Ein grundlegender Algorithmus, der dieses Verfahren implementiert, ist die sogenannte verallgemeinerte  $\delta$ -Lernregel. Sie wird im Anhang B.3 erläutert.

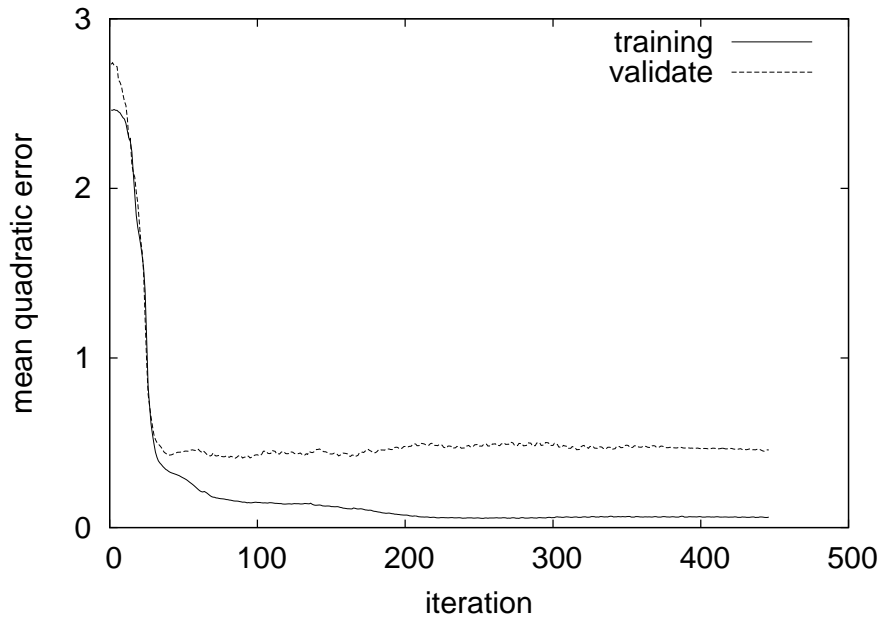
Nachdem durch das Training ein geeigneter Parameter-Satz gefunden wurde (vorausgesetzt, der Fehler ist unter den geforderten Wert gefallen), ist das Netz einsatzbereit. Dabei taucht in der Praxis allerdings oft ein Problem auf. Je nach Art der Aufgabe tendiert ein ANN dazu, sich den Trainingsdatensatz mit zugehörigem Ergebnis zu merken. Das läßt sich sehr schön beobachten, wenn parallel zum Trainingsdatensatz ein Evaluierungsdatensatz bearbeitet wird. Er wird nicht benutzt, um die Gewichte zu ändern, sondern lediglich in jeder Iteration durch das ANN geschickt und der Fehler berechnet. Zunächst wird dieser Fehler ähnlich abfallen wie der Trainingsfehler. Es gibt aber einen gewissen Punkt, ab dem der Evaluierungsfehler nicht weiter sinkt, sondern etwa gleich bleibt, oder sogar wieder ansteigt. Dieser Umkehrpunkt markiert den Bereich, ab dem das Netz anfängt, den Trainingsdatensatz auswendig zu lernen. Eine Lösung wäre, das Netz abzuspeichern, wenn das Minimum auf den Evaluierungsdaten erreicht ist. Diese Vorgehensweise wurde auch bei unseren Tests benutzt. Der dabei erreichte Minimalfehler ist natürlich größer als der minimal erzielbare Trainingsfehler.

## 6.6.2 Erstellung von Trainings-Daten

Mit `ann_maketrainingdata2` steht ein Programm zur Erstellung von Trainings- und Evaluierungsdaten zur Verfügung. Es stellt einen Datensatz als *Grauplot* auf dem Bildschirm dar. Der Benutzer kann die Bereiche, die einen bestimmten RFI-Typ enthalten, markieren. Das Programm speichert kleine Unterdatensätze der Größe  $30 \times 30$  Pixel ab. Zusätzlich läßt sich angeben, welche Morphologie das RFI-Signal aufweist.

---

<sup>8</sup>Welcher Wert hier eingestellt wird, hängt von der geforderten Güte des Netzwerkes ab.



**Abb. 6.21:** Verlauf der mittleren quadratischen Fehler des Trainings- bzw. Testdatensatzes. Ab einem gewissen Zeitpunkt tendiert das ANN dazu, den Trainingsdatensatz auswendig zu lernen. Dieser Zeitpunkt ist gekennzeichnet durch einen Anstieg im Evaluierungsdatensatz.

Das Netzwerk wird mit `ann_training` trainiert. Dabei ist der Name des zu erstellenden Netzes anzugeben (welches nach der Bearbeitung zum weiteren Einsatz in eine Datei gespeichert wird) sowie der Trainings- und Evaluierungsdatensatz. Mit dem Parameter `-y i,h1,...,hn,o` kann die Anzahl der *nodes* in jedem Layer eingestellt werden. Es lassen sich auch einige Parameter für den Lernalgorithmus einstellen. Das Programm speichert den resultierenden Fehler bei jeder Iteration in einer *log*-Datei ab. Dadurch kann sehr schön das oben beschriebene Verhalten betrachtet werden, siehe Abb. 6.21.

Mit `ann_test` läßt sich eine erstellte Netzwerkdatei benutzen, um einen Testdatensatz mit dem ANN zu bearbeiten. Die Ergebnisse werden auf dem Bildschirm angezeigt.

Die Programme machen Gebrauch von der C-Bibliothek `FANN` (*fast ANN*), welche ein einfaches Interface für Erstellung und Training eines ANN liefert. Es besteht die Möglichkeit, eine Vielzahl von Parametern zu ändern. Diverse Lernalgorithmen werden zur Verfügung gestellt. Bei unseren Tests kam hauptsächlich der RPROP-Algorithmus zum Einsatz.

### 6.6.3 Ergebnisse und Ausblick

Nach der Erstellung einer umfangreichen Trainings- und Evaluierungs-Datenbank wurden für verschiedene Parameter (Anzahl der *Layer* und *Nodes*) Netzwerke trainiert. Die Geschwindigkeit und der Erfolg des Trainings hängen empfindlich von der Zahl der Gesamtneuronen ab. Auch neigt das Netzwerk bei zu großer Anzahl von Neuronen dazu, die Datensätze auswendig zu lernen. Bei unseren Versuchen konnten keine Ergebnisse erzielt werden, die die bisher vorgestellten Methoden übertrafen. Dennoch scheint der grundsätzliche Ansatz der Erkennung mit einem Neuronalen

Netz vielversprechend. Dafür wäre aber eine sehr umfangreiche Einarbeitung in die Arbeit mit solchen Netzen vonnöten.

Um die Qualität des Netzes zu beurteilen, berechnen wir die mittlere quadratische Abweichung der Sollwerte  $s_i^{(n)}$  ( $i = 1, \dots, t$ ;  $t$  ist die Anzahl Ausgänge, d.h. die möglichen RFI-Typen;  $n = 1, \dots, N$  ist die Nummer des entsprechenden Unterdatensatzes) von den vom Netz berechneten Werten  $f_i^{(n)}$ . Die Qualität der Erkennung auf dem Gesamtdatensatz (mit  $N$  Unterdatensätzen) berechnet sich aus der Gleichung

$$q = 1 - \sqrt{\frac{1}{t \cdot N} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^t [s_i^{(n)} - f_i^{(n)}]^2}$$

Für die Daten vom 24.3.05 wurde ein Trainingsdatensatz erstellt, der ca. 1000 Ereignisse enthält sowie ein Evaluierungsdatensatz mit etwa 300 Ereignissen. Das Netzwerk wurde mit dem Befehlsaufruf

```
ann_training -n 24_fann.net -t 24training.dat -e -v 24validate.dat  
-m 5000 -l 900,80,40,20,5
```

trainiert. Es erzielt auf dem Evaluierungsdatensatz einer Erfolgsquote von  $q \approx 83\%$ . Das ist für einen praktischen Einsatz nicht genug, aber es zeigt die prinzipielle Anwendbarkeit des Neuronalen Netzes auf das Problem. Um bessere Ergebnisse zu erhalten, müßten die Daten entweder vorprozessiert (z.B. Basislinien separieren) oder eine viel größere Zahl von Trainingsdaten zur Verfügung gestellt werden.



## 7. Analyse von RFI-Signalen

In diesem werden die entwickelten Algorithmen eingesetzt, um die RFI-Situation am Effelsberg Radioteleskop zu untersuchen. Für die Analyse kommt zunächst die *surface-fit*-Methode als Referenz zum Einsatz, weil sie als einzige Methode auch breitbandige Störungen detektieren kann. Im letzten Kapitel hatten wir bereits gesehen, daß die *surface-fit*-Methode bei hoher Erkennungsrate nur wenige fehlerhafte Detektionen erzeugt. Im Abschnitt 7.1 findet eine statistische Analyse der gefundenen RFI-*Peaks* statt. Der Einfluß von Interferenzen auf die Wahrscheinlichkeitsverteilung des Rauschens wird in Abschnitt 7.2 diskutiert. Im Anschluß daran werden mögliche Ursachen von RFI-Signalen besprochen, bevor wir uns im letzten Abschnitt 7.4 dem Vergleich der einzelnen Methoden zuwenden. Durch den praktischen Einsatz wird eine weitere Vergleichsmöglichkeit für die Qualität der Methoden geschaffen.

### Überblick über die RFI-Situation in Effelsberg

Bei fast allen unseren Messungen stellten wir RFI in den Spektren fest. Im folgenden werden wir uns hauptsächlich der Analyse der Interferenz-Situation in den Daten der astronomischen Messung widmen, da die Datenbasis hier am umfangreichsten ist.

Der verwendete Algorithmus (Abzug einer Hyperfläche bei automatischer Fensertersetzung um *Peaks* mit mehr als  $4\sigma$ ) ermittelte pro *Scan*, Polarisationskanal und Meßphase zwischen 1 und 6 *counts*. Um Mißverständnisse zu vermeiden, machen wir darauf aufmerksam, daß ein *count* nicht äquivalent zu einem RFI-Ereignis ist. Vielmehr wird jeder Punkt in der Zeit-Frequenz-Ebene, der mehr als  $3\sigma$  über dem Rauschen liegt, gezählt. Eine schmalbandige zeitlich veränderliche Interferenz erzeugt in den Daten deshalb ca. 1-2 *counts* pro Spektrum, die breitere astronomische Linie (Milchstraße) zwischen 5 und 7 (bei Verwendung von Algorithmen, die die Linienemission nicht unterdrücken können). Breitband-Störungen können im Prinzip beliebig viele Kanäle verschmutzen.

Die Interferenzen in unseren Meßdaten waren fast ausschließlich schmalbandig, zeitlich variabel und sehr frequenzstabil. Selten wurden auch breitbandige Störungen sowie kurzzeitige schmal- und breitbandige Einzelereignisse (*Spike*, Stachel, Spitze) mit zum Teil erheblichen Intensitäten von bis zu einigen  $10^{10}$  K detektiert. Ein Großteil der Detektionen weist darauf hin, daß es sich um polarisierte Strahlung handelt, jedoch nicht mit fester Amplituden- oder Phasenbeziehung.

## 7.1 Statistik des RFI-Aufkommens

Vor der statistischen Auswertung soll kurz erläutert werden, in welcher Art und Weise die Daten prozessiert wurden. Wir bearbeiteten die Daten zunächst mit dem Programm `surfacefit` (bzw. später mit `addnew`). Es speichert alle ermittelten *Peaks* mit ihrem (lokalen) SNR, *Scan*-Nummer und diversen Teleskop-Parametern ab. Der verwendete Befehlsaufruf dazu lautet

```
mkdir surfit_x15y5i5t4m1d2s3_peaks
for i in `ls -d eb_05032*/map?`;
do for j in 0 1
do for k in 1 3
do surfacefit -f $i/ch${k}_src.HVC_M31_phase.${j} -x 15 -y 5
-q surfit_x15y5i5t4m1d2s3_peaks/ch${k}_ph${j}-${i:0:9}-${i:10:4}
-i 5 -t 4 -m 1 -s 3 -d 2 -p $k > /dev/null;
done
done
done
cd surfit_x15y5i5t4m1d2s3_peaks
for i in `ls *ph0*0324*`; do cat $i >> 050324_phase0_peaks;done
for i in `ls *ph1*0324*`; do cat $i >> 050324_phase1_peaks;done
for i in `ls *ph0*0325*`; do cat $i >> 050325to26_phase0_peaks;done
for i in `ls *ph1*0325*`; do cat $i >> 050325to26_phase1_peaks;done
```

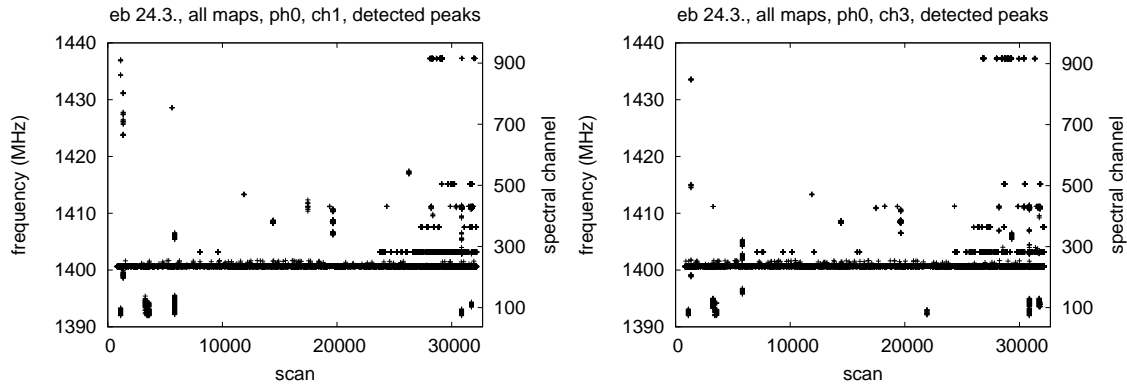
bzw.

```
for i in `ls eb_05*/map*/ch1_*phase.?`;
do
addnew -f $i -g ${i:0:17}3${i:18:50} -s -w 11 -n 5 -m 21 -c 20
-1 4 -b 5 -q ${i:0:18}_ch3${i:18:50}_addnew_w11n5m21b5c2014_peaks
> /dev/null;
done
```

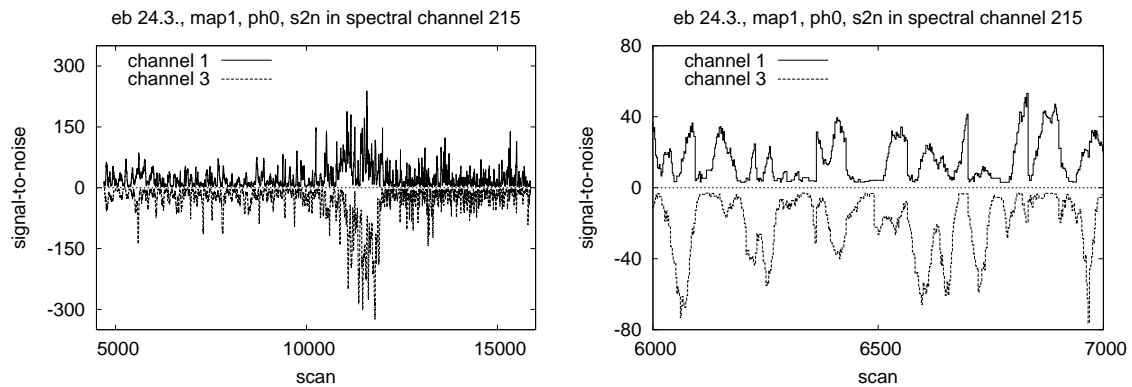
Hier wurde ein kurzes *Shell-Script* verwendet, um gleich alle Daten zu bearbeiten. Die Datensätze befanden sich in Unterverzeichnissen der Form `eb_datum/mapx`. Die erzeugten Dateien mit dem Suffix `_peaks` beinhalten die gefundenen Ereignisse. Sie wurden dann zu einer Datei verkettet, allerdings für die Messung vom 24.3. und die Tage 25/26.3.05 getrennt, denn an letzteren kam ein anderer Frequenzhub (*frequency-switching*-Modus) zum Einsatz. Abb. 7.1 zeigt für einen der Meßtage die Verteilung der Interferenzen im Zeit-Frequenz-Raum. Es zeigt sich, daß die Emissionslinie der Milchstraße (im Frequenzbereich von 1419.9 bis 1420.6 MHz<sup>1</sup>) bei Verwendung des *surface-fit*-Algorithmus nicht als Interferenz detektiert wird, wie dies bei den meisten anderen Methoden leider der Fall ist.

Besonders häufig wurden *Peaks* bei einer Frequenz von etwa 1400.7 MHz detektiert. In Abb. 7.2 wurde für den entsprechenden Spektral-Kanal das beobachtete SNR der Interferenz in beiden Polarisationskanälen aufgetragen. Dargestellt ist zusätzlich ein Ausschnitt aus dem Datensatz. Darin läßt sich das Polarisationsverhalten

<sup>1</sup>Bei der beobachteten Quelle weichen die Ruhfrequenzen des Teleskops von den Frequenzen im LSR-System nur minimal ab. Der Effekt der Erdbewegung im LSR-System beläuft sich auf maximal etwa 10 kms<sup>-1</sup> entsprechend einem Frequenzunterschied von weniger als 50 kHz. Bei der gewählten Bandbreite von 50 MHz hat ein Kanal eine Breite von 50 kHz.



**Abb. 7.1:** Gefundene *Peaks* am Beispiel der Messungen vom 24. März 2005.



**Abb. 7.2:** Verhalten des SNR im spektralen Kanal 215 der Messung vom 24.3.05, map1. Das SNR im Polarisationskanal ch3 wurde gespiegelt aufgetragen. Im rechten Bild ist ein Ausschnitt dargestellt.

besser ablesen. Die Interferenzen sind polarisiert, denn die SNR-Verläufe in beiden Polarisationskanälen unterscheiden sich voneinander. Allerdings ist keine funktionale Abhängigkeit des Amplitudenverhältnisses<sup>2</sup> (beschreibt den Polarisationswinkel) von der Zeit erkennbar. Phase und Amplitude der Störung sind also offenbar unbekannte Funktionen der Zeit.

Für die statistische Auswertung der gefundenen Ereignisse wurde das Programm `peakstatistics` erstellt, mit dem wir alle folgenden Zusammenhänge berechnet.

### 7.1.1 Häufigkeit und Stärke der Interferenzen

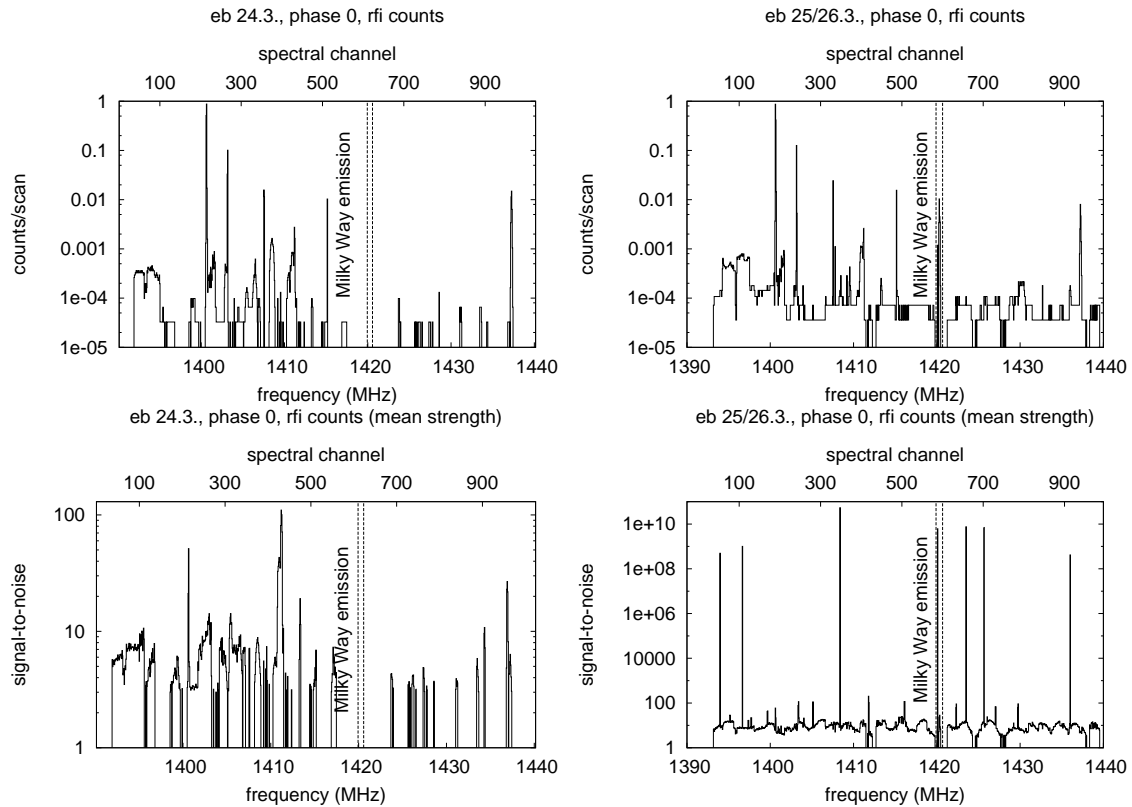
Zunächst interessierte uns die Häufigkeit der ermittelten Ereignisse sowie deren mittlere Intensität in Abhängigkeit von der Frequenz (spektrale Kanäle). Dazu wurden Histogramme (Abb. 7.3) erstellt. Die Zähl-Raten je Spektral-Kanal wurden so nor-

<sup>2</sup>Die Umrechnung der beiden zirkular polarisierten Anteile  $I_{L,R}$  in die lineare Darstellung erfolgt mittels

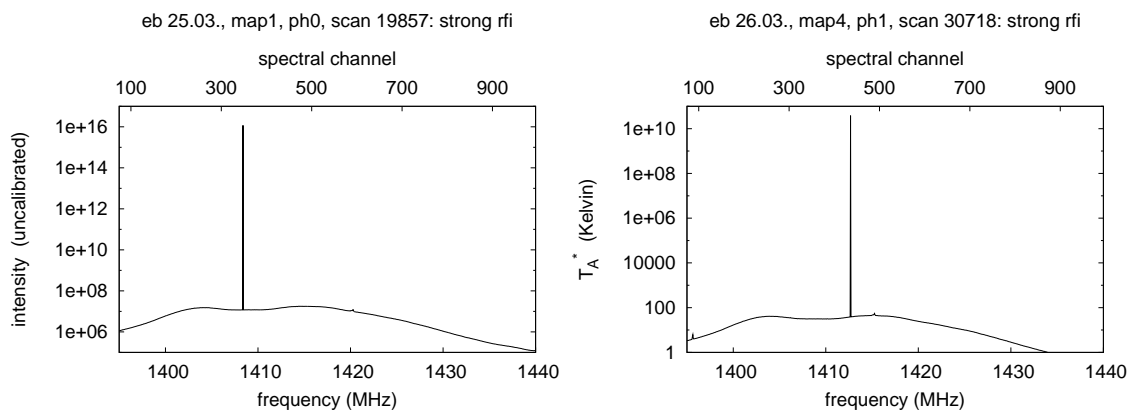
$$I = I_L + I_R$$

$$\psi = \frac{1}{2} \arccos \left( \frac{I_L - I_R}{I_L + I_R} \right)$$

mit Gesamtintensität  $I$  und Phasenwinkel  $\psi$ .



**Abb. 7.3:** Häufigkeit und mittlere Intensität von Interferenzen in beiden Polarisationskanälen der Meß-Phase 0 an den Meßtagen 24.3. bzw. 25/26.3.05. **Oben** ist die absolute Häufigkeit pro *Scan* und spektralem Kanal gezeigt. **Unten** wurde das mittlere SNR aller Interferenzen je Spektralkanal berechnet. In der zweiten Hälfte der Beobachtung (25/26.) wurden auch Einzelereignisse (*Spikes*) mit um viele Größenordnungen höherem SNR detektiert. In Abb. 7.4 sind Spektren gezeigt, die derartige Ereignisse enthalten.



**Abb. 7.4:** Zwei Spektren, die sehr kurze, aber extrem intensive Störungen enthalten (**links:** *Scan* 19857, 25.3.05, ch3, map1; **rechts:** *Scan* 30718, ch3, 26.3.05, map4). Durch die hohe Eingangs-Dynamik des digitalen Spektrometers übersteuern diese Signale das Backend nicht. Das rechte Spektrum wurde bezüglich der Intensität kalibriert (keine Bandpaßkorrektur), dargestellt ist die *Brightness Temperature*  $T_A^*$ . Das Signal erreicht Intensitäten der Größenordnung  $10^{10}$  K.

miert, daß die relative Häufigkeit pro *Scan*, d.h. pro Zeiteinheit von 0.95 s, entnommen werden kann. Darunter wurde das mittlere SNR der Interferenzen<sup>3</sup> in jedem spektralen Kanal aufgetragen. Der Bereich, in dem Linienemission der Milchstraße zu erwarten ist, wurde im Bild kenntlich gemacht. Für die weitere Auswertung ist das betreffende Frequenzintervall nicht herangezogen worden, sofern der jeweils verwendete Algorithmus Probleme mit der Unterdrückung dieser Bereiche hatte.

Wir müssen offenbar im gesamten Spektrum mit Interferenzen rechnen, die Intensitäten erreichen, welche mit der Linienemission der astronomischen Quelle vergleichbar sind. Es wurden einzelne Ereignisse (*spikes*, siehe auch Abb. 7.4) mit extrem hohen Signalstärken beobachtet. Nur aufgrund der hohen Eingangsdynamik des DFFT-Spektrometers von 14 Bit können diese Signale überhaupt registriert werden, ohne daß das Spektrometer übersteuert.

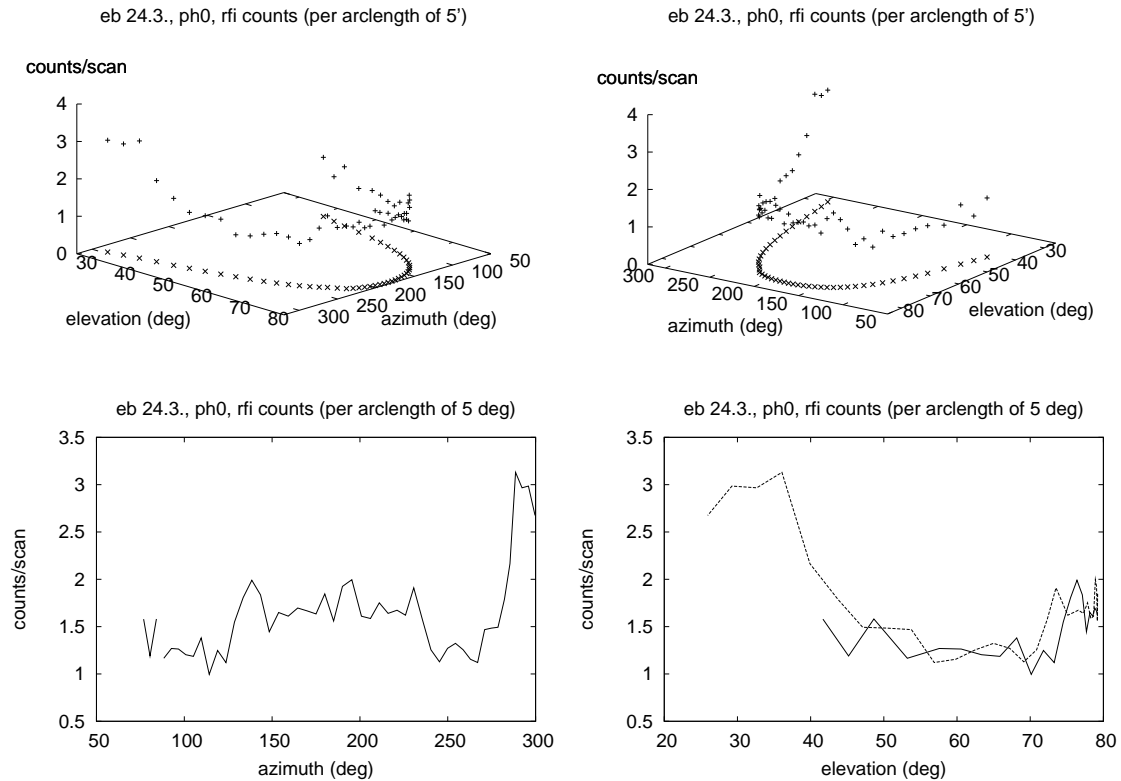
Beide Datensätze der Messungen vom 24.3. und 25/26.3.05 unterscheiden sich in einigen wichtigen Punkten voneinander. Nur in der späteren Messung wurden die oben angesprochenen sehr intensiven Einzelereignisse detektiert. Außerdem traten sehr breitbandige Störungen auf. Dies läßt sich auch daran ablesen, daß kaum spektrale Kanäle existieren, in denen keine Interferenz vorkam – im Gegensatz zur Messung vom 24.3.05, vgl. Abb. 7.3 links oben bzw. rechts oben. Den Hauptanteil der Störungen lieferten in allen Messungen zeitlich variable Interferenzen konstanter Frequenz. Von diesen wurde das Signal bei etwa 1400.7 MHz am häufigsten detektiert. Es hat Signalstärken von durchschnittlich bis zu 9 K und ist damit mit der Linienemission der Milchstraße für diese Himmelsposition (ca. 11 K) vergleichbar. Da das Signal in allen Meßphasen bei derselben Frequenz detektiert wurde, muß die Störung vor dem Mischprozeß in den Signalweg gelangt sein, also sehr wahrscheinlich über die Antenne. Auch die meisten anderen RFI-Typen wurden vor dem Mischer aufgenommen. Keines der Ereignisse ist für beide Meßphasen im selben Spektralkanal zu finden. Einige der Interferenzen (insbesondere die extrem intensiven *Peaks* sowie einige der breitbandigen Störungen) sind jedoch so kurz, daß sie ohnehin nur in einem einzigen *Scan* der Messung festzustellen waren. Für sie läßt sich keine Aussage treffen.

In der unteren Hälfte des Bandes (zwischen 1395 und 1415 MHz) wurden tendenziell mehr Interferenzen beobachtet. Diese haben im Mittel auch ein höheres SNR.

### 7.1.2 Abhängigkeit von Beobachtungs-Parametern (Position, Zeit und Integrationszeit)

Weiter wurde die Abhängigkeit der Zählraten von diversen Teleskop-Parametern untersucht. In Abb. 7.5 ist die Abhängigkeit vom Azimuth- und Elevationswinkel gezeigt. Aufgrund der Erdrotation und der Nachführbewegung des Teleskops bewegt sich die Quelle auf einer parabelähnlichen Kurve in der Azimuth-Elevations-Ebene. Die Kurve verschiebt sich durch die Ekliptik (Neigung der Erdachse) mit der Zeit leicht. Die Zählrate zeigt einen Anstieg in Richtung niedriger Elevation für Azimuth-Winkel zwischen 250...300°. Das führte zu der Vermutung, der Anstieg des RFI-Aufkommens könnte durch das Effelsberger Observatoriums-Gebäude selbst verursacht werden, wenn eine Nebenkeule das Gebäude überstreicht. Um die Annah-

<sup>3</sup>Es handelt sich hierbei um den Mittelwert aller Interferenz-*Peaks*. Dieser wurde bestimmt, indem das SNR aller detektierten Signale je Spektralkanal aufsummiert und danach durch die entsprechende Anzahl der gefundenen *Peaks* dividiert wurde.



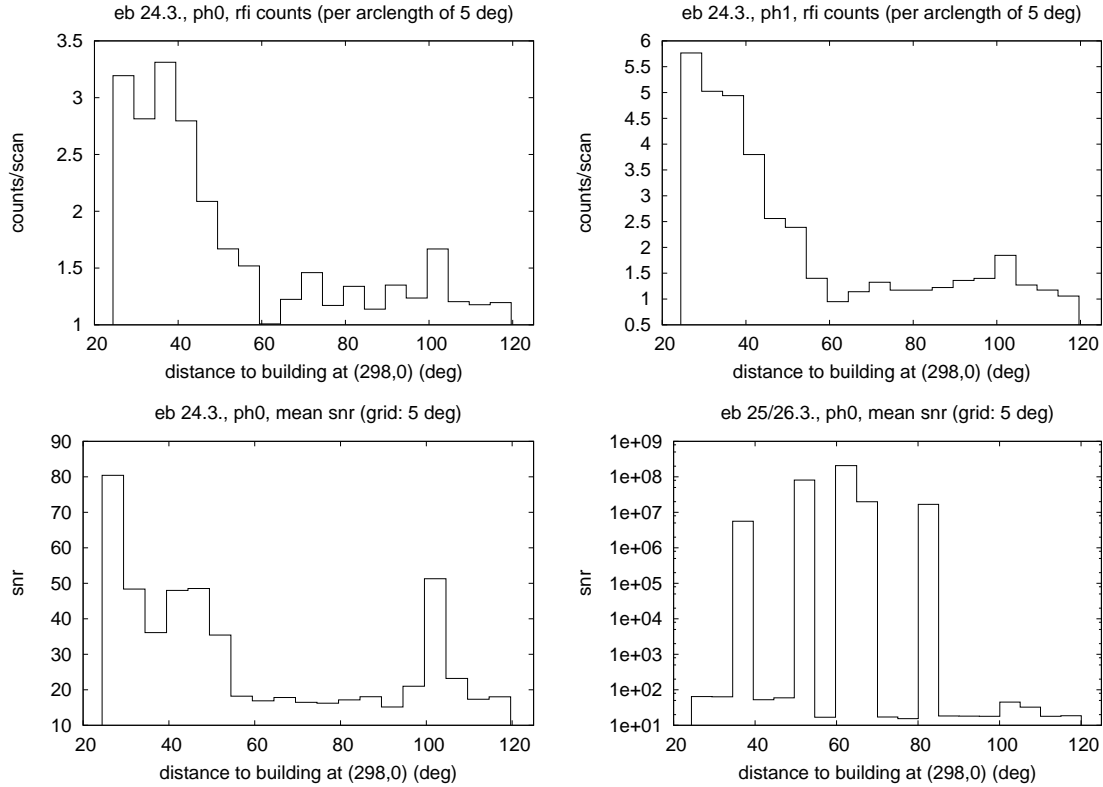
**Abb. 7.5:** Abhängigkeit der Zählrate von Azimuth und Elevation (Daten vom 24.3.05, Phase 0). Zu kleineren Elevationswinkeln hin steigt die Rate um bis zu 50%. Außerdem gibt es einen lokalen Anstieg nahe des Scheitelpunktes der Kurve ( $140^\circ, 75^\circ$ ).

me zu testen, berechneten wir die Abhängigkeit der Zähl-Rate vom Winkelabstand zum Gebäude, siehe Abb. 7.6. Das Observatoriums-Gebäude liegt bei etwa ( $298^\circ, 0^\circ$ ).

In der Abbildung ist sehr schön der Anstieg der Zählrate hin zu kleineren Winkelabständen zu sehen. Außerdem gibt es ein lokales Maximum bei einem Winkelabstand zwischen  $100 - 105^\circ$ . Diese Entfernung entspricht in etwa dem *spill-over*-Winkel<sup>4</sup> des Teleskops mit  $90 - 95^\circ$ . Auch wenn die Winkel nicht exakt gleich sind, ist sehr wahrscheinlich das Gebäude selbst ein Hauptverursacher der Störungen. Der *spill-over*-Winkel kann auch nicht exakt angegeben werden. Er hängt von der geometrischen Situation ab. Da das Haus ein ausgedehntes Objekt ist, spielt auch der Standort der Störquelle im Haus eine Rolle. Kalberla (2005, priv. com.) berichtete von Beobachtungen, bei der RFI-Quellen, die sich im *spill-over*-Bereich des Teleskops befanden, Interferenzmuster in der Messung erzeugten. Das Gesagte trifft auch individuell auf die zeitlich variable Störung bei 1400 MHz zu. Hier ergibt sich qualitativ der gleiche Verlauf der Zählraten in Abhängigkeit vom Abstand zum Gebäude. Eine Erhöhung für kleine Abstände liefert auch das Signal bei 1436 MHz, allerdings gab es hier nur bis zu Winkeln von unter  $50^\circ$  eine Detektion. Auch letzteres Signal folgt dem *Frequenz-switch*, muß also über die Antenne aufgenommen worden sein.

Abbildung 7.7 zeigt das Zeitverhalten der Störungen. Offenbar gibt es einen Anstieg gegen Abend, was aber auf die Korrelation der Zeit mit der Winkelposition

<sup>4</sup>Als *spill-over* bezeichnen wir Strahlung, die über den Rand der Parabol-Antenne gebeugt wird und dadurch in den Empfänger gelangen kann.

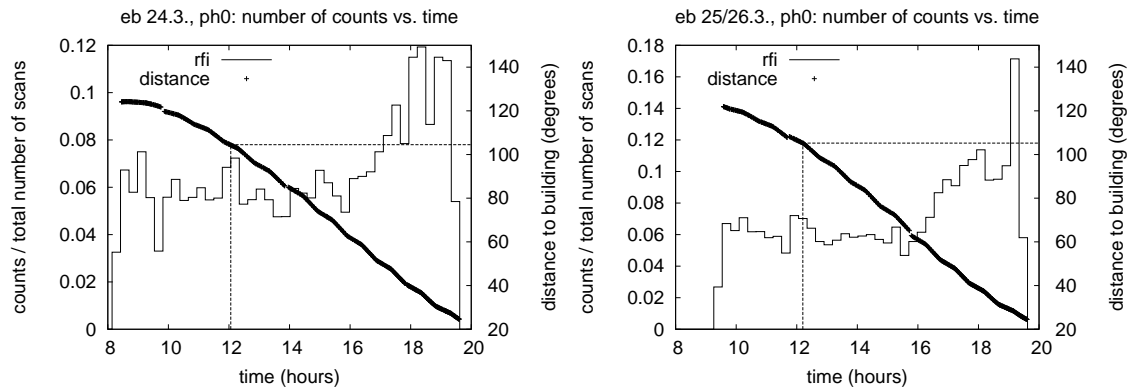


**Abb. 7.6:** Das RFI-Aufkommen als Funktion des Winkelabstandes zum Observatoriumsgebäude des Radioteleskops. **Oben:** Die Zähl-Rate steigt signifikant zu kleineren Abständen hin an. Das lokale Maximum bei  $100 - 105^\circ$  könnte durch Strahlung verursacht werden, die als sogenanntes *spill-over* über den Rand des Spiegels gebeugt wird und so in den Empfänger gelangt. Der *spill-over*-Winkel des Teleskops beträgt  $90 - 95^\circ$ . **Unten:** Ebenfalls gegen den Winkelabstand wurde das mittlere SNR der Interferenzen in jedem *Bin* aufgetragen. Dabei ergibt sich ein ähnlicher Verlauf wie bei den Zählraten. Allerdings hebt sich das lokale Maximum bei etwa  $100^\circ$  noch deutlicher vom Untergrund ab. Die Verteilung der Ereignisse mit den extremen Intensitäten aus dem Datensatz vom 25./26.3.05 folgt keinem erkennbaren Muster.

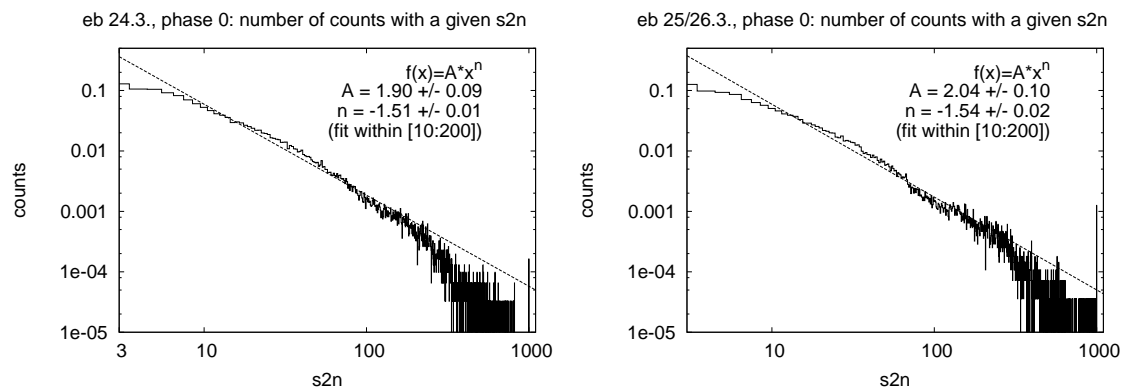
zurückzuführen ist. Wir haben zur Verdeutlichung den Zusammenhang zwischen Winkelabstand zum Gebäude und der Zeit eingezeichnet.

Interessant ist auch die Häufigkeit der Interferenzen mit einer bestimmten Signalstärke. In Abb. 7.8 ist ein Intensitätsspektrum (SNR) für beide Meßabschnitte gezeigt. Wir haben die Daten in einem doppelt-logarithmischen *Plot* dargestellt. Hier läßt sich erkennen, daß die zeitlich variablen Interferenzen über einen Bereich zwischen  $10\sigma \dots 200\sigma$  näherungsweise einem Potenzgesetz der Form  $f(\sigma) = A\sigma^{-1.5}$  gehorchen.

Abschließend untersuchten wir den Einfluß der gewählten Integrationszeit auf die vom Algorithmus erkannten *Peaks*. Die Spektren werden im Spektrometer intern integriert, da nicht beliebig schnell Spektren auf die Festplatte abgespeichert werden können (aus Speicherplatzgründen wäre dies auch nicht wünschenswert). Bei den Messungen der M31-Region nutzten wir eine Integrationszeit von  $\tau = 0.95$  s. Die effektive Integrationszeit ist nun erhöht worden, indem jeweils aus mehreren Spektren ein mittleres Spektrum berechnet wurde. Hier bot es sich an, jeweils alle



**Abb. 7.7:** RFI-Abhängigkeit als Funktion der Zeit. Es gibt einen Anstieg gegen Abend, der aber auf die Korrelation des Winkelabstandes zum Gebäude mit der Zeit zurückzuführen ist. Die Zählrate wurde auf die Gesamtzahl der Ereignisse normiert. Die Werte in einem *Bin* hängen also davon ab, wieviele *Scans* innerhalb der entsprechenden Zeit gemessen wurden. Die Zahl der *Scans* pro *Bin* ist aber relativ konstant.



**Abb. 7.8:** Anzahl der *Peaks* mit einer bestimmten Intensität (Signal-zu-Rausch-Verhältnis  $\sigma$ ). Über einen weiten Bereich gehorcht die Verteilung ungefähr einem Potenzgesetz  $f(\sigma) = A\sigma^\nu$  mit Exponenten  $\nu = -1.5$ .

*Scans* auf einer Himmelsposition also jeden *Subscan* zu integrieren. Je Position und Phase entspricht dies 32-33 *Scans*, also etwa einer halben Minute Integrationszeit. Das liegt eher am unteren Ende der üblichen Integrationszeiten bei vielen Beobachtungen. Eine Mittelung über mehr als einen *Subscan* ist nicht sinnvoll, da dann über verschiedene Orte und somit auch über unterschiedliche astronomische Quellen (Linienemission, Kontinuum) gemittelt würde.

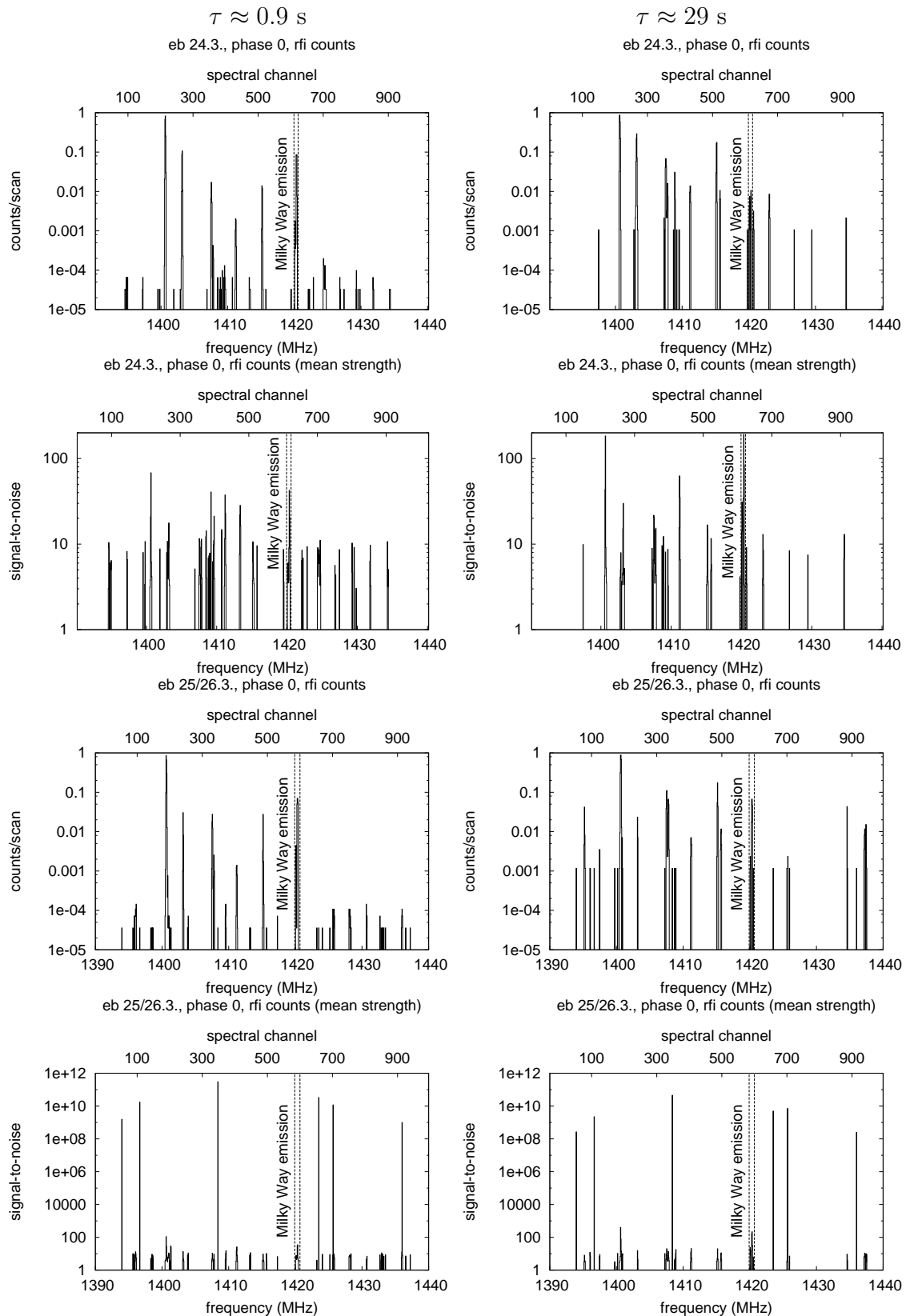
Auf die gemittelten Spektren mußte diesmal der **baseline-fit-Algorithmus** angewendet werden, da pro Position jetzt nur noch ein Spektrum vorhanden war. Der Oberflächenfit benötigt mehrere aufeinanderfolgende Spektren. Es ließen sich verschiedene *Subscans* für diesen Zweck nutzen, was aber aus den eben genannten Gründen nicht sinnvoll wäre. Durch die Mittelung sinkt das Rauschen um den Faktor  $1/\sqrt{N} = 1/\sqrt{32} \approx 5.7$ . Um diesen Faktor wird daher das SNR verbessert, wenn das Signal statistisch in allen zur Mittelung herangezogenen *Scans* gleich stark war. Bei einer zeitlich längeren Interferenz wird das Signal nach der Integration also ein höheres SNR haben. Handelt es sich dagegen um ein sehr kurzzeitiges Signal, welches nur in einem der zur Mittelung verwendeten *Scans* auftrat, dann wird das Signal im gemittelten Spektrum um den Faktor  $1/N$  verkleinert. Das SNR ist dadurch um den Faktor  $1/\sqrt{N}$  kleiner, als bei den ursprünglichen Daten. Ein schwaches kurzes Signal, welches vor der Integration gerade noch erkannt werden konnte, wird eventuell nach der Integration unter der Detektionsschwelle liegen. Im Gegenzug kann ein zeitlich konstantes Signal, welches vor der Integration unter der Detektionsschwelle lag, durch die Mittelung über die Schwelle gelangen.

Meist liegen die Dinge etwas komplizierter, da es sich bei den zeitlich veränderlichen Interferenzen um keinen der besprochenen Extremfälle handelt. Wie der Abb. 7.9 entnommen werden kann, steigt das mittlere SNR der zeitlich variablen Interferenz bei 1400.7 MHz durch die Integration an. Dies liegt daran, daß dieses Signal in fast allen *Scans* zu finden war und somit dem ersten Fall nahe kommt. Andere Ereignisse sind nach der Mittelung überhaupt nicht mehr erkannt worden, wie in der Abbildung zu sehen ist. Dabei handelt es sich meist um etwas schwächere Einzelereignisse, mit durchschnittlich etwa  $10\sigma$  welche nach obigen Überlegungen auf etwa  $1.8\sigma$  verringert werden. Somit liegen sie weit unterhalb der Schwelle von  $4\sigma$  die für eine Fensterung nötig ist. An den extrem intensiven Einzelereignissen vom 25/26.3.05 zeigt sich das andere Grenzverhalten. Hier wird das erzielte SNR nach einer Integration kleiner als vorher – um den erwarteten Faktor.

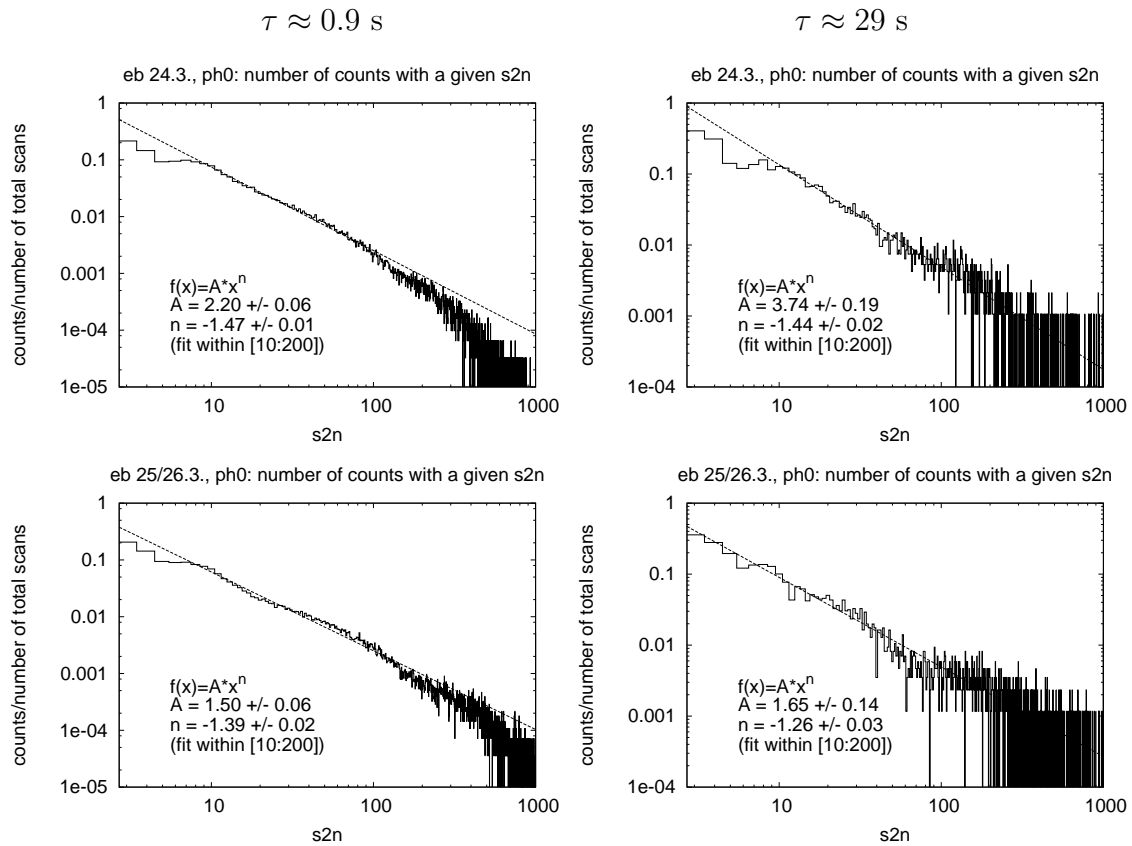
In Abb. 7.10 sind die SNR-Spektren der gemittelten Daten gezeigt. Der Exponent in der Potenzfunktion scheint durch die Mittelung etwas kleiner zu werden – allerdings ist diese Aussage wenig signifikant. Die Abflachung der Intensitätsspektren könnte verursacht werden durch eine leichte Verschiebung von kürzeren Ereignissen hin zu geringeren SNR (wie im vorherigen Absatz besprochen).

### 7.1.3 Untersuchung kürzerer Integrationszeiten

Offenbar spielt die Wahl der Integrationszeit eine große Rolle bei der Zuverlässigkeit der Detektion von RFI. Wie eben gezeigt wurde, ändert sich die Art der detektierbaren Störsignale mit der Integrationszeit. Um den Einfluß noch etwas genauer zu untersuchen, haben wir die Analyse für einen Datensatz mit 100 ms Integrationszeit wiederholt. Dabei handelt es sich um die Test-Messung vom 17. November 2004. Hierbei kam der 18-cm-Empfänger zum Einsatz. Allerdings wurde die Mittenfrequenz nicht auf die erforderlichen 175 MHz umgestellt. Somit ist kein astronomisches



**Abb. 7.9:** Die Zählraten, die sich nach Anwendung des *baseline-fit*-Algorithmus ergaben. **Links:** die Daten vom 24.3.05 (**obere Hälfte**) und 25./26.3.05 (**untere Hälfte**). Bemerkenswert ist die Tatsache, daß die mittlere Stärke der Interferenzen in einigen Kanälen mit der Intensität der astronomischen Linienemission vergleichbar ist. **Rechts:** dieselben Daten, allerdings wurde jede Position (*Subscan*) gemittelt, bevor die Daten prozessiert wurden. Dadurch wird der Einfluß der Integrationszeit auf die Art und Häufigkeit erkannter Störungen sichtbar.



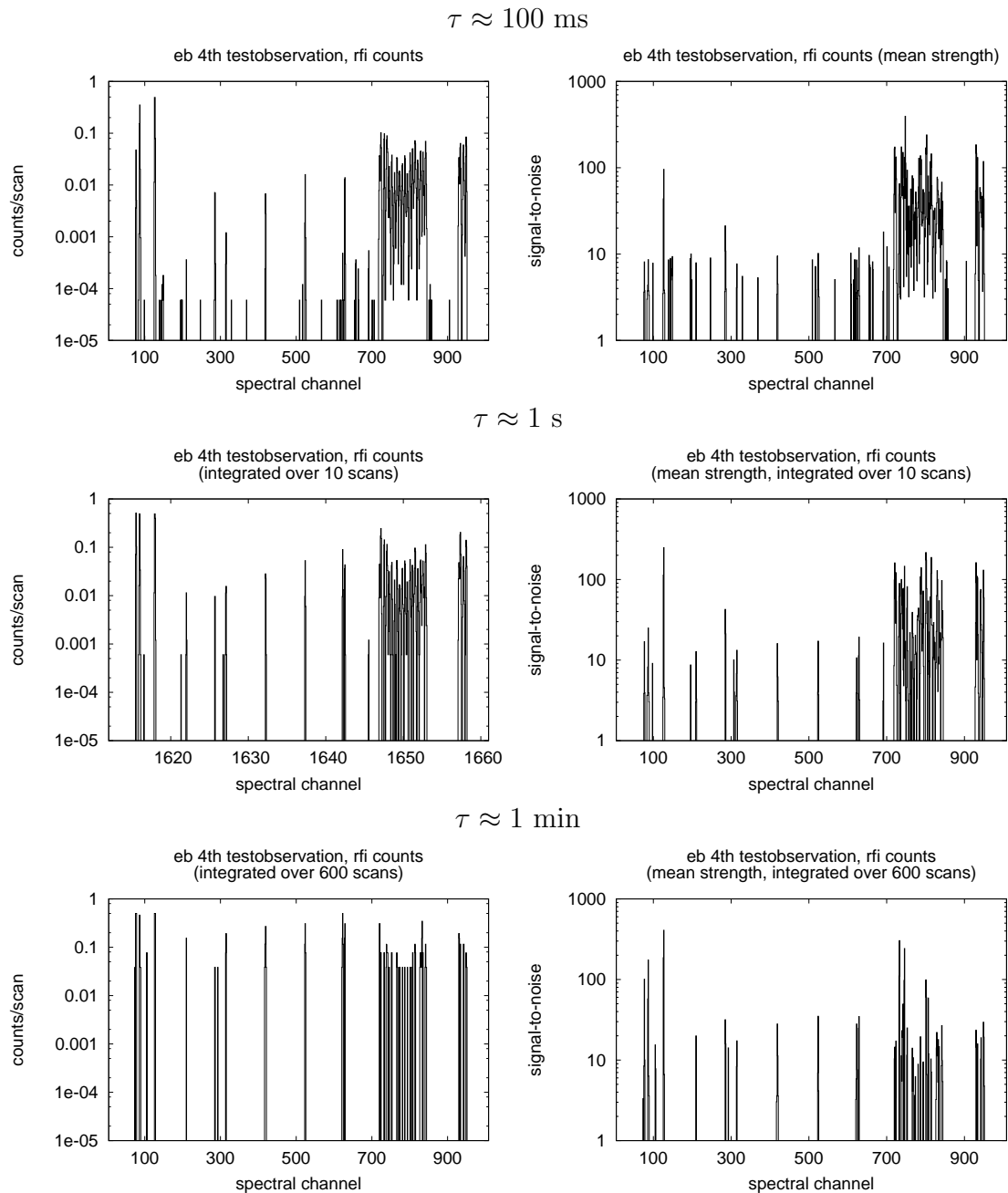
**Abb. 7.10:** Einfluß der Integrationszeit auf die Häufigkeit von Signalen mit bestimmtem SNR. Die Integration hat Einfluß auf den Spektralkoeffizienten des Potenzgesetzes. Das Spektrum wird etwas flacher, was bedeutet, daß zum Teil Werte mit geringerem SNR zu höheren SNR verschoben werden oder ganz wegfallen.

Signal in den Daten erkennbar. Die Interferenzen haben einen anderen Typ als in der astronomischen Messung. Die Störquelle erzeugt *spike*-artige Signale innerhalb eines breiten Bandes im Spektrum, wobei aber eine gewisse Häufung in bestimmten Spektralkanälen zu verzeichnen ist, siehe Abb. 6.2 (dritte Reihe). Auf Frequenzangaben wurde verzichtet, da das Spektrometer zum Zeitpunkt der Messung in der Entwicklungsphase war und nicht alle Teleskop-Parameter korrekt in den *Header* geschrieben wurden.

In Abb. 7.11 sind für drei verschiedene Integrationszeiten 100 ms, 1 s und 1 min die Häufigkeitshistogramme und die mittleren SNR gezeigt.

Wieder läßt sich das schon vorher besprochene Verhalten reproduzieren. Mit zunehmender Integrationszeit werden auch hier nicht mehr in allen Spektralkanälen *Peaks* erkannt, in denen vorher noch Ereignisse detektiert wurden. Gerade für die Ansammlung vieler kurzzeitiger Einzelereignisse (*spikes*, siehe Abb. 6.2, dritte Reihe) im Spektralbereich zwischen Kanal 700 und 900 sinkt das gefundene SNR mit jedem Integrationsschritt rapide ab. Bei einer Integrationszeit von etwa einer Minute (entspricht der Mittelung von 600 *Scans*) ist der Bereich bereits stark ausgedünnt.

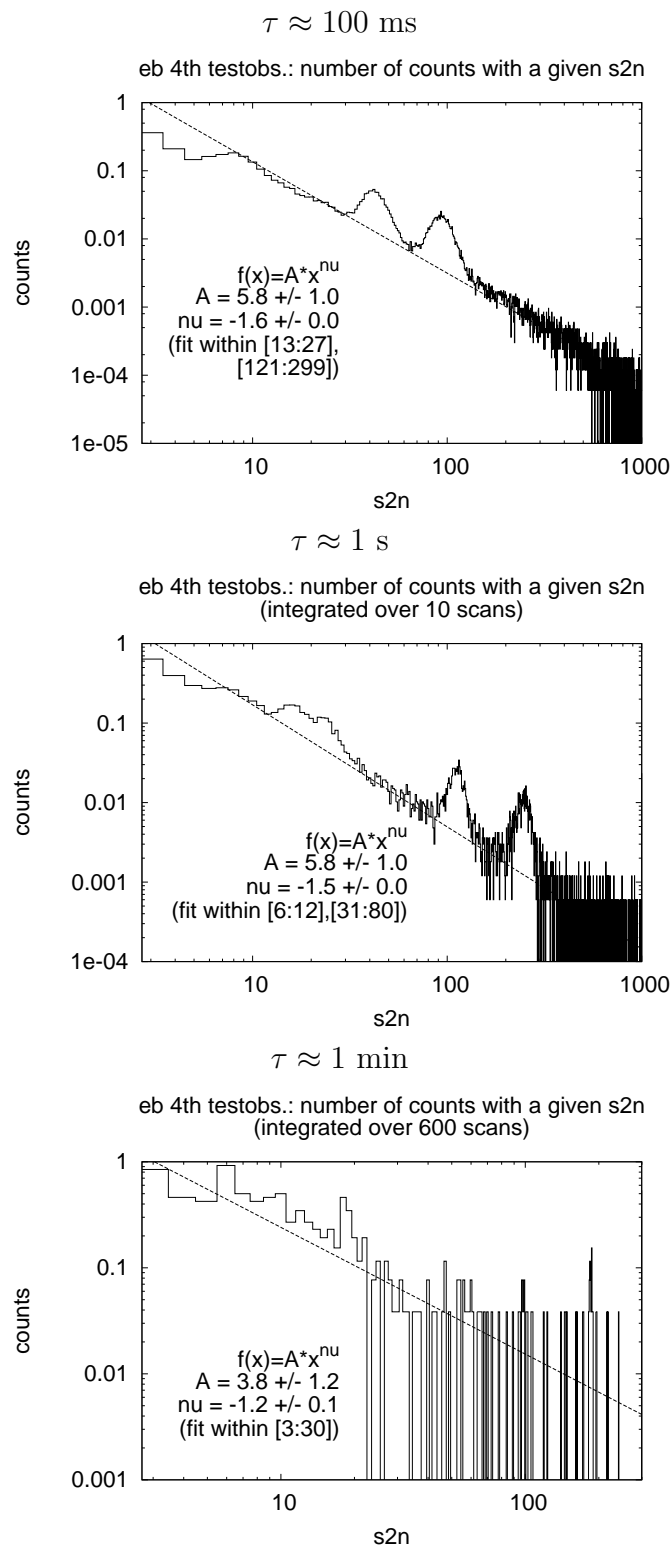
In Abb. 7.12 sind der Vollständigkeit halber die Leistungsspektren für alle drei Integrationszeiten angegeben. Diese unterscheiden sich deutlich voneinander. Auf kurzen Zeitskalen sind sehr gut zwei gaußartige Überlagerungen zum Potenzgesetz zu erkennen. Sie müssen zu Störquellen anderer Art gehören als diejenige Störquelle,



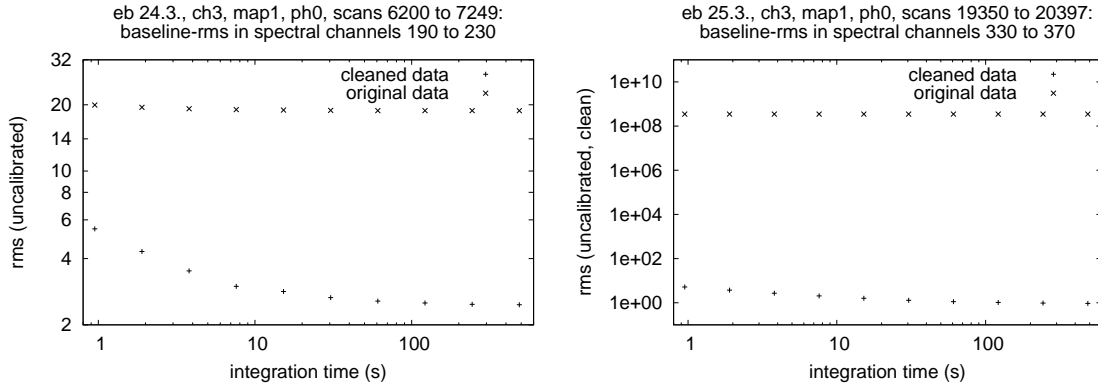
**Abb. 7.11:** Einfluß der Integrationszeit auf die erkannten *Peaks* im Testdatensatz vom 17.11.04. **Oben** sind die Häufigkeit und mittleres SNR für  $\tau \approx 100 \text{ ms}$  gezeigt, in der **Mitte** für  $\tau \approx 1 \text{ s}$  und **unten** für  $\tau \approx 1 \text{ min}$ .

welche das Potenzgesetz verursacht. Mit zunehmender Integrationszeit verschieben sich beide Beiträge und sind bei einer Integrationszeit von einer Minute überhaupt nicht mehr erkennbar.

Die gewählte Integrationszeit hat offensichtlich sehr großen Einfluß auf die Art und Menge der erkannten Interferenzen. Für eine gute RFI-Erkennung ist eine möglichst kurze Integrationszeit unabdingbar. Der Umfang der beobachteten Störungen legt nahe, daß die sorgfältige Analyse der Interferenzen in Beobachtungsdaten nicht vernachlässigt werden sollte. Bei einer Integrationszeit im Minutenbereich sind bereits sehr viele Störungen nicht mehr sichtbar. Dies bedeutet aber nicht, daß sie kein Problem mehr darstellen. Gerade nicht erkannte Interferenzen, verursachen fehler-



**Abb. 7.12:** Anzahl der detektierten Interferenzen als Funktion der Signalstärke. Wieder wurde ein Potenzgesetz in die Daten *gefittet*. Die Parameter sind der Abbildung zu entnehmen. Die verschiedenen Integrationszeiten ändern die Form des Spektrums dramatisch.



**Abb. 7.13:** Einfluß der Integrationszeit auf das Basislinien-Rauschen. **Links:** Datensatz vom 24.3.05 (*Scan*: 6200 bis 7249, *map1*, *ph0*, *ch3*). Er enthält eine zeitlich variable Interferenz. **Rechts:** Datensatz vom 25.3.05 (*Scan*: 19350 bis 20397, *map1*, *ph0*, *ch3*), welcher eine der sehr starken kurzzeitigen Störungen (*spike*) beinhaltet. In beiden Fällen zeichnet sich der gesäuberte Datensatz durch wesentlich geringeres Rauschen und vor allem günstigeres zeitliches Rauschverhalten aus (Sensitivität ist proportional zu  $1/\sqrt{T}$ ).

hafte Ergebnisse bei der Auswertung der astronomischen Daten. Die Tatsache, daß Signale schon bei einer Integration von nur einigen zehn Spektren nicht mehr detektiert wurden, zeigt den Umfang dieses Problems.

## 7.2 Auswirkung der Störungen auf die Qualität der Daten

Im folgenden Abschnitt soll untersucht werden, ob und wie stark sich die Störungen auf die für eine spätere astronomische Auswertung relevanten Parameter auswirken. Hierbei ist vor allem das Rauschverhalten der gemessenen Daten von Interesse. In Abschnitt 2.3.1 und 5.3 hatten wir bereits angemerkt, daß zur Detektion sehr schwacher Quellen genügend lange Integrationszeiten nötig sind. Vor allem muß die zeitliche Stabilität des Empfängersystems oberhalb dieser Integrationszeit liegen. Anderenfalls weist das Rauschen keine statistische Verteilungsfunktion mehr auf, so daß eine Mittelung der Meßwerte ab einer gewissen Zeit (Allan-Zeit) nicht mehr zur Verminderung des Rauschens führen kann. An dieser Stelle soll nun untersucht werden, wie sehr Störungen das zeitliche Rauschverhalten beeinflussen. Oder anders ausgedrückt, wie wichtig eine RFI-Beseitigung für die astronomische Auswertung der Daten ist.

Für die Untersuchung wurden exemplarisch zwei kürzere Unterdatensätze ausgewählt, die jeweils einen Typ der beobachteten Interferenzen beinhalten. Der erste Datensatz (*Scan*: 6200 bis 7249, *map1*, *ph0*, *ch3* vom 24.3.05) enthält bei Spektral-Kanal 215 eine zeitlich variable Interferenz. Der zweite Unterdatensatz stammt aus der Messung vom 25.3.05 (*Scan*: 19350 bis 20397, *map1*, *ph0*, *ch3*). In diesem befindet sich eines der extremen Einzelereignisse, siehe auch Abb. 7.4. Beide Datensätze umfassen jeweils 512 aufeinanderfolgende *Scans*. Zur Bestimmung des Rauschverhaltens gingen wir wie folgt vor. Für jedes Spektrum wurde in einen kleineren Spektralbereich (40 Kanäle) ein Polynom niedriger Ordnung (4.) *gefittet*, so daß sich aus

dem RMS des Residuals eine Abschätzung für das Rauschen ergibt. Um den Einfluß der Integrationszeit zu testen, wurden sukzessiv jeweils aufeinanderfolgende *Scans* gemittelt und erneut das RMS berechnet.

Das Programm `surfacefit` gibt bei Angabe des Parameters `-e` einen von Interferenzen gesäuberten Datensatz aus. Dabei werden alle Werte, die als *RFI-Peaks* erkannt wurden, durch die *Fit*-Werte an der entsprechenden Stelle ersetzt. Auch hierfür wurde analog das Rauschverhalten ermittelt. In der Abb. 7.13 ist für beide Unterdatensätze der Verlauf für die Original- und die gesäuberten Daten aufgetragen. Durch die Interferenzen ergibt sich in beiden Fällen ein wesentlich höheres Rauschniveau, und das Rauschen nimmt auch langsamer ab als bei den sauberen Daten.

In Anwesenheit von Interferenzen kann also davon ausgegangen werden, daß im betreffenden Spektralbereich nicht die gewünschte Empfindlichkeit erzielt werden kann, so daß eine astronomische Auswertung gestört wird. Dies unterstreicht die Wichtigkeit der Beseitigung von RFI-Signalen für die astronomische Datenanalyse.

Interessant wäre auch, wie stark Interferenzen die Gaußfit-Parameter (astronomische Linie) verändern. Jedoch liegen bei unseren Daten im betreffenden Spektralbereich keine Störungen vor. Zusätzlich hätte die recht komplexe Form der Spektrallinie der Milchstraße mit mehreren Gaußfits beschrieben werden müssen, was eine direkte Untersuchung noch erschwerte.

## 7.3 Mögliche Ursachen der beobachteten Interferenzen

Mögliche Quellen der Störsignale lassen sich zunächst in zwei Gruppen einteilen. Einerseits kommen elektronische Geräte in der Umgebung des Teleskops, also insbesondere im Gebäude, sowie andererseits Radiostrahlung von außerhalb in Frage. Zu letzterer gehören drahtlose Telekommunikation, Radio- bzw. Fernsehsender<sup>5</sup>, Satellitenverbindungen, sowie Radar-Applikationen. Störungen durch militärische Radarstrahlung sind zwar relativ selten, erzeugen aber sehr starke Interferenzen. Dabei gerät die Strahlung nicht notwendigerweise direkt in die Antenne, sondern ist selbst als reflektiertes Signal (z.B. an Flugzeugen) stark genug für ein so empfindliches Gerät wie ein Radioteleskop. Aber auch der Trend, in viele Autos Einparkhilfen (auf Basis von Radargeräten) einzubauen, ist für die Radioastronomie problematisch – gerade im wichtigen 21-cm-Wellenlängenbereich. Einige Autohersteller wollen einen dazu nahen Frequenzbereich (2.8 GHz) nutzen.

Bei der Ursachensuche ist nicht nur die Beobachtungsfrequenz entscheidend, sondern auch der Bereich zwischen 0 und 200 MHz (je nach verwendetem Zwischenfrequenzband). Es ist nämlich auch möglich, daß Störungen nicht durch die Teleskop-Antenne aufgenommen werden, sondern direkt in die Zwischenfrequenz-Kette oder das Spektrometer selbst gelangen. Deshalb können auch Radio- und Fernsehsender mit Frequenzen in diesem Bereich störend wirken. In so einem Fall müßten die Interferenzen in einem festen Kanal und nicht bei einer festen Frequenz zu finden sein. Die Signale erfahren ja nicht den Frequenzhub durch die verschiedenen LO-Frequenzen,

---

<sup>5</sup>In weiten Teilen Deutschlands ist gerade die Umstellung auf digitales terrestrisches Fernsehen (DVB-T) erfolgt oder im Gange. Obwohl die totale nötige Sendeleistung durch die Digitalisierung geringer geworden ist, machen gerade die sehr schmalbandigen digitalen Signale mehr Probleme als das frühere Analog-Fernsehen.

wenn sie erst nach dem Mischer in den Signalweg gelangen. In unseren Messungen war dies meist nicht der Fall. Lediglich bei der Test-Messung vom 22.10.04 konnte ein solches Verhalten festgestellt werden und auch nur in einem Polarisationskanal. Der Grund ist eventuell, daß der entsprechende Kanal nicht korrekt ausgesteuert war und daher durch eine sehr geringe äußere Signalstärke die Störungen überhaupt erst sichtbar wurden.

Wie bei der Analyse der Interferenzen herausgearbeitet wurde, macht den Großteil der Belastung offenbar Strahlung aus dem Effelsberger Gebäude selbst aus. Dabei muß es sich um Radiostrahlung durch elektronische Geräte handeln. Viele digitale Geräte nutzen Oszillatoren zur Taktgebung. Neuere Computer haben Taktfrequenzen (Prozessor) im Gigahertz-Bereich sowie Busfrequenzen von einigen 10 bis 100 MHz, welche alle im für Störungen relevanten Frequenzraum liegen. Bei Labor-tests konnte sogar die Taktfrequenz des PCI-Busses von 66 MHz des Spektrometers gemessen werden, aber nur, wenn der Eingangskanal elektrisch nicht korrekt abgeschlossen war. Selbst, wenn eine mögliche Störquelle nicht im selben Band strahlt, kann eine höhere Harmonische der Frequenz im beobachteten Frequenzbereich liegen und somit gemessen werden. Es ist nicht einfach aufgrund einer gemessenen Frequenz eindeutig auf die Natur einer Störquelle zu schließen.

Da fast alle Interferenzen dem Frequenzhub folgen (d.h. sie sind bei festen Frequenzen und nicht in festen Spektralkanälen zu finden), müssen diese bereits vor der Zwischenfrequenz-Kette in den Signalweg gelangt sein. Dies und die Konsistenz zwischen der Empfangscharakteristik des Teleskops und dem Verlauf der Zählrate als Funktion des Winkelabstandes zum Gebäude belegt die Aufnahme der Strahlung durch die Antenne.

Als Störquelle konnte bei früheren Messungen bereits eine *Webcam* ausgemacht werden. Auch das *Pulsarbackend* steht im Verdacht, Interferenzen zu erzeugen. Um die Probleme zu minimieren, wird derzeit ein Faraday-Raum gebaut, in dem die elektronischen Geräte untergebracht werden sollen. Kalberla (priv. com., 2005) und Kerp (priv. com., 2004) berichteten von Problemen, die ein Computer (PowerPC) bzw. ein Monitor verursachten. Auch der Autokorrelator (AK90) produziert bekanntermaßen Störungen. Der AK90 arbeitet intern mit einer zweiten Mischerfrequenz von 1.40 GHz. Bei Messungen mit dem 21-cm-Empfänger soll sie auf 1.45 GHz verschoben werden, damit die störenden Beiträge aus dem betrachteten Band gelangen. Dieser Empfehlung kamen wir bei unseren Messungen auch nach. Bei den Beobachtungen machte eine Interferenz bei 1400.7 MHz einen großen Anteil am Gesamt-RFI-Aufkommen aus. Hierbei könnte es sich eventuell um genau die Störung durch den AK90 handeln, zumal der Standort der Quelle mit hoher Wahrscheinlichkeit innerhalb des Observatoriums zu suchen ist, siehe Abschnitt 7.1.2. Allerdings müßte das Signal hierzu über *Aliasing*-Effekte in den gemessenen Bandbereich repliziert worden sein. Das setzt voraus, daß es sich um ein extrem starkes Signal handelt, weil alles außerhalb des Bandpaß-Filters stark unterdrückt wird. Auch bei einer Frequenz von 1436 MHz war ein zeitlich variables Signal für längere Zeit erkennbar. Es weist ähnliche Eigenschaften auf und hat seine Ursache vermutlich ebenfalls im Gebäude selbst.

Eine kurze Übersicht über einige von der Regulierungsbehörde für Post und Telekommunikation (RegTP) vergebene Frequenzen, die prinzipiell Störungen verursachen könnten, findet sich in Tabelle 7.1. Hierbei handelt es sich lediglich um einen Auszug. Da bei unseren Messungen der Großteil der Interferenzen nachweislich aus

Frequenz (MHz)	Nutzung
87.5 – 108.0	Ton-Rundfunk
108.0 – 117.8	Flugnavigation
144.0 – 146.0	Amateurfunk
174.0 – 223.0	Fernseh-Rundfunk (DVB-T)
890.0 – 915.0	digitaler zellularer Mobilfunk (GSM)
1370.0 – 1400.0	militärische Anwendungen (z.B. Funk, Erderkundung)
1400.0 – 1427.0	reserviert für Radioastronomie
1427.0 – 1452.0	Mobilfunk (zivil, militärisch)
1452.0 – 1479.5	Tonrundfunk (DAB)
1479.5 – 1492.0	digitaler Satellitenrundfunk (DAB)
1646.5 – 1656.5	Serviceverbindungen im Satellitenfunk
1660.0 – 1660.5	reserviert für Radioastronomie
1820.1 – 1875.5	digitaler zellularer Mobilfunk (GSM)
1880.0 – 1900.0	schnurlose Telekommunikation (DECT)
1900.0 – 1980.0	digitaler zellularer Mobilfunk (UMTS)

**Tab. 7.1:** Einige Beispiele für die Nutzung bestimmter Frequenzen in Deutschland. Quelle: Regulierungsbehörde für Post und Telekommunikation (2004).

dem Observatoriumsgebäude kam, kann keine Aussage über die relative Störanfälligkeit der einzelnen Subbänder gemacht werden.

## 7.4 Vergleich der Ergebnisse für verschiedene Algorithmen

Die bisherigen Ergebnisse wurden mittels *surface-* bzw. *baseline-fitting* gewonnen. Beide Methoden haben den Vorteil, daß auch schwache Signale vom Bandpaß separiert werden können. Sie sind allerdings rechenintensiv.

Im Kapitel 6 wurden noch andere Möglichkeiten zur RFI-Erkennung vorgestellt. Bei der Methode der gewichteten Subtraktion verringert sich etwa in vielen Fällen das SNR der Interferenz, da im Allgemeinen die Interferenz nicht nur in einem der Polarisationskanäle aufgenommen wird. Solche Effekte wirken sich auch auf die Statistiken der erkannten Interferenzen aus. Dies soll in diesem Abschnitt gezeigt werden.

Die gewichtete Subtraktion kann mit `addnew` in mehreren Modi durchgeführt werden. Sie wurden bereits ausführlich in Abschnitt 6.3.1 erläutert. Wir haben für sechs verschiedene Kombinationen die Häufigkeiten der erkannten *Peaks* sowie deren SNR-Leistungsspektren ermittelt. Um jeden Modus mit optimalen Parametern betreiben zu können, wurden mit `simulatedannealing` geeignete Parametervektoren ermittelt, vgl. Abschnitt 6.4. Hierzu erzeugten wir künstliche Spektren. Um eine gute Vergleichbarkeit zu gewährleisten, wurden die Parameter auf ein SNR von  $5\sigma$  optimiert, d.h. die künstliche Interferenz wurde auf eine Intensität von  $5\sigma$  eingestellt<sup>6</sup>.

<sup>6</sup>Das SNR entspricht damit dem *Trigger-Level* des *Baseline-Fittings*. Die gewichtete Subtraktion sollte demnach auf die kleinsten erkennbaren *Peaks* ähnlich gut ansprechen wie die *Baseline-Fit*-Methode. In den realen Daten kommen systematische Probleme wie starke Welligkeit der Basislinie im Kanal `ch1` hinzu. Somit verschlechtert sich letztendlich die Erkennung.

Methode	addnew				detectrfi		Erkennungsrate	Fehlerquote
	<i>mean</i>	<i>robust mean</i>	<i>poly-nom</i>	<i>median</i>	<i>non-robust</i>	<i>robust</i>		
Eins	x				x		95.6%	4.7%
Zwei	x					x	92.7%	4.8%
Drei		x			x		93.7%	4.4%
Vier		x				x	96.0%	4.4%
Fünf			x		x		96.0%	3.9%
Sechs				x	x		93.7%	4.0%

**Tab. 7.2:** Die verschiedenen Kombinationen der getesteten Methoden und ihre Erkennungsqualität auf den künstlich erzeugten Datensätzen. Die Erkennungsrate gibt wieder, wieviele der künstlich erzeugten RFI-Signale korrekt erkannt wurden, die Fehlerrate beschreibt, wieviel Prozent der Werte eines Spektrums (fälschlicherweise) als RFI-Signal interpretiert wurden.

Untersucht wurden verschiedene Kombinationen der Parameter von `addnew` und `detectrfi`, wie in Tab. 7.2 gezeigt. Die jeweiligen Ergebnisvektoren des `simulated-annealing`-Tasks sind in der Tabelle C.1 im Anhang C zu finden. Die Abb. 7.14 bis 7.19 zeigen für jede Kombination die ermittelten Zählstatistiken sowie Intensitätsspektren. Die Daten stammen ebenfalls nur aus dem astronomischen Datensatz.

Alle Methoden, bis auf Methode Zwei, liefern ein wesentlich höheres Grund-Rausch-Niveau als das *Baseline*- oder *Surface-Fitting*. Dieser Anteil könnte durch Angabe eines höheren *Thresholding-Levels* verringert werden, würde aber auch zu Lasten der Erkennungsrate gehen. Das erzielte SNR der *Peaks* liegt bei Verwendung nicht-robuster Wichtungsalgorithmen oft weit unter dem korrekten Verhältnis (die *median*-Wichtung zählt zu den robusten Verfahren). Der Grund liegt vor allem darin, daß dann auch die Interferenzen selbst in die Berechnung der Wichtungsfaktoren und Rauschwerte eingehen und diese zum Teil empfindlich verändern. Ohnehin wird durch die Subtraktion oft schon ein Teil des SNR verringert. Das spiegelt sich auch sehr deutlich in den Intensitätsspektren wieder, welche je nach Methode eine mehr oder weniger starke Abweichung von dem Potenzgesetz aufweisen.

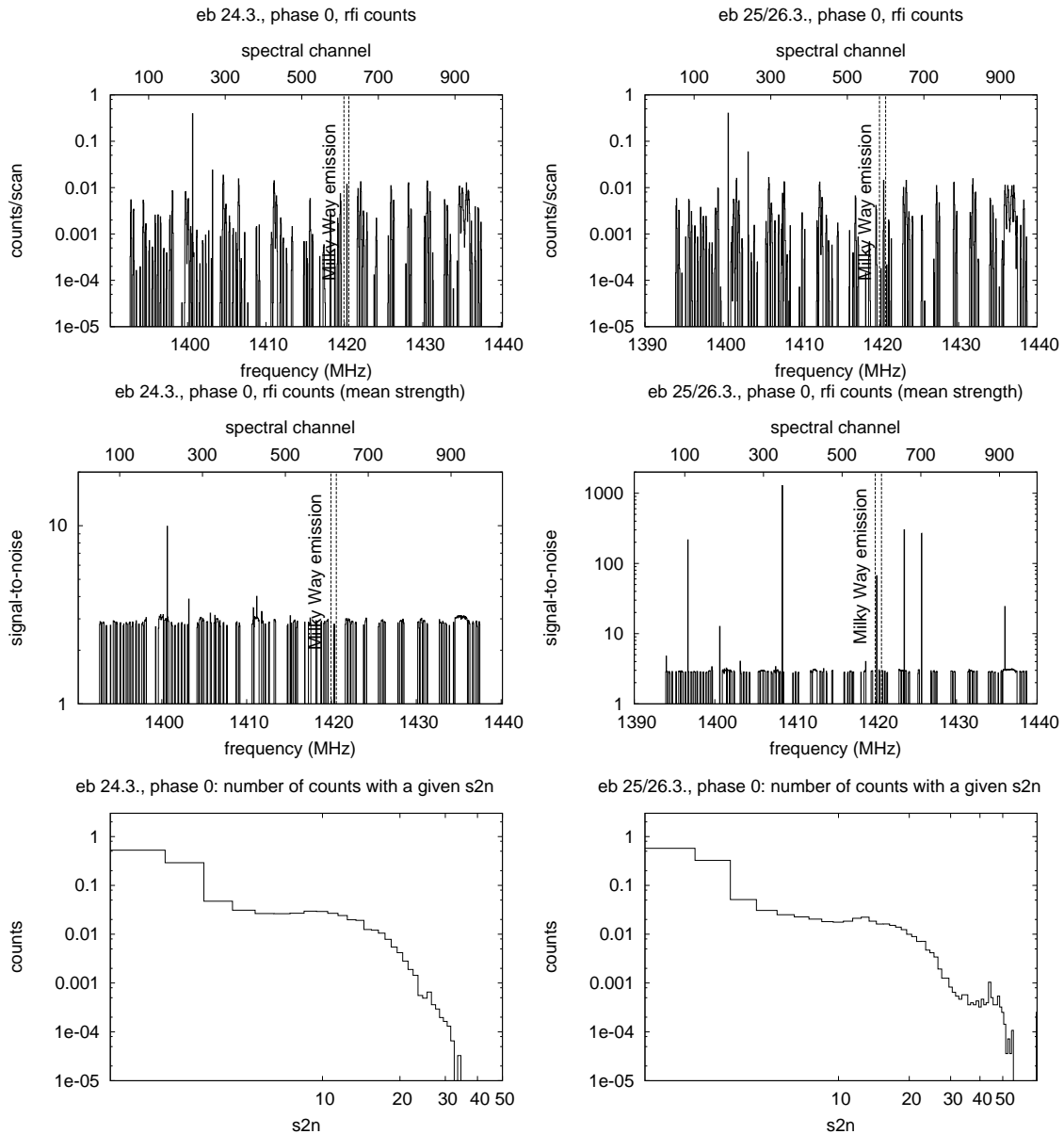
Zum Problem der irrtümlich detektierten Rausch*peaks* sollen noch einige kurze Bemerkungen gemacht werden. Bei den verwendeten Algorithmen ergeben sich Fehlerraten (also vom Algorithmus erkannte Interferenz-*Peaks*, die nicht real sind) von wenigen (maximal 1...2) Prozent pro Spektral-Kanal. *Blanken* (Herausschneiden) wir diese Werte sowie ihre benachbarten spektralen Kanäle, dann erhöht sich die effektive Fehlerrate auf 3 – 6%. Ein entsprechender Anteil der Daten geht uns somit für die Auswertung verloren.

In unserem Fall gilt mit

$$\text{SNR} \sim \frac{1}{\sqrt{N}}$$

wobei  $N$  die Anzahl der *Scans* ist

$$\frac{\Delta\text{SNR}}{\text{SNR}} = \frac{\text{SNR}_{\text{raw}} - \text{SNR}_{\text{blank}}}{\text{SNR}_{\text{raw}}} = \frac{1/\sqrt{N_{\text{raw}}} - 1/\sqrt{N_{\text{blank}}}}{1/\sqrt{N_{\text{raw}}}} = 1 - \sqrt{N_{\text{raw}}/N_{\text{blank}}}$$

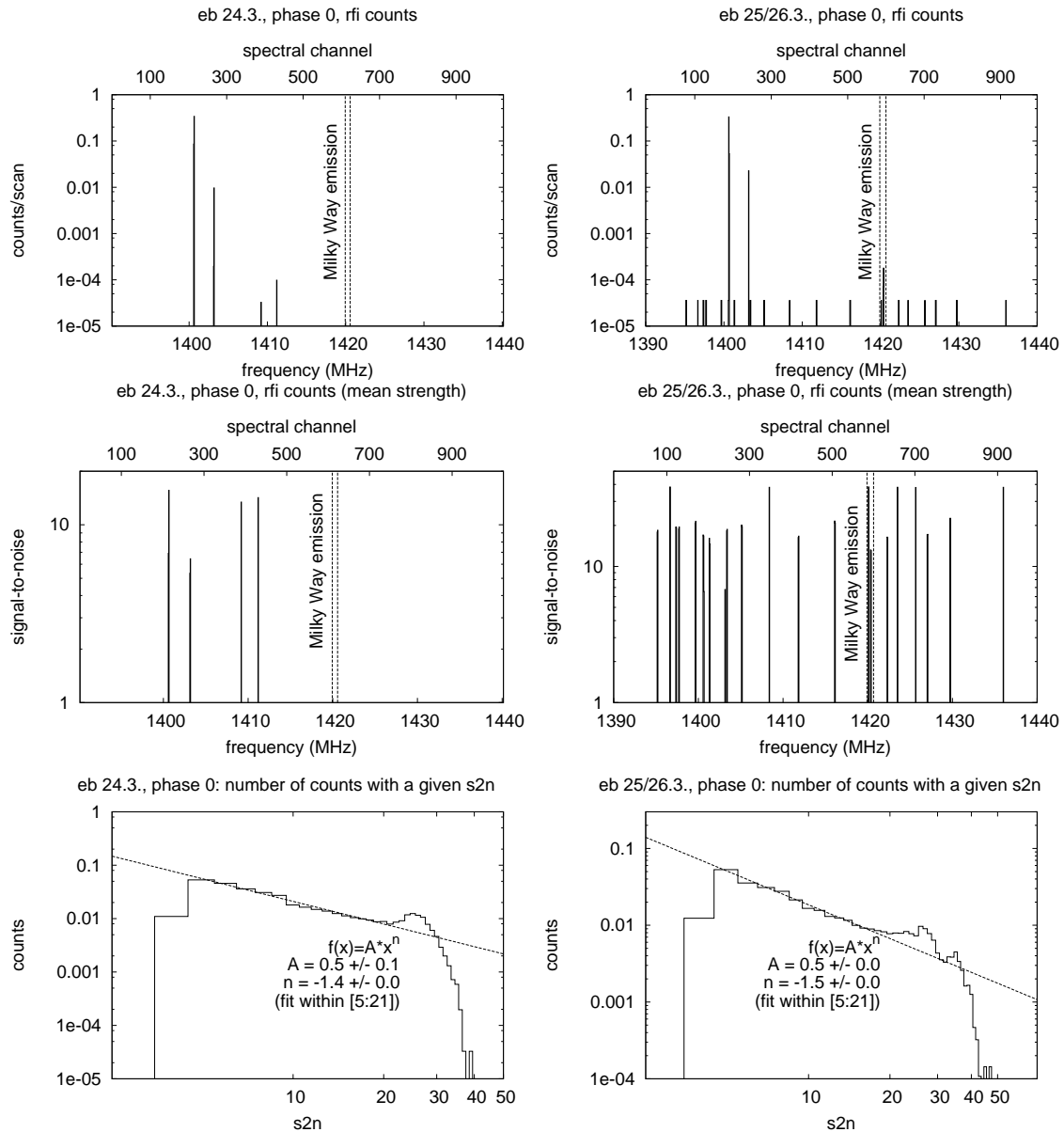


**Abb. 7.14:** Statistik für eine nicht-robuste gewichtete Subtraktion sowie eine nicht-robuste *Peak*-Erkennung (Methode **Eins**). Der Parametersatz erzielte auf dem künstlichen Datensatz eine Erkennungsrate von 95.6% bei einer Fehlerquote von 4.7%.

Für den Fall, daß 10% aller *Scans* unbrauchbar sind, folgt

$$\frac{\Delta\text{SNR}}{\text{SNR}} = 1 - \sqrt{\frac{100\%}{90\%}} = -5\%$$

Das erzielbare SNR wird also um einen vergleichsweise kleinen Bruchteil verringert. Was allerdings nur unter der Voraussetzung gilt, daß wir neben den falsch erkannten Rauschpeaks alle Interferenzen *blanken*, denn diese senken ebenfalls das erzielbare SNR. Wir haben in den Simulationen Erkennungsraten von über 95% erzielt. Die Zahl bezieht sich auf die Anzahl der Spektren, d.h. alle 20 *Scans* wird eine Interferenz nicht erkannt. Es ist also durchschnittlich nur alle 6000 *Scans* ein komplettes Spektrum fehlerhaft, da wir 1024 spektrale Kanäle haben und wieder annehmen, daß pro *count* drei Kanäle geblenkt werden. Wir können die RFI-Signale dennoch nicht

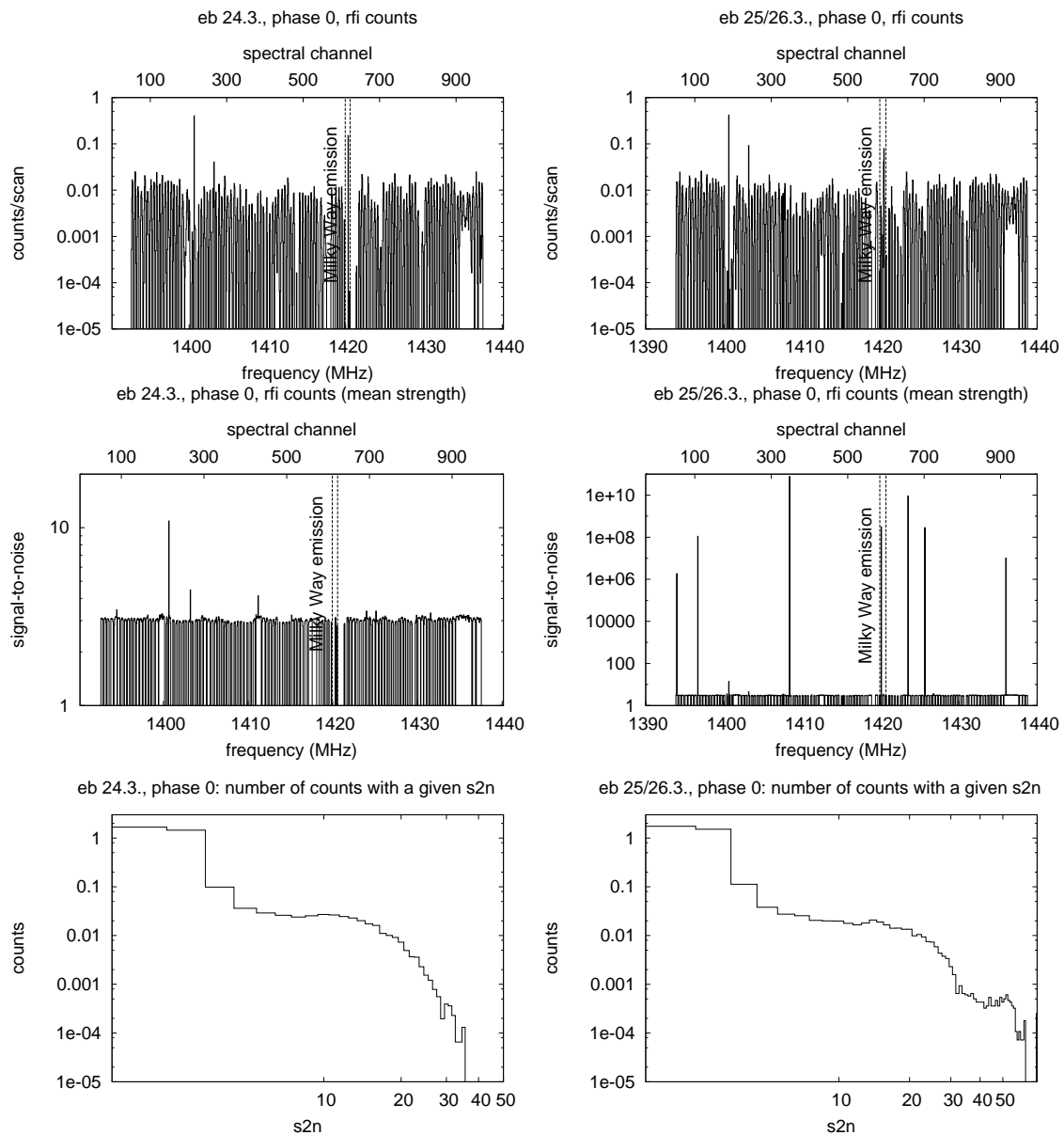


**Abb. 7.15:** Statistik für eine nicht-robuste gewichtete Subtraktion, aber eine robuste *Peak*-Erkennung (Methode **Zwei**). Der Parametersatz erzielte auf dem künstlichen Datensatz eine Erkennungsrate von 92.7% bei einer Fehlerquote von 4.8%. Dies ist der einzige Modus, der noch ein erkennbares Potenzgesetz liefert. Die *Fit*parameter sind in der Abbildung angegeben. Der Exponent des Potenzgesetzes ist etwas geringer als beim *Baseline-Fitting*.

vernachlässigen, weil die Interferenzen zum Teil erhebliche Intensitäten erreichen. Sie würden ausreichen, um den Mittelwert aus vielen tausend Spektren signifikant zu verändern. Eine RFI-Erkennung und -Beseitigung ist also unabdingbar. Es kann davon ausgegangen werden, daß hauptsächlich die schwächeren Interferenzen nicht erkannt werden<sup>7</sup>.

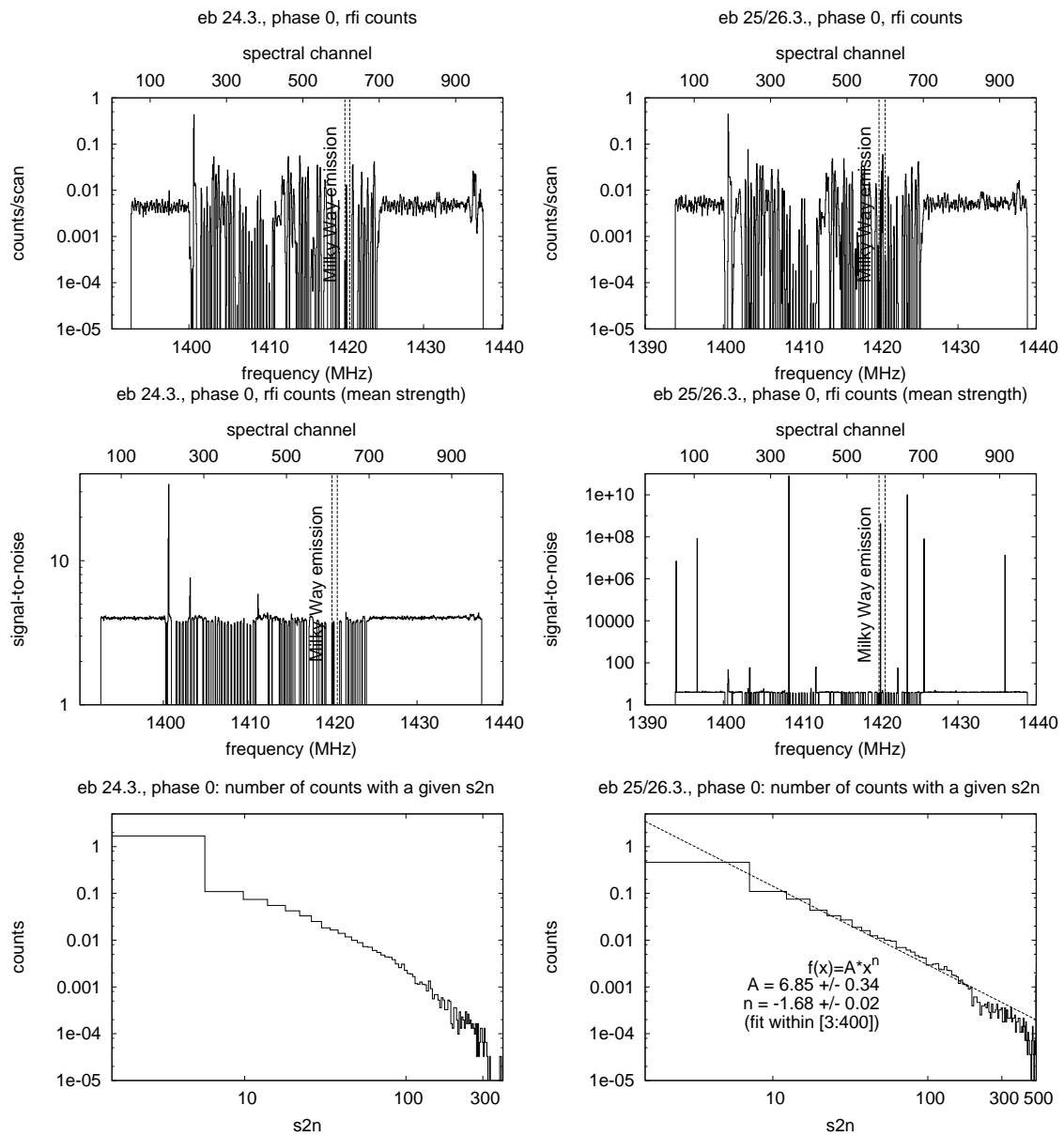
Auch der praktische Vergleich der Methoden hat gezeigt, daß die Verwendung des *surface-fit*-Algorithmus die bei weitem besten Ergebnisse erzielt. Zum einen ist

<sup>7</sup>Diese Schlußfolgerung erlaubt die Analyse der Simulationen für SNRs von  $10\sigma$ , bei denen die Erkennungsrate gegen 100% strebt.

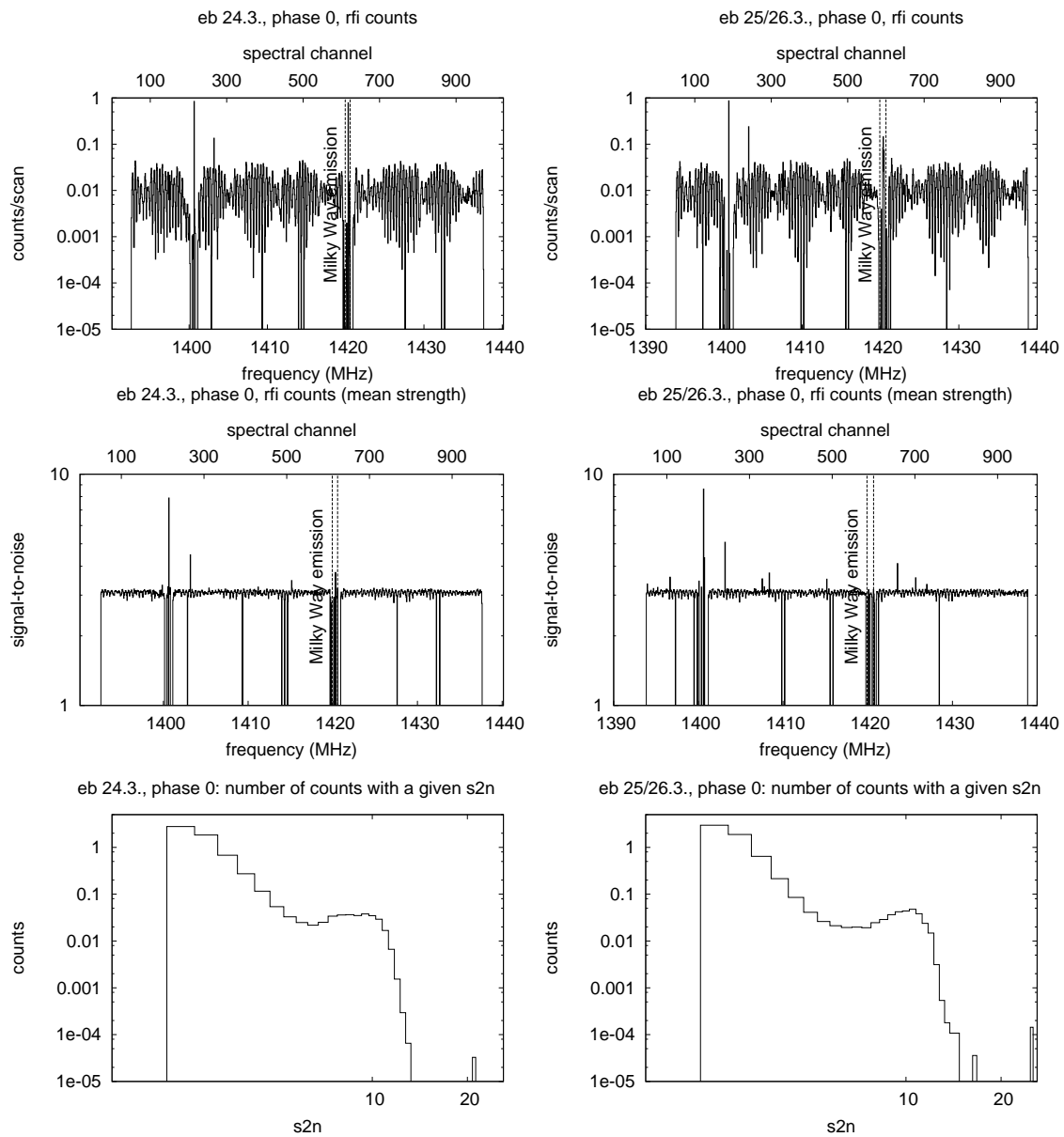


**Abb. 7.16:** Statistik für eine robuste gewichtete Subtraktion und eine nicht-robuste *Peak*-Erkennung (Methode **Drei**). Der Parametersatz erzielte auf dem künstlichen Datensatz eine Erkennungsrate von 93.7% bei einer Fehlerquote von 4.4%. Durch die robuste Wichtung sind die erzielten SNR akkurater, d.h. sie ähneln den Werten der *Baseline-Fit*-Methode.

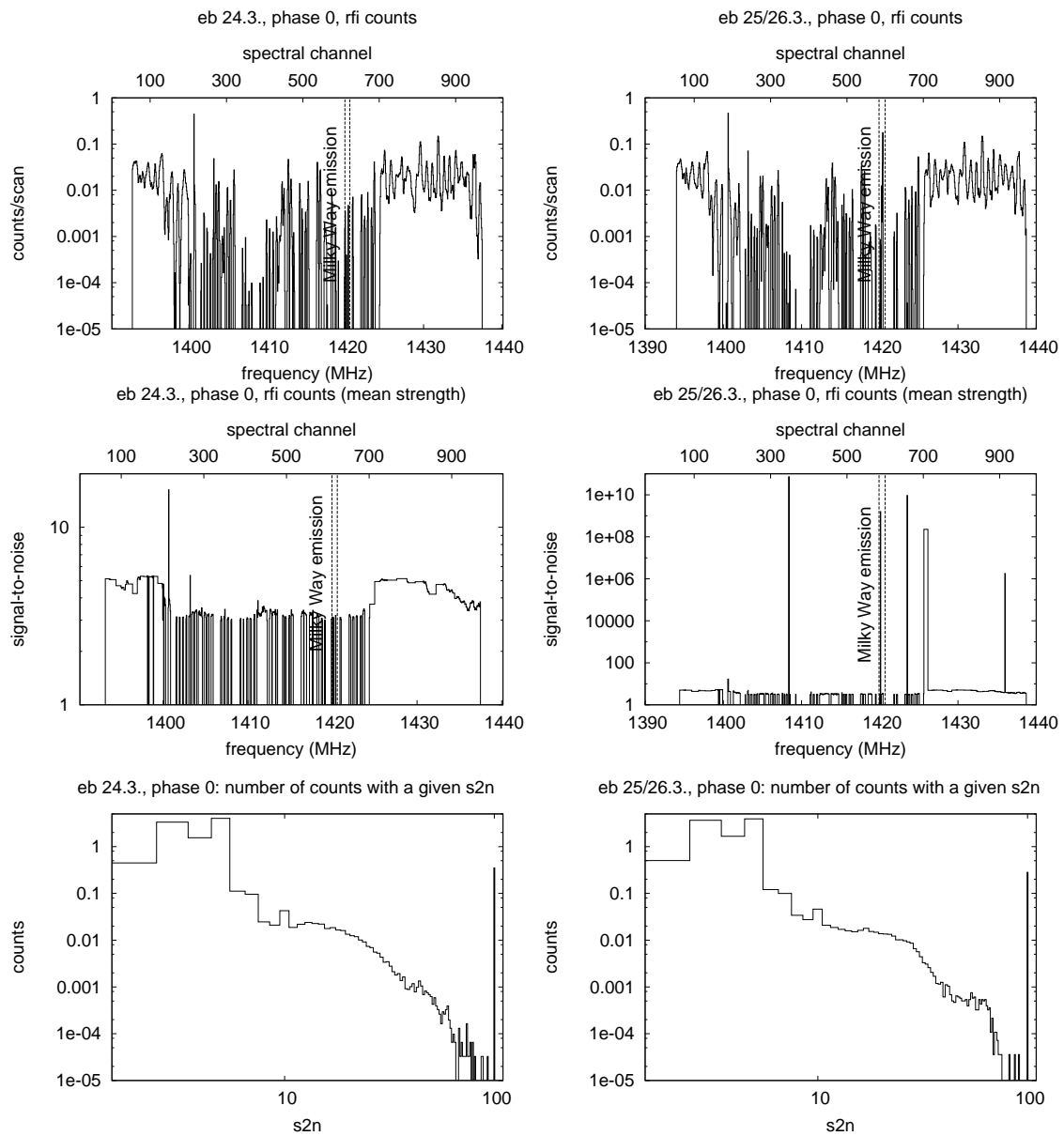
die Methode als einzige in der Lage, auch breitbandige Störungen zu erkennen und zum anderen werden aufgrund der  $4\sigma$ -Schwelle zur *Triggerung* eines Fensters so gut wie keine Rauschpeaks als Interferenzen detektiert. Der Oberflächenfit kann in akzeptabler Rechenzeit vom auswertenden Astronomen vorgenommen werden. Dieser hat damit ein Werkzeug in der Hand, um eine RFI-Analyse vorzunehmen, die bisher von keinem der gängigen Astronomie-Software-Pakete angeboten wird.



**Abb. 7.17:** Statistik für eine robuste gewichtete Subtraktion und eine robuste *Peak*-Erkennung (Methode **Vier**). Der Parametersatz erzielte auf dem künstlichen Datensatz eine Erkennungsrate von 96.0% bei einer Fehlerquote von 4.4%. Wieder sind die durch robuste Wichtung erzielten SNR akkurater.



**Abb. 7.18:** Statistik für eine gewichtete Subtraktion bei Einsatz von *polynom-weighting* und eine nicht-robuste *Peak-Erkennung* (Methode **Fünf**). Der Parametersatz erzielte auf dem künstlichen Datensatz eine Erkennungsrate von 96.0% bei einer Fehlerquote von 3.9%.



**Abb. 7.19:** Statistik für eine gewichtete Subtraktion mit *median-weighting* und eine nicht-robuste *Peak*-Erkennung (Methode **Sechs**). Der Parametersatz erzielte auf dem künstlichen Datensatz eine Erkennungsrate von 93.7% bei einer Fehlerquote von 4.0%.

# 8. Zusammenfassung der Ergebnisse

## Die RFI-Situation in Effelsberg

Einen wichtigen Teil der Diplomarbeit machte – neben der Entwicklung von Detektionsalgorithmen – die Analyse der Interferenzen am Radioteleskop in Effelsberg aus. Die RFI-Situation wurde von uns erstmals quantitativ untersucht. Dabei stellten wir fest, daß in dem Datensatz der astronomischen Messungen ein Großteil der Störungen durch zeitlich variable schmalbandige und sehr frequenzstabile Interferenzen verursacht wurde. Diese haben Signalstärken von bis zu durchschnittlich 9 K und sind damit vergleichbar mit der Linienemission der Milchstraße (ca. 11 K für die betrachtete Richtung). Die Störungen erzeugten Zählraten von ca. 1 bis 6 *counts* pro Sekunde abhängig von der Beobachtungsrichtung. Damit befindet sich in fast jedem Spektrum ein RFI-Ereignis. Die Anzahl der Störungen konnte auch in Bezug zur Signalstärke gesetzt werden: über einen weiten Bereich der SNR-Werte  $\sigma$  aller Interferenzen ist die Zählrate proportional zu  $\sigma^{-1.5}$ . Der Vergleich mit anderen Messungen zeigt jedoch, daß die Art der vorkommenden Interferenzen bei jeder Beobachtung verschieden sein kann. Hier spielt der gewählte Empfänger bzw. das Frequenzband, aber auch der Zeitpunkt der Messung eine Rolle. So wurden bei der Testmessung mit dem 18-cm-Empfänger vor allem *spikes* (Spitzen) in großen Mengen gefunden, die alle innerhalb eines festen Frequenz-Bereiches im Spektrum lagen. Bemerkenswert sind auch die extrem intensiven Einzelereignisse, die mit Signalstärken von bis zu  $10^{10}$  K detektiert wurden. Selbst bei längeren Integrationszeiten dominieren diese sämtliche Werte innerhalb eines Spektralkanals (Zeitreihe). Daneben konnten breitbandige Störungen sowie einzelne kurze schmalbandige Interferenzen beobachtet werden. Sie machen in unseren Datensätzen nur einen Bruchteil des Gesamt-RFI-Aufkommens aus, sind aber über das komplette Spektrum verteilt zu finden. Es reicht also nicht aus, nur einen bestimmten Teil des Frequenzbereiches von der Datenreduktion auszuschließen, um das Interferenzproblem zu lösen.

Fast alle der detektierten Interferenzen gelangten durch das Empfängerhorn in den Signalweg. Das folgt aus der Tatsache, daß die Signale in den verschiedenen Meßphasen des *frequency-switchings* bei festen Frequenzen und nicht in festen Spektralkanälen zu finden sind. Dies, die Erhöhung der Zählrate bei kleiner werdendem

Winkelabstand zum Gebäude sowie der lokale Anstieg bei einem Winkel, der dem *spill-over*-Winkel des Teleskops entspricht, hat gezeigt, daß ein großer Teil der Interferenzen aus dem Effelsberger Observatoriums-Gebäude selbst kommen muß. Selbst wenn die Hauptkeule des Teleskops nicht in Richtung des Gebäudes liegt, kann also eine nicht zu vernachlässigende Menge von Störungen aus dem Observatorium in das Teleskop gelangen.

Ein Kandidat für die Störquelle, die die starke zeitlich variable Interferenz bei ca. 1400.7 MHz verursacht, ist der Autokorrelator AK90. Er arbeitet intern mit einer weiteren Mischfrequenz von 1.40 GHz. Die Störung wurde bereits früher entdeckt, daher soll bei 21-cm-Messungen die Mischfrequenz manuell auf 1450 MHz verschoben werden. Dieser Empfehlung wurde bei unseren Messungen auch Folge geleistet. Es wäre möglich, daß trotz dieser Verschiebung um 50 MHz durch *aliasing*-Effekte ein replizierter *Peak* bei 1400 MHz beobachtet werden kann. Dazu müßte die Quelle allerdings sehr intensiv sein, da *Aliasing* durch den Bandpaß stark unterdrückt wird. Außerdem befindet sich der AK90 in einem Faraday-Schrank, der zusätzlich eine Abschwächung um etwa 30 dB liefert.

In Effelsberg befindet sich ein großer Faraday-Raum in Bau, in dem ein Großteil der elektronischen Geräte untergebracht werden soll. Unsere Ergebnisse unterstreichen den Sinn dieser mit hohen Kosten verbundenen Investition. Andere Quellen, die bei früheren Beobachtungen als Störfaktoren identifiziert werden konnten, sind das Pulsar-*Backend*, diverse Monitore und Computer und eine Webcam. Bekannte Störquellen von außerhalb sind Radarstrahlen und Satelliten. Bei bestimmten Wellenlängen spielt auch Mobilfunk eine Rolle (siehe Tabelle 7.1), aber nicht bei den von uns untersuchten Frequenzbändern.

Fast alle der beobachteten Interferenzen sind polarisiert, d.h. sie liefern unterschiedlich starke Anteile in den beiden aufgenommenen Polarisationskanälen. Dabei konnten jedoch keine nachvollziehbaren Amplituden- oder Phasenbeziehungen festgestellt werden. Sie sind offenbar komplizierte Funktionen der Zeit.

## Vergleich der Methoden

In dieser Arbeit wurden eine Reihe von Methoden zur RFI-Erkennung und -Unterdrückung vorgestellt. An vielen Teleskopen werden inzwischen adaptive Filter eingesetzt (Bradley und Barnbaum, 1996). Eine andere Methode ist die Analyse mit Hilfe von statistischen Kenngrößen höherer Ordnung auf sehr kurzen Zeitskalen (Fridman, 2001). Dabei werden die unterschiedlichen Verteilungsfunktionen von Rauschen und Nutzsignal auf der einen Seite und RFI auf der anderen Seite genutzt. Bei der statistischen Analyse bringt es Vorteile, robuste Kenngrößen einzusetzen (Fridman, 2004). Solche Echtzeit-Verfahren müssen in die Signalkette am Teleskop integriert werden. Eine Methode, Daten nach der Aufnahme zu untersuchen, wurde von Bhat et al. (2005) aufgezeigt. Dabei werden die Daten im Zeit-Frequenz-Raum mit einem *median*-Filter bearbeitet und in einem iterativen Prozeß Störsignale extrahiert. Das wurde auch von uns getestet. Dabei erzeugte allerdings die Linienemission starke Artefakte, so daß eine Unterscheidung der Emissionslinie von RFI-Signalen nicht möglich war. Für eine automatische Reduktion ist das jedoch unabdingbar, da nicht auch das astronomische Signal aus den Daten entfernt werden soll.

Auch viele der von uns entwickelten Verfahren haben Schwierigkeiten mit der korrekten (Nicht-)Erkennung der Emissionslinien. Mit dem *surface-fit*-Algorithmus wurde jedoch eine Methode entwickelt, die in die Lage versetzt, dieses Problem

zu meistern und unterschiedliche Interferenz-Typen zu erkennen. Alle Verfahren, die lediglich ein bzw. zwei Spektren (im Falle des Vergleiches zweier Polarisationskanäle) nutzen, können prinzipbedingt keine breitbandigen Störungen erkennen. Durch das Heranziehen mehrerer aufeinanderfolgender Spektren kann der *surface-fit*-Algorithmus Interferenzen sowohl zeitlich als auch in Frequenz finden. Durch eine zusätzliche statistische Analyse ist es möglich, die Emissionslinien als solche zu erkennen. Das Verfahren benötigt jedoch im Vergleich zu den anderen Methoden relativ viel Rechenleistung. Ein moderner PC ist aber ausreichend, um die Analyse in annehmbarer Zeit zu bewältigen.

Auch wenn die einfacheren Methoden schlechtere Ergebnisse liefern, sollten sie in Zukunft trotzdem berücksichtigt werden, da sie aufgrund geringerer Komplexität eventuell eine Implementierung in Hardware erlauben. Hierbei sollte jedoch wenigstens eine robuste Berechnung der statistischen Größen (Mittelwert, Standardabweichung) erfolgen, da sich zeigte, daß anderenfalls viele Interferenzen mit völlig falschen Signalstärken erkannt wurden.

Alle untersuchten Methoden würden bessere Ergebnisse liefern, wenn die Form der Bandpässe niedrigere Ordnungen hätte oder eine Verbesserung des *Frequency-Switchings* erreicht werden könnte. Bei letzterem hatten wir Probleme aufgrund der Tatsache, daß die Frequenz des Lokaloszillators so verstimmt werden mußte, daß die Signale auf den Bereich von 150 . . . 200 MHz umgesetzt wurden. Dadurch hatten die entstehenden Basislinien bei den beiden Meßphasen unterschiedliche Form und waren zeitlich instabil, siehe Abschnitt 4.4. Von glatteren Basislinien würden vermutlich besonders die weniger aufwendigen Methoden (gewichtete Subtraktion) profitieren, so daß vielleicht sogar die Probleme mit der Unterdrückung der Linienemission gelöst werden könnten.

### **Wichtige Aspekte zur erfolgreichen RFI-Detektion**

Bei der Analyse der RFI-Signale in Effelsberg wurde großer Wert darauf gelegt, die Abhängigkeit der Detektion von der gewählten Integrationszeit aufzuzeigen. Es hat sich klar herausgestellt, daß eine sinnvolle Erkennung nur auf kurzen Zeitskalen erfolgen kann. Hierbei wird die untere Grenze für die Integrationszeit natürlich vorrangig durch das verwendete Spektrometer vorgegeben. Wir konnten feststellen, daß bereits eine Mittelung über einige zehn Spektren eine deutliche Veränderung bei der Erkennung von *Peaks* bewirkt. Die kürzesten Integrationszeiten, die bei unseren Messungen eingestellt wurden, lagen in der Größenordnung von 100 ms. Die astronomischen Messungen wurden mit  $\tau \sim 1$  s durchgeführt. Anhand der Test-Messungen mit 100 ms konnten wir zeigen, daß auch schon beim Schritt von 100 ms auf 1 s Integrationszeit die Zahl der erkannten *Peaks* sinkt und deren statistische Eigenschaften verändert werden. Bei den meisten Beobachtungen sind jedoch Integrationszeiten von mehr als einer Minute typisch. Um schwache Quellen überhaupt detektieren zu können, sind auch entsprechend lange Integrationszeiten nötig. Hier ist es allerdings sinnvoll, die Daten zunächst in kurzen Zeitintervallen abzuspeichern und erst nach erfolgter RFI-Beseitigung die Integration vorzunehmen. Anderenfalls ergeben sich erhebliche Nachteile für die astronomische Datenauswertung, siehe insbesondere Abschnitt 7.2. Es konnte gezeigt werden, daß das Rauschen bei Anwesenheit von Interferenzen nur sehr langsam mit steigender Integrationszeit abnimmt. Gerade Störungen, die durch zu lange Integrationszeit unter die Detektionsschwelle gedrückt werden, sind besonders problematisch, weil sie nicht mehr entfernt bzw. berücksich-

tigt werden können. Trotzdem bleibt ihr Einfluß auf die Daten erhalten, so daß bei der Berechnung von statistischen Größen (insbesondere Bestimmung des Rauschens oder Basislinien- und Gauß-*Fit*-Algorithmen) Fehler produziert werden.

Interferenzen können auf zweierlei Weise in die Signalkette gelangen, entweder durch die Antenne bzw. das Empfängerhorn oder durch direkte Einstrahlung in die Zwischen-Frequenz-Kette. Beide Varianten lassen sich gut unterscheiden, wenn das Teleskop im *Frequency-Switching*-Modus betrieben wird. Bei Einstrahlung vor dem Mischer muß das Störsignal den Frequenz-*switch* mitmachen (wie die astronomische Linie), im letzteren Fall bleibt die Störung für die einzelnen Meßphasen dagegen in einem festen Spektralkanal. Daraus folgt auch, daß in völlig unterschiedlichen Bandbereichen strahlende Quellen, als Verursacher von Störungen in Frage kommen. Zum einen ist besonders der Frequenzbereich, in dem auch die astronomische Quelle strahlt, von Bedeutung. Andererseits können aber auch Signale, die Frequenzen nahe der verwendeten Zwischenfrequenz besitzen, Störungen verursachen. Letzteres war in unseren Messungen jedoch kaum der Fall. Diese Tatsache muß jedoch bei der Suche nach möglichen Quellen berücksichtigt werden.

Ein Kriterium bei der Wahl der verwendeten Detektionsmethode ist ein gutes Auflösungsvermögen im Zeit-Frequenz-Raum. Wir haben einige Methoden nicht bei der Analyse berücksichtigt, da sie zum Teil nur Informationen über den Zeitpunkt (Verlauf des RMS des Gesamtspektrums) oder nur über die Frequenz (statistische Methoden, bei nicht genügend kleinen Integrationszeiten) eines RFI-Signals liefern. Damit müßten sehr viele Datenpunkte für eine spätere Analyse *geblankt* werden. Das soll nach Möglichkeit vermieden werden, denn das erzielbare SNR bei einer Messung hängt natürlich von der Anzahl der Datenpunkte ab.

Es ist von Vorteil mehrere aufeinanderfolgende Spektren bei der Detektion zu berücksichtigen. Das *Peak*-Erkennungs-Programm `detectrfi` sowie die *baseline*- und *surface-fit*-Methode machen von *History*-Mechanismen Gebrauch. Bei letzteren steigt dadurch vor allem die Robustheit gegen *Fit*-Fehler.

## Das DFFT-Spektrometer

Viele der eben erwähnten Aspekte deuten darauf hin, daß die Wahl eines geeigneten Spektrometer-Typs große Bedeutung hat. Die nötigen kurzen Integrationszeiten lassen sich nur mit den wenigsten Geräten verwirklichen. Der Einsatz, des am Radioastronomischen Institut der Universität Bonn entwickelten neuen DFFT-Spektrometers (Stanko et al., 2005), hat große Vorteile bei der Erkennung. Neben der hohen Sensitivität des Spektrometers ist auch die für astronomische Messungen wichtige lange Stabilitätszeit von 100 bis 1000 s von Bedeutung. Eine Fortsetzung der astronomischen Meßreihe mit dem AK90 wäre nicht sinnvoll gewesen. Denn trotz vergrößerter Gesamt-Integrationszeit wäre die Sensitivität nicht weiter gestiegen, da störende Basislinien-Effekte eingesetzt hätten. Der Prototyp hat das Potential der Technik auf Basis von FPGA-Chips unter Beweis gestellt. Damit sind Spektrometer möglich, die einen lange nicht mehr dagewesenen Sprung bezüglich Bandbreite und Anzahl der Kanäle machen. Am MPIfR befindet sich ein Prototyp mit 16000 Kanälen bei 1 GHz Bandbreite, der an APEX eingesetzt werden soll. Auch in Effelsberg ist geplant, zusammen mit dem neuen Sieben-Horn-Empfänger schmalbandige FFT-Spektrometer zum Einsatz zu bringen.

Auch die hohe Eingangsdynamik (14 Bit) des Spektrometers ist für eine RFI-Analyse unabdingbar. Wir detektierten Störungen mit extremen Signalstärken. Die-

se hätten den Autokorrelator aufgrund der geringen Eingangsaufösung von nur 2 Bit mit Sicherheit übersteuert. Folglich wäre ein komplettes Spektrum unbrauchbar gewesen. In unserem Fall wurde lediglich ein Spektralkanal verschmutzt. Das Spektrometer bietet die Möglichkeit, Spektren in kurzen Zeitintervallen (bis hinunter zu 100 ms) aufzunehmen, ohne daß Totzeiten stark ins Gewicht fallen. Nur so kann eine RFI-Analyse auf kleinen Zeitskalen durchgeführt werden.

Einer der größten Vorteile der neuen Technik ist jedoch der enorm verminderte Platz- und Stromverbrauch. Während ein moderner Autokorrelator mehrere 19-Zoll-Schränke füllt und einen entsprechend hohen Stromverbrauch aufweist, ist für ein FFT-Spektrometer gleicher Leistungsfähigkeit lediglich ein moderner PC nötig. Damit ist die Technik auch an schlecht zugänglichen Orten (hohe Berge, Satelliten) einsetzbar.

### Das Software-Paket FS-Pipe

Mit der Entwicklung des Spektrometers wurde ein Software-Paket FS-PIPE entwickelt, welches an das Datenformat der Spektrometer-Daten angepaßt ist. Neben zahlreichen Programmen zur Detektion und Analyse von RFI-Signalen existieren auch Module für andere Problemstellungen, etwa die Berechnung der Allan-Varianzen zur Stabilitätsmessung, die Bestimmung des SNR eines Signals und die Erstellung von Kontinuumskarten. Für den Einsatz am Teleskop wurde ein *Online*-Anzeige-Programm erstellt, mit dem schon bei der Messung Spektren gezeigt werden können.

Viele der erstellten Algorithmen, wie die automatische Fenstersetzung beim Basislinien-*Fit*, ließen sich auch auf andere automatische Daten-Reduktionsprogramme übertragen, so daß ein höherer Grad an Automatisierung erreicht werden könnte.

Für eine RFI-Erkennung in bereits vorhandenen Daten existierten bisher weder Routinen in den gängigen astronomischen Software-Paketen noch eigenständige Programme. Die erstellten FS-PIPE-Programme verarbeiten zwar nur Daten, die im speziellen Datenformat des DFFT-Spektrometers vorliegen, eine Konvertierung in dieses Format oder eine Anpassung der Programme an andere Datenformate ist aber leicht möglich. Somit besteht erstmals auch für den Endanwender die Möglichkeit, Interferenzen mit gutem Erfolg zu entfernen.

Für die Auswertung astronomischer Daten ist die Kenntnis der speziellen Eigenschaften möglicher Interferenzen von Vorteil. Nur so kann entschieden werden, welche Merkmale im Spektrum ihre Ursache in RFI-Signalen haben könnten. Die vorliegende Arbeit lieferte eine Übersicht über die verschiedensten Typen von Störungen und deren mögliche Ursachen.

### Bedeutung der RFI-Detektion und -Unterdrückung

In den letzten Jahren hat der Umfang des Funkverkehrs sehr stark zugenommen. Dieser Trend wird sich vermutlich auch in Zukunft fortsetzen. Immer mehr Anwendungen setzen dabei auf digitale Datenübertragung, um den Bedarf nach immer höheren Datenübertragungsraten zu decken. Hinzu kommt die Entwicklung völlig neuer Funk-Applikationen, wie *Bluetooth* (Kommunikation zwischen Computer und Peripheriegeräten auf kurze Distanzen), WLAN (drahtloses *Ethernet*-Netzwerk), RFID (Nachfolger des Strichcodes zur Identifikation jedes individuellen Produktes), Einpark-Hilfen (basierend auf Radar-Technik), Positionsbestimmungssysteme (GPS) und viele mehr. Dabei werden die von der Regulierungsbehörde zugewiesenen

Nutzungsfrequenzen durch digitale Technik immer besser ausgenutzt. RFI-Signale haben in kurzer Zeit ein Maß erreicht, das die Lichtverschmutzung für die optische Astronomie darstellt. Sensitive Beobachtungen im optischen Wellenlängenbereich sind mittlerweile nur noch in sehr abgelegenen Gebieten möglich. Da RFI unter anderem auch durch Satelliten verursacht wird, ist es für den Radio-Astronomen faktische nicht mehr möglich, der Interferenz räumlich auszuweichen. Im Wellenlängenbereich von einigen Zentimetern hat fast jeder Beobachter schon Erfahrungen mit Störungen machen müssen. Auch wir konnten bei jeder Messung mit dem 18/21-cm-Empfänger RFI-Signale detektieren, obwohl die betreffenden Bänder in – für die Radioastronomie geschützten – Bereichen liegen.

Auch in anderen Anwendungsbereichen wird das Vorhandensein von Interferenzen immer stärker in das Blickfeld geraten. Interferenzen können im schlimmsten Fall über die Gesundheit eines Menschen entscheiden, wenn sicherheitsrelevante Systeme gestört werden. Nicht umsonst ist die Benutzung von bestimmten elektronischen Geräten in Flugzeugen und Krankenhäusern untersagt. Mit zunehmender Technisierung in Fahrzeugen und ähnlich sensiblen Anlagen steigt deren Empfindlichkeit auf Interferenzsignale. Je größer der Umfang des Funkverkehrs wird, umso höher ist auch die Wahrscheinlichkeit, daß sich Applikationen gegenseitig stören, insbesondere wenn Hersteller aus Kostengründen die EMV-Richtlinien nicht einhalten.

Wir konnten zeigen, daß Störungen sich dramatisch auf die Datenauswertung auswirken können. Daher ist eine korrekte Erkennung und Beseitigung der Interferenzen unumgänglich. Bisher wird die RFI-Problematik von vielen Radioastronomen noch nicht ausreichend wahrgenommen. Auch dies wird sich vermutlich mit weiter steigendem Funkverkehr und dem Gang zu niedrigeren Frequenzen (z.B. LOFAR) ändern. In Zukunft sollte die RFI-Unterdrückung bereits beim Bau neuer Empfangssysteme berücksichtigt werden. Einige sinnvolle Ansätze dafür konnten in der Arbeit bereits vorgestellt werden. Sie lassen sich bisher jedoch nicht in allen Fällen einsetzen, so daß weitere Forschungsarbeit nötig ist. Insbesondere für die großen Einzelteleskope sind Lösungen zu suchen. Hier lassen sich eventuell die Methoden von Fridman (2001) mit Hilfe schneller FPGA-Chips umsetzen. Dafür ist jedoch *Know-How* auf dem Gebiet der VHDL-Programmierung von FPGAs nötig, was momentan nicht zur Standardausbildung eines Physikers oder Astronomen gehört.

# A. Verwendete Software

## A.1 Interna des FS-Pipe-Paketes

### A.1.1 Verwendete Bezeichner

Jedes Spektrum wird zusammen mit einem *Header*, der die Teleskop- und Spektrometerparameter enthält, abgespeichert. Die momentan benutzten Bezeichner sind in Tabelle A.1.1 zusammengefaßt.

### A.1.2 Kurze Übersicht über die Programme

Mittlerweile hat sich ein recht großer Fundus an erstellten Modulen angesammelt. In Tabelle A.2 wird eine grobe Funktionsbeschreibung geliefert. Zu jedem Programm läßt sich mit `befehl -h` eine Hilfe aufrufen, die auch die verwendbaren Parameter ausgibt.

Bezeichner	Format	Bemerkung
Spektrometerspezifische Einträge		
SAMPLES	integer	Anzahl der Daten pro Block
SCAN	integer	vom Spektrometer vergebene Nummer
X	string	Bezeichnung der Ordinate
Y	string	Bezeichnung der Abszisse
SONSTIGES	string	String für Bemerkungen
CHAN	integer	Eingangskanal am Spektrometer (mom. 1 oder 3)
SINT	integer	Zahl die die Integrationszeit festlegt
COMPLEX	integer	Daten sind komplex (1) oder reell (0)
PIPELINE	integer	<i>Pipeline</i> -Nummer
MODE	string	ADC oder DDC Modus
TINT	float	Integrationszeit in Sekunden
RINT	float	reale Integrationszeit in Sekunden (TINT+Overhead)
STTIME	float	Start(-Echt)zeit der Messung
Vom Effelsberger Teleskop erzeugte Einträge		
PHASE	int	Meßphase
EPH	int	Fehler <i>flag</i> der Meßphase
TRACK	string	„ON“ oder „OFF“
SOURCE	string	Bezeichnung der astronomischen Quelle
FREQ	float	Frequenz des Empfängers
SCANNR	integer	von Effelsberg vergebene Nummer für die Messung
SUBSCANNR	integer	wie SCANNR
RA1950	float	Rektaszension (1950)
DEC1950	float	Deklination (1950)
RA2000	float	Rektaszension (2000)
DEC2000	float	Deklination (2000)
AZIM	float	Azimuth
ELEV	float	Elevation
BW	float	Bandbreite ( <i>bandwidth</i> )
CF	float	Mittelfrequenz ( <i>center frequency</i> , 175 MHz)
Interne Größe des Effelsberger Fahrprogramms, für <i>Debugging</i>		
SLAM	float	
SBET	float	
OLAM	float	
OBET	float	
Parameter, die aus den <i>log</i> -Dateien des AK90 extrahiert werden		
XRA	float	Rektaszension (Absolut-Koordinate)
XDE	float	Deklination (Absolut-Koordinate)
XOLAM	float	<i>Map-Offset</i> der 1. Koordinate
XOBET	float	<i>Map-Offset</i> der 2. Koordinate
XFREQ	float	Ruhefrequenz

Tab. A.1: Verwendete Bezeichner.

Befehl	Beschreibung
absolute	calculates absolute value of input
addbandpassnoise	adds gaussian noise to (real) data
addnew	adds or subtracts two files f and g (sub also with weighting)
addpipe	adds or subtracts two files f and g, as addnew
addrfi	adds RFI-peak onto a FS-pipe
ann_maketrainingdata2	<i>splot</i> data, make data sets for training
ann_mergedata	merges two <b>fann</b> datasets
ann_test	process data set through an ANN
ann_training	trains an ANN
autocorr	computes autocorrelation
baselinefit	baseline subtraction, automatic setting of windows, peak detection
baserms	calculates rms of spectra relative to one given spectrum
binning	maxbins a FS-pipe
calibrate	calibrates two phases f and g
chan2pipe	sorts different channels into two pipes
channelextract	extracts one channel from a file with several spectra
convolution	computes convolution of two files f and g
cpower	computes powerspektrum from complex fftdata ( $i^2 + q^2$ )
crossfourier	generates the crosscorrelation of two files f and g per FFT
derivative	computes the derivation
detectpeak	detects all values in a matrix(!) which are level percent above rms
detectrfi	detects values which are level percent above rms
extract	extracts subsets of a given data set
exzess	calculates exzess
fftnew	computes the FFT (using the FFTW3-package)
fftpipe	computes the FFT of a (complex)pipe
filtering	median-filtering
filtering2d	2d-median-filtering
fitfunction	fits a gaussian
generatefullspectrum	generates spectra (two channels 1 and 3) with noise, rfi and lines
histogramm	makes histogram from spectra
iftnew	Computes inverse FFT (uses the FFTW3-package)
iftpipe	Computes inverse FFT of a (complex)pipe
imag	dumps imaginary part of a complex FS-pipe
integrate	sums a given number of spectra
makepl	makes a gnuplot .plt-file (needs a file .gnudat containing data)
map	makes a continuum map
mix2pipe	mixes 2 files into one (seperated by pipeline-numbers)
mom	calculates moment (0,1 or 2)
multinew	multiplies or divides two files f and g (div also with weighting)
newhead	makes new or edits FS-header
noisegen	generates noise
peakstatistics	calculates some statistical properties of peaks computed with addnew or surfacefit
percentile	cuts (or blanks) the lower and upper a,b intensities
phase2pipe	sorts different phases into 2 pipes
plotter	plots the FS-Pipe on the fly
polynom	fits a polynom of degree m
power	computes powerspectrum(uses FFTW3-package)
power2	computes powerspectrum(uses ccmath-fft-routine)
prepareplot	writes three-column-blocks, with scannr, chan, data (for splot)
real	dumps real part of a complex FS-pipe
repipe	changes pipeline number
rfi2baseratio	compares generated peaks with detected ones
rmstrend	shows evolution of noise during a measurement
runningint	sum spectra (prints summed spectra every cycle)
runningmean	computes running mean
serialfilter	filters a file by various filtercurves
siggen	generates some basic functions
simulatedannealing	tries to find optimal parameters for addpipe and detectrfi (using simulated annealing)
skewness	calculates skewness
sorting	sorts a spectrum
spec2time	transponate datablocks (channel $\leftrightarrow$ time)
splines	computes cubic spline function
splitting	splits a file into pieces (sources, phases, scans, subscans)
statfcorr	calculates higher order statistics
submeanspec	subtracts spectrum g from all spectra f
surfacefit	fits a 2d surface into greyplot, automatic setting of windows, peak detection
timetable	prints a list with times, sources, . . . of a dataset
widen	splits a pipe into n streams, so that each stream can be modified differently

Tab. A.2: Übersicht über die FS-PIPE-Programme.



# B. Lernregeln für Neuronale Netze

Die folgenden Ausführungen lehnen sich an das Vorlesungsskript von Lippe (2004) an.

## B.1 *Backpropagation*

Wir bezeichnen die  $H$  Ebenen des Netzes mit  $U_i$ .  $U_0$  bezeichnet die Eingabeschicht mit  $n$  Neuronen,  $U_{H-1}$  die Ausgabeschicht mit  $m$  Neuronen.  $N_{h,i}$  ist das  $i$ -te Neuron der  $h$ -ten Schicht, es liefert die Ausgabe  $o_{h,i}$ . Das Gewicht der Verbindung von Neuron  $N_{h,i}$  und  $N_{h-1,j}$  nennen wir  $w_{h,i,j}$ .

Das Lernen läuft iterativ in drei Schritten ab.

1. **Forward-Pass.** Ein Satz aus den Trainingsdaten, der Eingabevektor  $\vec{x}$  wird an das Netz angelegt und der zugehörige Ausgabevektor  $\vec{y}$  berechnet. Die Berechnung geschieht schichtweise.
2. **Bestimmung des Fehlers.** Der berechnete Ausgang  $\vec{y}$  wird mit dem zu erzielenden richtigen Ergebnis  $\vec{y}'$  verglichen. Ist der Fehler unterhalb einer angegebenen Grenze, wird das Training abgebrochen, anderenfalls wird die Modifikation der Gewichte (Schritt Drei) eingeleitet.
3. **Backward-Pass.** Die Anpassung der Gewichte erfolgt ebenfalls schichtweise, allerdings von der letzten Schicht zur Ersten. Der berechnete Fehler der Ausgabe dient dabei als Basis zur Änderung der Gewichte.

## B.2 Fehlerbestimmung

Wir fassen alle  $q$  Gewichte zu einem Vektor

$$\vec{w} = (\vec{w}_{U_0}, \vec{w}_{U_1}, \dots, \vec{w}_{U_{H-1}}) \in \mathbb{R}^q$$

zusammen. Die Ausgabe des Netzes sei die Funktion  $o_{\text{net}}$  (in Anlehnung an die Bezeichnung  $o_{h,i}$  der Ausgabe eines Neurons)

$$\vec{y} = o_{\text{net}}(\vec{x}, \vec{w})$$

Als Fehlerfunktion  $F$  benutzen wir die Mittlere Quadratische Abweichung (*mean square error*, MSE)

$$F(\vec{w}) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N F_k(\vec{x}_k, \vec{w})$$

mit

$$F_k(\vec{x}_k, \vec{w}) = |\vec{y}' - o_{\text{net}}(\vec{x}_k, \vec{w})|^2$$

wobei  $N$  die Zahl der Eingangsvektoren des Trainingsdatensatzes ist und hinreichend groß gewählt werden muß.

$F(\vec{w})$  definiert die Fehler(hyper)fläche im Raum  $\mathbb{R}^q \times \mathbb{R}$ . Ziel eines Algorithmus muß sein, den Vektor  $\vec{w}_{\min}$  zu finden, der  $F(\vec{w})$  minimiert. Dabei kommen meist Gradientenabstiegsverfahren zum Einsatz. Im Punkt  $(\vec{w}, F(\vec{w}))$  wird der Gradient  $\vec{\nabla}_{\vec{w}} F(\vec{w})$  ermittelt und  $\vec{w}$  entgegen der Richtung des Gradienten verschoben. Damit nähert sich der Algorithmus iterativ einem (lokalen) Minimum an. Nach Hecht-Nielson gilt

$$\vec{\nabla}_{\vec{w}} F(\vec{w}) = F(\vec{w}) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \vec{\nabla}_{\vec{w}} F_k(\vec{x}_k, \vec{w}) \quad (\text{B.1})$$

### B.3 Die verallgemeinerte $\delta$ -Lernregel

Gleichung B.1 liefert den Schlüssel zur Berechnung der Gewichte bei einem Lernprozeß. Im folgenden soll ausgeführt werden, wie der Gradient explizit berechnet werden kann. Für ein beliebiges Gewicht  $w_p$  gilt

$$\partial_{w_p} F(\vec{w}) = F(\vec{w}) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \partial_{w_p} F_k(\vec{x}_k, \vec{w})$$

Wir bezeichnen mit  $f_a$  die Aktivierungsfunktion, in unserem Fall die gewichtete Summe über die Eingänge eines Neurons

$$A_{h,i} \equiv f_a = \sum_{j=0}^{\#U_{h-1}} o_{h-1,j} w_{h,i,j}$$

Das Ergebnis der Aktivierungsfunktion wird mit der Ausgabefunktion  $f_o$  einer sigmoidalen Funktion verändert, die letztlich den Ausgang des Neurons ergibt

$$o_{h,i} = s(A_{h,i})$$

Zur Berechnung des Gradienten müssen wir daher die Kettenregel anwenden

$$\partial_{w_{h,i,j}} F_k(\vec{w}) = \frac{\partial F_k(\vec{w})}{\partial A_{h,i}} \frac{\partial A_{h,i}}{\partial w_{h,i,j}}$$

Wir benutzen im folgenden die Kurzschreibweise  $\delta_{h,i}^k \equiv \frac{\partial F_k(\vec{w})}{\partial A_{h,i}}$ . Damit folgt

$$\partial_{w_{h,i,j}} F_k(\vec{w}) = \delta_{h,i}^k \frac{\partial}{\partial w_{h,i,j}} \left( \sum_{r=0}^{\#U_{h-1}} o_{h-1,r} w_{h,i,r} \right) = \delta_{h,i}^k o_{h-1,j}^k$$

Es muß jetzt lediglich noch  $\delta$  berechnet werden

$$\begin{aligned}\delta_{h,i}^k &= \frac{\partial F_k(\vec{w})}{\partial A_{h,i}} = \frac{\partial F_k(\vec{w})}{\partial o_{h,i}} \frac{\partial o_{h,i}}{\partial A_{h,i}} = \frac{\partial F_k(\vec{w})}{\partial o_{h,i}} s'(A_{h,i}) \\ &= s'(A_{h,i}) \sum_{r=1}^{\#U_{h+1}} \frac{\partial F_k}{\partial A_{h+1,r}} \frac{\partial A_{h+1,r}}{\partial o_{h,i}} \\ &= s'(A_{h,i}) \sum_{r=1}^{\#U_{h+1}} \delta_{h+1,r}^k w_{h+1,r,i}\end{aligned}$$

Damit folgt die Vorschrift für die Änderung eines einzelnen Gewichtes

$$w_{h,i,j}^{\text{neu}} = w_{h,i,j}^{\text{alt}} - \eta \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta_{h,i}^k o_{h-1,j}^k \quad \text{verallgemeinerte } \delta\text{-Lernregel}$$

Der Faktor  $\eta$  heißt Lernrate und steuert die Geschwindigkeit, mit der der Parameterraum durchlaufen wird. Er muß mit Bedacht gewählt werden.



## C. Ergebnisse der Parametersuche mit dem *simulated-annealing*- Algorithmus

	evals	samples	amplitude	rfl-channel	line-channel	seed	addmode	detectmeth	detoutmode	sym perc	power	random	nonoiseconfi	level	add u	det u	abw	dbw	histsteps	threshold	failure (%)	correct (%)	(relf/relc) <sup>pow</sup>
siman_i1000a3c512f900s0p-19x1y0z6nit2r0d1.dat	950	1000	3	512	900	0	1	0	6	1	2	0	1	227	0.10	0.15	6	12	22	0.80	15	86	2.0E-1
siman_i1000a3c512f900s0p-19x1y0z6nit2r1d1.dat	949	1000	3	512	900	0	1	0	6	1	2	1	1	226	0.10	0.15	3	11	20	0.80	18	74	3.2E-1
siman_i1000a3c512f900s0p20x1y0z6nit2r1d1.dat	949	1000	3	512	900	0	1	0	6	1	2	1	1	215	0.10	0.15	8	14	20	0.99	14	84	2.0E-1
siman_i1000a3c512f900s0p-19x1y2z6nit2r1d1.dat	951	1000	3	512	900	0	1	2	6	1	2	1	1	470	0.10	0.15	8	9	19	0.85	21	69	4.4E-1
siman_i1000a3c512f900s0p20x1y2z6nit2r0d1.dat	951	1000	3	512	900	0	1	2	6	1	2	0	1	435	0.10	0.11	8	12	20	0.55	30	74	5.5E-1
siman_i1000a3c512f900s0p10x4y0z6nit2r0d1.dat	951	1000	3	512	900	0	4	0	6	1	2	0	1	272	0.27	0.15	8	13	10	0.52	39	70	7.8E-1
siman_i1000a3c512f900s0p10x4y0z6nit2r1d1.dat	951	1000	3	512	900	0	4	0	6	1	2	1	1	262	0.31	0.15	9	10	10	0.64	27	61	7.3E-1
siman_i1000a3c512f900s0p-19x4y2z6nit8r1d1.dat	838	1000	3	512	900	0	4	2	6	1	8	1	1	275	0.09	0.03	9	10	20	0.94	16	82	7.5E-1
siman_i1000a3c512f900s0p-19x4y2z6nit6r1d1.dat	951	1000	3	512	900	0	4	2	6	1	6	1	1	333	0.34	0.06	8	12	20	0.83	16	82	5.5E-1
siman_i1000a3c512f900s0p-19x4y2z6nit2r1d1.dat	944	1000	3	512	900	0	4	2	6	1	2	1	1	500	0.05	0.16	5	9	17	0.73	23	66	5.3E-1
siman_i1000a3c512f900s0p-19x4y2z6nit4r1d1.dat	951	1000	3	512	900	0	4	2	6	1	4	1	1	470	0.28	0.14	9	10	17	0.72	24	70	9.9E-1
siman_i1000a3c512f900s0p-19x4y2z6nit2r0d1.dat	951	1000	3	512	900	0	4	2	6	1	2	0	1	388	0.43	0.08	8	13	20	0.82	17	84	2.4E-1
siman_i1000a3c512f900s0p10x4y2z6nit2r1d1.dat	890	1000	3	512	900	0	4	2	6	1	2	1	1	398	0.16	0.06	9	14	10	0.65	23	66	5.3E-1
siman_i1000a3c512f900s0p-19x4y2z6nit2r1d1.dat	944	1000	3	512	900	0	4	2	6	1	2	1	1	500	0.05	0.16	5	9	17	0.73	23	66	5.3E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-19x1y0z6nit2r1d1.dat	951	1000	4	512	900	0	1	0	6	1	2	1	1	260	0.10	0.15	9	10	16	0.58	10	86	1.3E-1
siman_i1000a4c512f900s0p20x1y0z6nit2r1d1.dat	951	1000	4	512	900	0	1	0	6	1	2	1	1	251	0.10	0.15	6	12	20	0.56	10	88	1.4E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-19x1y0z6nit2r0d1.dat	951	1000	4	512	900	0	1	0	6	1	2	0	1	246	0.10	0.15	6	11	18	0.63	9	93	1.1E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-19x1y2z6nit2r1d1.dat	947	1000	4	512	900	0	1	2	6	1	2	1	1	386	0.10	0.07	9	12	19	0.59	10	88	1.3E-1
siman_i1000a4c512f900s0p20x1y2z6nit2r0d1.dat	940	1000	4	512	900	0	1	2	6	1	2	0	1	324	0.10	0.07	9	14	20	0.82	4	96	4.6E-2
siman_i1000a4c512f900s0p20x4y0z6nit2r0d1.dat	951	1000	4	512	900	0	4	0	6	1	2	0	1	238	0.02	0.15	8	9	20	0.65	8	93	9.3E-2
siman_i1000a4c512f900s0p20x4y0z6nit2r1d1.dat	942	1000	4	512	900	0	4	0	6	1	2	1	1	265	0.24	0.15	5	13	20	0.52	8	90	1.0E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-9x4y0z6nit2r0d1.dat	930	1000	4	512	900	0	4	0	6	1	2	0	1	253	0.05	0.15	6	12	10	0.81	9	94	1.1E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-9x4y0z6nit2r1d1.dat	951	1000	4	512	900	0	4	0	6	1	2	1	1	269	0.21	0.15	6	11	10	0.71	10	84	1.4E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-19x4y2z6nit6r1d1.dat	951	1000	4	512	900	0	4	2	6	1	6	1	1	442	0.07	0.12	9	12	20	0.62	11	90	2.0E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-19x4y2z6nit8r1d1.dat	938	1000	4	512	900	0	4	2	6	1	8	1	1	369	0.13	0.08	11	12	20	0.66	10	91	2.2E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-19x4y2z6nit4r1d1.dat	951	1000	4	512	900	0	4	2	6	1	4	1	1	551	0.21	0.16	9	11	20	0.79	11	86	2.0E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-19x4y2z6nit2r1d1.dat	921	1000	4	512	900	0	4	2	6	1	2	1	1	422	0.15	0.05	9	12	20	0.40	11	84	1.5E-1
siman_i1000a4c512f900s0p20x4y2z6nit2r1d1.dat	946	1000	4	512	900	0	4	2	6	1	2	1	1	401	0.12	0.05	9	11	20	0.67	9	88	1.2E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-19x4y2z6nit2r0d1.dat	947	1000	4	512	900	0	4	2	6	1	2	0	1	413	0.13	0.06	8	9	21	0.63	10	91	1.2E-1
siman_i1000a4c512f900s0p-9x4y2z6nit2r1d1.dat	871	1000	4	512	900	0	4	2	6	1	2	1	1	367	0.42	0.00	9	12	9	0.56	11	84	1.6E-1
siman_i1000a5c512f900s0p20x1y0z6nit2r1d1.dat	951	1000	5	512	900	0	1	0	6	1	2	1	1	268	0.10	0.15	8	11	20	0.49	4	94	5.0E-2
siman_i1000a5c512f900s0p-19x1y0z6nit2r1d1.dat	921	1000	5	512	900	0	1	0	6	1	2	1	1	268	0.10	0.15	8	10	19	0.54	5	93	5.3E-2
siman_i1000a5c512f900s0p-19x1y0z6nit2r0d1.dat	951	1000	5	512	900	0	1	0	6	1	2	0	1	256	0.10	0.15	8	11	23	0.48	3	97	2.7E-2
siman_i1000a5c512f900s0p-19x1y2z6nit2r1d1.dat	934	1000	5	512	900	0	1	2	6	1	2	1	1	359	0.10	0.02	9	11	18	0.45	4	95	4.9E-2
siman_i1000a5c512f900s0p20x1y2z6nit2r0d1.dat	951	1000	5	512	900	0	1	2	6	1	2	0	1	472	0.10	0.16	9	12	20	0.83	3	97	3.3E-2
siman_i1000a5c512f900s0p-19x4y2z6nit2r1d1.dat	911	1000	5	512	900	0	4	2	6	1	2	1	1	353	0.06	0.02	9	11	20	0.45	4	96	4.7E-2
siman_i1000a5c512f900s0p-19x4y2z6nit6r1d1.dat	949	1000	5	512	900	0	4	2	6	1	6	1	1	484	0.06	0.10	9	13	18	0.47	4	95	5.7E-2
siman_i1000a5c512f900s0p-19x4y2z6nit8r1d1.dat	941	1000	5	512	900	0	4	2	6	1	8	1	1	417	0.14	0.06	7	14	22	0.32	4	95	6.1E-2
siman_i1000a5c512f900s0p-19x4y2z6nit2r0d1.dat	848	1000	5	512	900	0	4	2	6	1	2	0	1	328	0.21	0.01	9	16	22	0.46	2	98	1.9E-2
siman_i1000a5c512f900s0p-19x4y2z6nit4r1d1.dat	940	1000	5	512	900	0	4	2	6	1	4	1	1	430	0.32	0.04	6	14	16	0.39	5	93	6.1E-2
siman_i1000a9c512f900s0p20x1y0z6nit2r1d1.dat	951	1000	9	512	900	0	1	0	6	1	2	1	1	310	0.10	0.15	7	10	20	0.44	0.9	98	9.3E-3
siman_i1000a9c512f900s0p-19x1y0z6nit2r0d1.dat	951	1000	9	512	900	0	1	0	6	1	2	0	1	304	0.10	0.15	10	14	17	0.41	0.5	99	5.1E-3
siman_i1000a9c512f900s0p-19x1y0z6nit2r1d1.dat	908	1000	9	512	900	0	1	0	6	1	2	1	1	325	0.10	0.15	7	11	22	0.11	0.3	99	3.0E-3
siman_i1000a9c512f900s0p-19x1y2z6nit2r1d1.dat	939	1000	9	512	900	0	1	2	6	1	2	1	1	634	0.10	0.09	7	15	17	0.41	0.6	99	6.2E-3
siman_i1000a9c512f900s0p20x1y2z6nit2r0d1.dat	920	1000	9	512	900	0	1	2	6	1	2	0	1	462	0.10	0.04	9	10	20	0.3	0.4	99	4.1E-3
siman_i1000a9c512f900s0p-19x4y2z6nit4r1d1.dat	890	1000	9	512	900	0	4	2	6	1	4	1	1	508	0.02	0.03	9	11	18	0.49	0.8	98	8.6E-3
siman_i1000a9c512f900s0p-19x4y2z6nit2r1d1.dat	893	1000	9	512	900	0	4	2	6	1	2	1	1	508	0.02	0.03	9	11	18	0.49	0.8	98	8.3E-3
siman_i1000a9c512f900s0p-19x4y2z6nit8r1d1.dat	926	1000	9	512	900	0	4	2	6	1	8	1	1	491	0.18	0.03	8	10	19	0.49	0.9	98	1.1E-2
siman_i1000a9c512f900s0p-19x4y2z6nit6r1d1.dat	889	1000	9	512	900	0	4	2	6	1	6	1	1	508	0.02	0.03	9	11	18	0.49	0.8	98	8.9E-3
siman_i1000a10c512f900s0p10x4y0z6nit2r0d1.dat	949	1000	10	512	900	0	4	0	6	1	2	0	1	325	0.14	0.15	7	11	10	0.30	0.1	99	1.0E-3
siman_i1000a10c512f900s0p10x4y0z6nit2r1d1.dat	950	1000	10	512	900	0	4	0	6	1	2	1	1	358	0.11	0.15	9	13	10	0.49	0.3	99	3.1E-3
siman_i1000a10c512f900s0p10x4y2z6nit2r1d1.dat	908	1000	10	512	900	0	4	2	6	1	2	1	1	506	0.06	0.02	8	11	10	0.49	0.4	99	4.1E-3
siman_i1000a5c512f600s0p-14x1y2z6nit2r1d1.dat	950	1000	5	512	600	0	1	2	6	1	2	1	1	481	0.10	0.10	9	14	15	0.56	5	93	5.6E-2
siman_i1000a5c512f600s0p-14x4y0z6nit2r1d1.dat	948	1000	5	512	600	0	4	0	6	1	2	1	1	274	0.14	0.15	7	11	14	0.52	4	94	5.0E-2
siman_i1000a5c512f600s0p-15x1y0z6nit2r1d1.dat	950	1000	5	512	600	0	1	0	6	1	2	1	1	266	0.10	0.15	9	11	15	0.55	5	96	5.1E-2
siman_i1000a5c512f600s0p-14x4y2z6nit2r1d1.dat	909	1000	5	512	600	0	4	2	6	1	2	1	1	342	0.39	0.03	8	11	14	0.74	4	96	4.8E-2
siman_i1000a5c512f600s0p-14x2y0z6nit2r1d1.dat	951	1000	5	512	600	0	2	0															

# Literatur

- GNU Scientific Library, Version 1.6 (stable) released on 2004-12-31, 2004.
- J. Arndt. Algorithms for programmers, ideas and source code (preprint), 2005.
- D. A. Atkinson. *CCMATH library, Version 2.2.1*, 2001.
- W. A. Baan, P. A. Fridman, and R. P. Millenaar. Radio Frequency Interference Mitigation at the Westerbork Synthesis Radio Telescope: Algorithms, Test Observations, and System Implementation. *AJ*, 128:933–949, August 2004.
- N. D. R. Bhat, J. M. Cordes, S. Chatterjee, and T. J. W. Lazio. RFI Identification and Mitigation Using Simultaneous Dual Station Observations. *ArXiv Astrophysics e-prints*, February 2005.
- R. N. Bracewell. *The Fourier Transform and Its Applications*. McGraw-Hill, Inc., 1978.
- R. Bradley und C. Barnbaum. A New Method to Cancel RFI—The Adaptive Filter. *Bulletin of the American Astronomical Society*, 28, December 1996.
- F. H. Briggs, J. F. Bell, und M. J. Kesteven. Removing Radio Interference from Contaminated Astronomical Spectra Using an Independent Reference Signal and Closure Relations. *AJ*, 120:3351–3361, December 2000. doi: 10.1086/316861.
- C. Dumez-Viou, A. Coffre, P. Colom, L. Denis, A. Lecacheux, J.-M. Martin, P. Ravier, R. Weber, und P. Zarka. RFI mitigation and burst detection with a reconfigurable digital receiver. Workshop on Mitigation of Radio Frequency Interference in Radio Astronomy (RFI2004), DRAO Canada, 2004.
- J. R. Fisher. RFI and How to Deal with It. In *ASP Conf. Ser. 278: Single-Dish Radio Astronomy: Techniques and Applications*, pages 433–445, December 2002.
- P. A. Fridman. RFI excision using a higher order statistics analysis of the power spectrum. *A&A*, 368:369–376, March 2001.
- P. A. Fridman. RFI Mitigation with Time-Frequency Robust Statistical Analysis. In *Spectrum Management for Radio Astronomy*, June 2004.
- P. A. Fridman und W. A. Baan. RFI mitigation methods in radio astronomy. *A&A*, 378:327–344, October 2001.
- O. Hachenberg und B. Vowinkel. *Technische Grundlagen der Radioastronomie*. Bibliographisches Institut, Wien, Zürich, 1982.

- J.B. Hagen und D.T. Farley. *Radio science*, 8:17–38, 1973.
- F. Hampel. Robust statistics: A brief introduction and overview. Technical report, Seminar für Statistik, ETH Zürich, 2001.
- J. Hannig und M. Knappmann. Fouriertransformation – Skript zur Vorlesung von Prof. Dr. Klingen, FH Köln, 1995.
- J. Horn, O. Siebertz, F. Schmülling, C. Kunz, R. Schieder, und G. Winnewisser. A 4x1 GHz Array Acousto-Optical Spectrometer. *Experimental Astronomy*, 9: 17–38, 1999.
- P. M. W. Kalberla, U. Mebold, und K. Reif. Brightness temperature calibration for 21-cm line observations. *A&A*, 106:190–196, February 1982.
- B. Klein. *Die Suche nach hochdispergierten Radio-Pulsaren in Richtung des Galaktischen Zentrums*. PhD thesis, Universität Bonn, 2005.
- W.-M. Lippe. Einführung in SoftComputing, Vorlesungsskript, Universität Münster, 2004.
- N. Metropolis, A. W. Rosenbluth, M. N. Rosenbluth, A. H. Teller, und E. Teller. Equations of State Calculations by Fast Computing Machines. *J. Chem. Phys.*, 21:1087– 1092, 1958.
- S. Nissen und E. Nemerson. *Fast Artificial Neural Network Library, Version 1.2.0*, 2004.
- Regulierungsbehörde für Post und Telekommunikation. Frequenznutzungsplan der Bundesrepublik Deutschland, 2004.
- K. Rohlfs und T. Wilson. *Tools of Radio Astronomy*. Springer Verlag, 1999.
- R. Schieder und C. Kramer. Optimization of heterodyne observations using Allan variance measurements. *A&A*, 373:746–756, July 2001. doi: 10.1051/0004-6361:20010611.
- S. W. Smith. *The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Publishing, 1999.
- S. Stanko. Bedienungsanleitung zum DFFT-Spektrometer. Technical report, Universität Bonn, 2005.
- S. Stanko, B. Klein, und J. Kerp. A field programmable gate array spectrometer for radio astronomy. First light at the Effelsberg 100-m telescope. *A&A*, 436: 391–395, June 2005.
- M. Unser. Sampling—50 Years after Shannon. *Proceedings of the IEEE*, 88(4): 569–587, April 2000.

# Danksagung

An dieser Stelle möchte ich allen danken, die mir bei der Erstellung der Diplomarbeit geholfen haben. Insbesondere danke ich meinem Referenten Priv.-Doz. Dr. J. Kerp für der Vergabe des interessanten Themas und die breite Unterstützung bei meiner Arbeit. Herr Prof. Dr. G.W. Prölß hat sich freundlicherweise als Korreferent zur Verfügung gestellt. Auch dafür herzlichen Dank.

Über die zahlreichen Anregungen und Hilfestellung von Dr. S. Stanko und T. Westmeier habe ich mich sehr gefreut. Danke auch an Prof. Dr. F. Bertoldi, Prof. Dr. U. Klein, Prof. Dr. E. Fürst, Ch. Stein-Schmitz, Dr. Ch. Brüns und B. Klein, sowie an das RAIUB-Team.

Besonderer Dank gebührt meinen Eltern, die mir dieses Studium ermöglicht haben und deren Unterstützung ich mir immer gewiß sein konnte. Für die zahlreichen ermunternden Gespräche mit K. Winkel und M. Jaeger bin ich ebenfalls dankbar.

An letzter Stelle (aber nicht zuletzt) möchte ich Nadya Ben Bekhti danken. Sie hat mich durch dieses Studium begleitet, und es gelingt ihr auch heute noch, mir ein Lächeln aufs Gesicht zu zaubern.