

修士学位論文

旧KDDI茨城32mアンテナの電波望遠鏡化
に向けての基礎研究

2008年度
(平成20年度)

茨城大学大学院理工学研究科

自然機能科学専攻

07NM226L
星 慶幸

要旨

KDDI が使用していた直径 32m のアンテナ二基を国立天文台が譲り受け、茨城大学が運用することになった。これまでは衛星通信用として用いられてきたため、天体観測用途の設備は備えていない。そのため国立天文台や各大学と協力し電波望遠鏡への改修が行われる。いくつかの改修項目のうち、私が担当するのはアンテナ駆動系ハードウェアからの角度信号の出力調査、及び分光計の整備、基礎調査である。高萩局と日立局があるが先に高萩局の整備を進める。

高萩局の駆動系ハードウェアの図面より、アンテナが向いている角度を示す信号が出ている箇所は確認されていた。実際の確認ではアンフェノール 50 ピンタイプのコネクタとして存在しており、このコネクタのピン一本一本においてテスターを用いて電圧を測定した。二回測定し、二回目は比較のためにアンテナの仰角だけを動かした。コネクタの上側 25 ピンは変化が無く、下側 25 ピンは変化があったことより、上側が方位角、下側が仰角を表すと決定された。また、測定された結果及び図面等の情報より、コネクタのピン一つに 1bit が割り当てられていることと方位角、仰角それぞれ 21 ピンを用いた 21bit のバイナリ値で角度を表していることが判明した。また、アンテナの口径と観測波長より決定されるビームサイズから駆動に必要な制御精度が決まる。これよりアンテナは 17bit で制御できれば良いことがわかった。

また、高萩局では NICT 製の K5/VSSP32 をサンプラーユニットとし、パソコンで分光処理を行う。まず受信された天体からの信号を AD 変換し、パソコンにデータを取り込む。その後にパソコンによって分光ソフトウェアを用いパワースペクトルを得る。信号は VSSP32 において 8bit、64MHz サンプリングされ、その後デジタルフィルターを通すことにより求める帯域幅、bit 数に調整される。これによる信号の入出力の振る舞いを確認する。結果として装置の検出限界は -65dBm とわかり、また入力する信号のパワーレベルはある点より上になると強弱の区別がつかなくなる。これらより、最適な入力パワーのレベルが $-65 \sim -40\text{dBm}$ 程度であることが決定された。また、bit 数の違いによりダイナミックレンジの広がりに変化を見ることができた。

目次

第1章 電波天文観測	1
1.1 電波観測装置	1
1.1.1 アンテナ	1
1.1.2 フロントエンド	1
1.1.3 バックエンド	1
1.2 干渉計	4
1.2.1 干渉計の原理	4
1.2.2 VLBI: Very Long Baseline Interferometry(超長基線干渉計)	5
1.3 茨城局と VLBI	5
第2章 茨城 32m アンテナの角度信号出力調査	7
2.1 調査の目的	7
2.2 駆動系の角度信号出力システム	7
2.3 ピンの出力の測定	8
2.4 角度エンコーディングの考察	8
2.5 使用ビットの推定	10
2.6 今後の課題	10
第3章 分光計の基礎調査	11
3.1 高萩局バックエンド	11
3.1.1 K5 システム	11
3.1.2 単一鏡観測用分光計	12
3.2 調査	13
3.2.1 測定機器構成	13
3.3 測定結果	13
3.3.1 広帯域雑音	14
3.3.2 単一周波数の信号	19
3.4 考察	24
第4章 まとめ	27
謝辞	29

第1章 電波天文観測

1.1 電波観測装置

電波天文の観測で使用される装置は大きくアンテナ、フロントエンド、バックエンドの三つに分けられる。それぞれの大きな仕事の内容は以下の通りである。

アンテナ: 観測天体からくる電波を集光して取り込む

フロントエンド: 集められた電波を電気信号に変換し、増幅、周波数変換を行う

バックエンド: 信号のスペクトル解析を行う

1.1.1 アンテナ

アンテナの役割は天体からの微弱な電磁波を集光することであり、その口径が大きければ大きいほどより多くの信号を集めることができるようになる。また、アンテナの分解能はある程度の広がりを持っている。これは観測波長を $\lambda[\text{m}]$ 、アンテナ口径を $D[\text{m}]$ として $\lambda/D[\text{rad}]$ で決定され、同一波長で観測をするならば、口径が大きいほど天体をより細かく分解できる。アンテナにはパラボラアンテナ、八木アンテナ、ホーンアンテナなどいくつかの種類があり、天文観測で一番よく用いられているのはカセグレンアンテナである。アンテナの鏡面は観測波長によりその必要精度等が決められる。電磁波を損失無く集めるには観測する波長の $1/10 \sim 1/20$ 程度の鏡面精度が求められるため波長が短いほど鏡面の凹凸を減らす必要がある。一方、波長が長い(メートル波)と高い鏡面精度が必要でなくメッシュ構造の鏡面もある。

1.1.2 フロントエンド

アンテナによって集められた電磁波は受信機により電気信号に変換される。また、アンテナによって集光され信号量は増えるが、それでも天体からの信号は非常に微弱である。そのために増幅し処理のしやすい振幅まで上げる。受信・増幅段階においてどれだけ機器からの熱雑音の混入を減らすかが重要である。機器の熱雑音は天体からの信号に比べてかなり大きいので、一緒に増幅されてしまうと後の処理における精度の低下等にかかわることとなる。その機器からの雑音の混入を減らすために機器自体を冷却する手法が多く使われている。それから、受信したそのままの高周波数では装置で扱うのが難しいため、ミキサーと呼ばれる周波数変換器が必要である。ミキサーに受信した周波数 f_1 の信号と異なる特定の周波数 f_2 を入力すると、その和と差の周波数 $f_1 \pm f_2$ が出力される。天体観測ではこの低周波成分を使用する。これは中間周波数 IF と呼ばれる。

1.1.3 バックエンド

ここでは分光と検波が行われる。分光とは受信電圧を周波数毎のパワー、すなわちスペクトルを測定することである。パワースペクトルを測定する事によって、元の受信電圧にどの周波数がどの強度で含まれているかを知ることができる。分光計の性能は帯域、周波数分解能、分光点数等によって表される。帯域はパワースペクトル全体の周波数幅である。周波数分解能は周波数において2点を見分けることのできる最小の値である。分光点数はパワースペクトルにおけるデータ数であり、これが大きいほどより細かく周

波数の情報を得ることができる。分光計ではパワースペクトルに変換後、その積分を行う。積分することによって、より微弱な信号を検出することができるようになり、またデータを圧縮しデータ量を減らすことができる。

信号のデジタル化

電波観測で使用される分光計には、大きくわけてアナログとデジタルの二つの方式ある。アナログの分光計の代表には音響光学型分光計 (AOS) などがあるが、現在はこれらよりもデジタル方式の分光計が主流である。デジタル方式はアナログに対してより良い安定性、周波数の正確さ、維持管理の容易さなどのアドバンテージを有している。

電波望遠鏡等で受信した電磁波は、電圧信号へと変換され、このアナログ電圧信号がバックエンド系でデジタル電圧信号へと変換される。アナログからデジタル信号への変換は標本化 (sampling) と量子化 (quantization) という2つの段階に分けて考えられる。標本化は一定の時間間隔 T で、時間方向でアナログ信号を離散化する。これはアナログ信号に周期 T のデルタ関数を乗算することによって表現することができる。量子化はアナログ信号の振幅値を離散化する事を言う。振幅方向について一定の間隔でいくつかの有限階調に符号化 (エンコード) をする。1bit であれば2階調、2bit なら4階調、8bit なら256階調、16bit なら65536階調となる。標本化後の信号 $x(t)$ は n を任意の整数として

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)\delta(t-nT) \quad (1.1)$$

と元の信号に δ 関数列をかけたものとして表現される。

標本化する際の注意点として以下の点がある。入力する信号中の最高周波数を f_{max} 、サンプリング周波数を $f_s = \frac{1}{T}$ として

$$2f_{max} \leq f_s \quad (1.2)$$

を満たさなければならない。この条件を満たす時、ナイキスト定理より原信号が完全に復元できる。この条件から外れると、その高周波 f はスペクトルを得た時に図 1.1 のように折り返して $0 \sim f_s/2$ の範囲に表示されてしまい、低い周波数と区別がつかなくなってしまう。よって通常はサンプリングの前にローパスフィルターによる帯域制限が行われる。

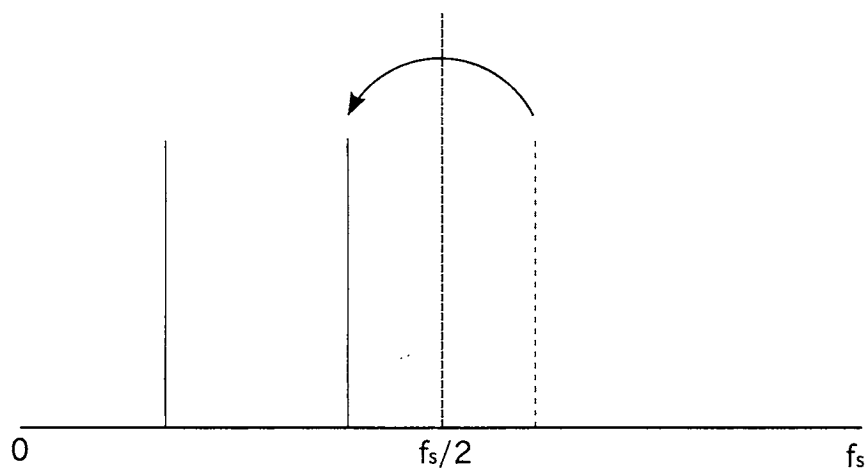


図 1.1: 高周波信号の折り返し

分光の原理

デジタル方式の分光には二つの手法がある。XF 型と FX 型である。XF 型分光計はまず自己相関関数を計算し、それらを積分し、フーリエ変換することによってパワースペクトルを得る。FX 型はデジタル信号をいくつかに分け、それぞれをフーリエ変換、二乗したのち全てを積分しパワースペクトルを得る。二つの方式は数学的に等価である。

ここでは FX 型について記述する。瞬間、瞬間のスペクトルは電圧信号を $V(t)$ としたとき、それをデジタル化した $V^*(t)$ の離散化フーリエ変換 (DFT) により得ることができる。一回の計算で処理するサンプル点の数を N 、周波数チャンネルを $k(=1, 2, 3, \dots, N-1)$ とすると得られるスペクトルは式 (1.3) で表される。

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} V^*(t) \exp(-2\pi i k n / N) \quad (1.3)$$

一般的な計算ではこの式に沿って計算されることは少なく、高速フーリエ変換 (FFT) と呼ばれる式 (1.3) に帰着するようなアルゴリズムで計算される。それぞれの計算結果は同じであり、FFT を用いることによって、計算量を $O(N^2)$ から $O(N \log(N))$ と減らすことができる。サンプル点数が多いほど DFT と FFT の計算量の差が顕著になる。このようにして得られたスペクトル S_k の絶対値を二乗して、式 1.4 で示されるパワースペクトル P_k になる。

$$P_k = |S_k|^2 = S_k \cdot S_k^* \quad (1.4)$$

この瞬間のパワースペクトル P_k を繰り返し計算し、それぞれの周波数ごとに積分したものが最終的に得られるパワースペクトルの図となる。パワースペクトルは単位周波数あたりのパワーの周波数依存性を表したもので、パワーの単位にはしばしば dBm が使われる。これは

$$P[\text{dBm}] = \log_{10}(P[\text{mW}])$$

としたもので、1mW の時 0dBm を表現する。

デジタル化された信号のパワースペクトルを議論する際に注意すべき点として、元々無い周波数成分が現れる現象 (ゴースト) がある。例えば、アナログ sin 波をフーリエ変換すると単一の周波数成分しか表れないが、デジタル化されたものをフーリエ変換すると、元々の周波数成分の他にそれを整数倍した周波数点にも成分が表れる。この整数倍したものを高次高調波と言う。簡単な例として図 1.2 のような形に sin 波を 1bit のデジタル信号に変換したものを考える。

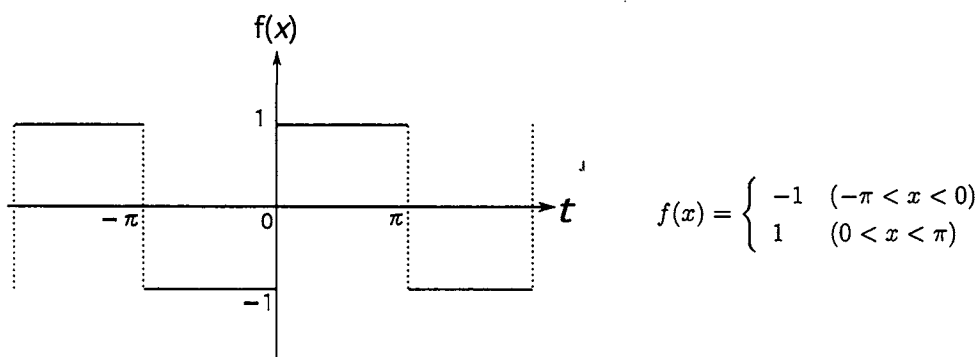


図 1.2: 1bit のデジタル信号
フーリエ級数展開は以下のようにして求めることができるので

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nx + b_n \sin nx)$$

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx \\ a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx \end{cases}$$

この式を図1.2に当てはめると

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 0 \\
 a_n &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos ntdt = 0 \\
 b_n &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin ntdt \\
 &= \frac{2}{n\pi} \{1 - (-1)^n\} \\
 &= \begin{cases} \frac{4}{n\pi} & (n = \text{odd number}) \\ 0 & (n = \text{even number}) \end{cases} \\
 f(x) &= \frac{4}{\pi} \left(\sin t + \frac{\sin 3t}{3} + \frac{\sin 5t}{5} + \dots \right) \quad (1.5)
 \end{aligned}$$

式(1.5)を見ると元々の信号である $\sin t$ に3倍、5倍と奇数倍したものが足し合わされているのが分かる。これはデジタル信号のbit数を増やすと軽減されていくもののどのbit数でもあてはまり、フーリエ変換をしスペクトルを得たときに、整数倍した周波数の点にスペクトルが立つことになる。さらに、 $f_s/2$ を超える周波数にもスペクトルが立つため折り返しにより、最終的に得るスペクトルに単一の周波数でも複数の線スペクトルが含まれることとなる。そのためこれを減少させる処理が必要になる。

1.2 干渉計

単一鏡による観測では、アンテナの分解能は前述したようにおおまかにために生まれたのが電波干渉計と呼ばれる技術である。

1.2.1 干渉計の原理

干渉計の原理は Van Cittert-Zernike 定理により説明される。

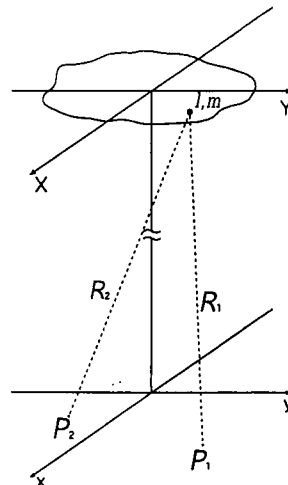


図 1.3: 離れた2点での電波源の観測

(x, y) 平面上にある $P_1 = (x_1, y_1), P_2 = (x_2, y_2)$ で電波源が作る電場を測定する。この時、 (X, Y) 平面と (x, y) 平面は十分遠方かつ平行であるとする。 (l, m) での電場を $\mathcal{E}(l, m) \exp(-j2\pi\nu t)$ として、それぞれの

地点での点 (l, m) からの電場は以下のように表される。

$$E_1(l, m, t) = \mathcal{E} \left(l, m, t - \frac{R_1}{c} \right) \frac{\exp[-j2\pi\nu(t - R_1/c)]}{R_1} \quad (1.6)$$

$$E_2(l, m, t) = \mathcal{E} \left(l, m, t - \frac{R_2}{c} \right) \frac{\exp[-j2\pi\nu(t - R_2/c)]}{R_2} \quad (1.7)$$

ここでの $\mathcal{E}(l, m, t)$ は点 (l, m) での複素振幅である。次に P_1, P_2 での相互相関関数を求める。これは一般的に電場を $E(t)$ としたとき地点 1 と 2 では

$$\Gamma_{12}(\tau) = \langle e_1(t) e_2^*(t - \tau) \rangle \quad (1.8)$$

と時間平均で書ける。

$\tau = 0$ とした時の点 (l, m) からの放射の P_1, P_2 での電場の相互相関は

$$\langle E_1(l, m, t) E_2^*(l, m, t) \rangle = \frac{\langle \mathcal{E}(l, m, t) \mathcal{E}^*(l, m, t) \rangle \exp[j2\pi\nu(R_1 - R_2)/c]}{R_1 R_2} \quad (1.9)$$

電波源全体で考えると、電波源を点源の集まりとみなすことにより

$$\Gamma_{12}(u, v, 0) = \int_{source} \frac{I(l, m) \exp[j2\pi\nu(R_1 - R_2)/c]}{R_1 R_2} dS \quad (1.10)$$

ここで u, v は観測点間隔を波長で規格化したもので $u = (x_1 - x_2)c/\nu, v = (y_1 - y_2)c/\nu$ となる。また (l, m) がつくる電波強度の二乗の時間平均がその方向の輝度に比例するので、 $\langle E_1(l, m, t) E_2^*(l, m, t) \rangle$ を $I(l, m)$ とした。また、 u, v を使って $R_2 - R_1 = (ul + vm)c/\nu$ とする。さらに十分遠方にあるため $R_1 R_2 \approx R^2$ とすると

$$\Gamma_{12}(u, v, 0) = \int \int I(l, m) e^{-j2\pi(ul + vm)} dldm \quad (1.11)$$

ここで $dS = R^2 dldm$ とした。式 (1.11) では Γ_{12} と $I(l, m)$ の間にはフーリエ変換の関係がある。これは一つのアンテナのペア間の相関なので、複数の基線で相関を得ると、最終的には電波強度のマップを得ることができる。干渉計においても λ/D を当てはめることができ、ここでの D は最大基線長になる。よって、もし最大基線長が 100m 離れていれば口径 100m と同等になる。

1.2.2 VLBI: Very Long Baseline Interferometry (超長基線干渉計)

干渉計はそれぞれのアンテナで受信した信号を一ヶ所に集めて相関処理をするため、各アンテナからケーブルを使って信号を伝送する。これだと物理的な限界があるために VLBI という技術が生まれた。これは各アンテナに時刻基準となる原子時計と信号の記録装置を備え、記録した信号を後に一ヶ所に持ちより相関処理を行う。これにより可視光観測の分解能を超える様な分解能が、電波観測で得ることが可能となった。

現在では高速な光ファイバー網を通じて、相関局へとデータを転送し処理をする方法も実現している。そのためにデータを持ち寄る手間を省け、リアルタイムな処理が可能となった。

1.3 茨城局と VLBI

KDDI 茨城衛星通信所は 1963 年に茨城県日立市と高萩市にまたがった位置に開設され、2007 年 3 月 16 日に閉所されるまで衛星通信業務を担ってきた。この役目を終えたアンテナが国立天文台に譲渡され、電波望遠鏡として有効活用されることになった。運営は茨城大学が中心となっていく。この日立・高萩局は大学連携 VLBI の一翼を担う予定である。大学連携 VLBI とは国立天文台が中心となっており、北海道大学、茨城大学、筑波大学、岐阜大学、大阪府立大学、山口大学、鹿児島大学が連携し、JAXA、NICT、GSI の協力で運用されている日本の VLBI ネットワークである。これには茨城も含めアンテナが 13 台あり、それぞ

れ VERA:20m × 4、茨城:32m × 2、苫小牧:11m、岐阜:11m、山口:32m、JAXA(臼田:64m、内之浦:34m)、NICT:鹿島 34m、GSI:つくば 32m となっている。最長基線長は 2500km あり、観測バンドは 6.7/8/22GHz の3つである。分解能は 6.7GHz で 3.7mas、8GHz で 3mas、22GHz で 1mas となっている。

この二基のアンテナは基本的には VLBI 用途で使われることになってはいるが、単一鏡観測としての機能も重要である。それは、アンテナの立ち上げ時のために必要であり、また、常時 VLBI 観測が行われるわけではないので、空いた時間は単一鏡での観測が行われる予定だからである。アンテナは大まかに北緯 $36^{\circ}41'57''$ 、東経 $140^{\circ}41'38''$ に位置し、2つとも三菱電機製のカセグレンアンテナである。主な性能諸元を表 1.1 にまとめた。

	4号アンテナ(日立局)	5号アンテナ
主鏡	直径 32m	直径 32m
副鏡	直径 2.9m	直径 2.9m
一次放射器	4 回反射集束ビーム方式	4 回反射集束ビーム方式
駆動方式	サイリスタ制御電気モータ駆動	トランジスタ制御電気モータ駆動
駆動角度範囲 方位角	$\pm 200^{\circ}$	$\pm 175^{\circ}$
仰角	$0 \sim 92^{\circ}$	$0 \sim 92^{\circ}$
最大駆動角速度	方位角、仰角共に $0.3^{\circ}/s$	方位角、仰角共に $0.1^{\circ}/s$
可動部重量	約 380t	約 380t
完成年月	昭和 58 年 10 月完成	平成 4 年 9 月完成

表 1.1: それぞれの性能諸元

基本的に 2つのアンテナは同型でスペックもほぼ同じである。ただ、駆動系には大きな違いがあり、後から造られた 5号アンテナの方が駆動角速度、駆動範囲に若干の制限がある。それは 5号アンテナの方位角の駆動範囲は 360° 全周を動くことはできず、真北の方向に向くことができない点である。

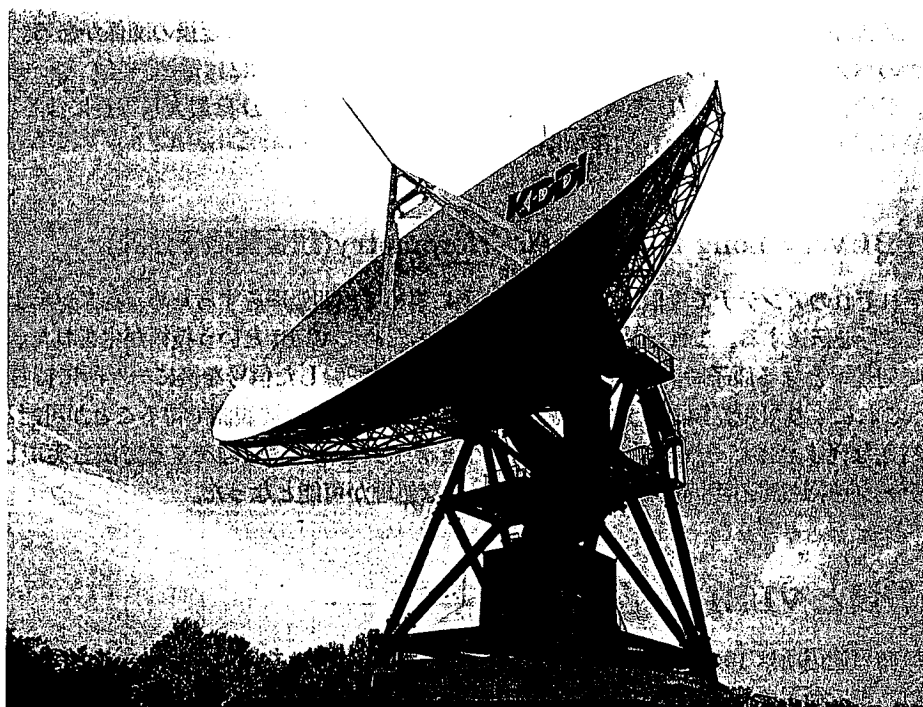


図 1.4: 高萩局

第2章 茨城32mアンテナの角度信号出力調査

2.1 調査の目的

アンテナは今までは静止軌道上にある衛星との交信を行ってきた。そのため、設定した天球上の一点を向きつづけることしかできないような駆動システムとなっている。電波望遠鏡へと転用するにあたって、地球の自転により天球上を動いていく観測天体を、追尾できるようなシステムに変更する必要がある。追尾システムは汎用のパソコンを使って構築する予定である。追尾用のソフトウェアは、現在山口大学が使用しているものと同じものを、こちらでも導入することになっている。そのソフトウェアを使用して天体の追尾を行うためには、アンテナが現在向いている角度をリアルタイムで制御パソコンに入力すること、ソフトウェアからの方位角 (azimuth), 仰角 (elevation) それぞれの駆動制御信号をアンテナの駆動系に入力することが必要である。本研究では角度出力の調査を行い、天文用途の追尾に必要な条件を満たす制御法を得た。これ以降方位角、仰角をそれぞれ Az, El とする。

2.2 駆動系の角度信号出力システム

茨城4号アンテナの設計図等から得られた情報より信号出力システムの説明をする。各アンテナの Az, El の各回転軸にシンクロ発信器が取り付けられており、そこから軸の回転角に比例したアナログ信号が発信される。その角度情報を持つアナログ信号 (シンクロ信号) が S/D 変換器 (シンクロ - デジタル変換、要するに A/D 変換) に入力され、アナログ信号からデジタル信号に変換される。この時のデジタル信号は 21bit の BINARY 値である。さらにこのデジタル信号は BINARY/BCD 変換器、制御装置等に送られる。BINARY/BCD 変換器に送られたものは、BCD に変換され、デジタル制御盤への表示等に使われる。なおここで使用される BCD とは "binary-coded decimal" の略で、二進法十進数とよばれるものである。これは十進表現での各桁を、0~9 までを表す 4 桁の二進数で表現したものである。例として十進数で 209 は BINARY では 11010001 であるが BCD では 0010 0000 1001 となる。12bit だと 1111 1111 1111 で 4095 まで表現できるが、BCD だと 999 までしか表現できない。

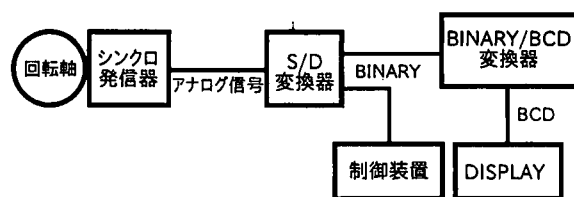


図 2.1: 角度検出及び信号の流れ

山口局と日立・高萩局のアンテナ及び駆動系は類似したスペックを持っており、山口大学では十分な追尾精度を得て運用している。これより、日立・高萩局でも十分な追尾精度が得られると期待する事ができる。ただ、信号と角度の表現方法が同一とは限らないため、こちらの局に見合った角度の表現方法を調べる必要性がある。

2.3 ピンの出力の測定

実際に角度信号が出力されていること、その信号で角度がどう表されるのかを調べる。角度信号の出力部はコネクタとして存在しており、位置は山口大学の藤沢氏より伝えられていた。コネクタの形状はアンフェノール 50 ピンフルのメスである。計測に際しては、奥にある装置へのアクセスを確保するため、延長ケーブルを利用しその端子を 1 ピンずつテスターでふれ電圧を確認した。二回測定を行い、一回目と二回目で EI だけを変更させて比較し調査を行った。図面に載っているこのコネクタのピン番号を用い、一回目の計測したビットの状態とそのピン番号、ピン情報を以下に示す。この時の制御盤のディスプレイの表示値は Az が 71.38° 、EI が 85.00° となっていた。表中での「-」はピンからの出力が無い、「o」は出力があ

表 2.1: 一回目の計測

コネクタ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
上段	-	-	o	o	-	-	o	-	o	o	-	-	-	-	o	o	-	-	o	o	o	-	o	-	-
コネクタ	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
下段	-	o	o	o	o	o	-	-	-	o	o	o	-	-	-	o	-	-	o	o	o	-	o	-	-
	SD20	SD19	SD18	SD17	SD16	SD15	SD14	SD13	SD12	SD11	SD10	SD9	SD8	SD7	SD6	SD5	SD4	SD3	SD2	SD1	SD0	INH	HOLD	GND	GND

ることを表す。

また、二回目の計測は EI の値を 80.96° に変更した。

表 2.2: 二回目の計測

コネクタ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
上段	-	-	o	o	-	-	o	-	o	o	-	-	-	-	o	o	-	-	o	o	o	-	o	-	-
コネクタ	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
下段	-	-	o	o	o	-	-	o	o	-	-	o	-	-	-	o	o	o	o	o	o	-	o	-	-
	SD20	SD19	SD18	SD17	SD16	SD15	SD14	SD13	SD12	SD11	SD10	SD9	SD8	SD7	SD6	SD5	SD4	SD3	SD2	SD1	SD0	INH	HOLD	GND	GND

上記の測定で一回目に対して、二回目のコネクタ下段の値だけが変化していることが分かる。そのため計測したコネクタが角度信号を出力している箇所だと考えることができる。これより、コネクタ上段ピン (1～25) は Az, 下段ピン (26～50) は EI を表していると決定された。

INH と HOLD のピンは角度信号に関係は無いが、アンテナの制御用の信号として使われており、INH(インヒビット) はエラー時にビットがたちシステムはエラーチェックを行う。HOLD はアンテナ駆動が停止している時出力される。追尾システムでは INH と HOLD は使用しない。

2.4 角度エンコーディングの考察

次に、このコネクタから角度信号が制御盤に表示されている角度と一致するような対応を調査した。角度の対応を調べるにあたり、山口大学の 32m アンテナと情報通信研究機構の鹿島 34m アンテナのピンと角度の対応表を参考にした。以下にそれを示す。

ピン番号	angle[°]	bit	angle[°]	bit	angle[°]
1	200	8	4	15	0.08
2	100	9	2	16	0.04
3	80	10	1	17	0.02
4	40	11	0.8	18	0.01
5	20	12	0.4	19	—
6	10	13	0.2		
7	8	14	0.1		

表 2.3: 山口 32m アンテナ角度対応表

bit	angle[°]	bit	angle[°]	bit	angle[°]
D19	180	D12	1.40625	D5	0.01099
D18	90	D11	0.70313	D4	0.00594
D17	45	D10	0.35156	D3	0.00275
D16	22.5	D9	0.17578	D2	0.00137
D15	11.25	D8	0.08789	D1	0.00069
D14	5.625	D7	0.04395	D0	0.00034
D13	2.812	D6	0.02195		

表 2.4: 鹿島 34m アンテナ角度対応表

それぞれ山口大学のは BCD 値、鹿島は BINARY 値で表現されている。山口大学のものをういた場合、茨城 32m の方が bit 数が多いので調節して、SD20 ピン番号 1 として Az に当てはめていくと 131.12° となり、SD0 をピン番号 18 としてみても 258.67° となってディスプレイの表示値と大きくずれてしまっていた。次に、鹿島 32m のに SD20 を D19 として当てはめてみると、71.38465° となり表示値と同じと言える値を表現できた。また、El(2) も 80.95836° とほぼ同じ値になった。しかし、El(1) は 174.9972 となった。測定ミスと考え、SD19 を OFF としてみると、84.9972° となり、良い値になった。鹿島 34m の表で良い値が得られるので、茨城 32m アンテナも同じような対応で BINARY 値で出力されていると考える。

これを参考にして日立・高萩局の角度のエンコーディングを考えると以下ようになる。

bit	angle[°]	bit	angle[°]	bit	angle[°]
SD20	180	SD13	1.40625	SD6	0.01099
SD19	90	SD12	0.70313	SD5	0.00549
SD18	45	SD11	0.35156	SD4	0.00275
SD17	22.5	SD10	0.17578	SD3	0.00137
SD16	11.25	SD9	0.08789	SD2	0.00069
SD15	5.625	SD8	0.04395	SD1	0.00034
SD14	2.813	SD7	0.02197	SD0	0.00017

表 2.5: 茨城 32m アンテナ角度対応表

この表より、n 番目の bit の角度は以下の様に表されることが分かる。

$$360^\circ \times 2^{-21} \times 2^n \quad (2.1)$$

これより、SD20～SD0 までの bit がそれぞれ $a_{20}, a_{19}, \dots, a_n, \dots, a_1, a_0$ ($a_n : 0 \text{ or } 1$) と並んでいた場合、それによって決められる角度は次の式で表される。

$$\begin{aligned}
 \text{1 つの角度} &= \sum_{n=0}^{20} 360^\circ \times a_n \times 2^{-21} \times 2^n \\
 &= \sum_{n=0}^{20} 360^\circ \times a_n \times 2^{n-21} \quad (2.2)
 \end{aligned}$$

これを使用して、計測した bit を使い角度の決定を行う。一度目の Az、El、二度目の El の bit 列でそれぞれ計算すると以下ようになる。

Az	71.38487°
El(1)	84.99693°
El(2)	80.95808°

結果として、アンテナの向いている方向の角度信号が取得できることが分かり、かつその信号から角度値が計算で得られることが判明した。

2.5 使用ビットの推定

電波天文学ではビームサイズの 1/10 程度で追尾できれば良いので、小さい角度まで駆動の制御に使う必要は必ずしも無い。そこで、どの bit まで制御すればよいのかを検証する。まず、理論的に計算される 32m アンテナのビームサイズを計算する。ビームサイズは

$$1.02 \times \frac{\lambda}{D} [\text{rad}] \quad (2.3)$$

で求められる。ここでの λ は観測波長 [m]、 D はアンテナ口径 [m] である。観測予定の周波数は 3 つあり、6.7G, 8G, 22GHz である。これらより求められるビームサイズは

$$6.7\text{GHz} \sim 4.9065 [\text{arcmin}]$$

$$8\text{GHz} \sim 4.1092 [\text{arcmin}]$$

$$22\text{GHz} \sim 1.4942 [\text{arcmin}]$$

となる。これらで一番ビームサイズが小さいのは 22GHz の 1.4942[arcmin] である。これを度に変換すると 0.0249° となる。天体観測に必要な追尾精度はビームサイズの 1/10 程度があれば良いとされているので、22GHz 観測では 0.0025° 程度が必要と考えられる。これは SD4 の 0.00275° までの 17bit の制御で可能だと言える。

2.6 今後の課題

ここではピンと角度の対応が決定付けられたが、実際の観測で追尾がうまくいくとは限らない。コネクタから得られた角度が、実際にアンテナが向かなければならない天体の角度になっているかを検証する必要があり、追尾をしていく過程でのずれ等も考えなければならない。ただ、山口局では良い実績が得られているので、日立・高萩局でも同様の実績が残せる可能性は高い。確認のためには実際にアンテナに受信機、分光器を接続し、天体追尾を行わなければならない。

第3章 分光計の基礎調査

3.1 高萩局バックエンド

3.1.1 K5 システム

VLBI 観測では受信したアナログ信号をサンプラーでサンプリングし、そのデジタル信号をレコーダーに記録する。そして、観測後に記録したデータを一ヶ所に持ちより処理をし電波像画像得る。レコーダーは以前までは専用の磁気カセットテープレコーダーを使用してきた。これだとテープへの書き込み速度は今まで以上の高速化が難しくなっており、これが帯域幅のボトルネックになっていた。しかし、近年では汎用 PC の磁気ディスクの大容量化と I/O のデータ伝送速度が大幅に向上してきたため、テープ記録に置き換えるようなシステム開発が進んでおり、日本では情報通信研究機構が K5 VLBI システムの開発を行っている。K5 VLBI システムには K5/VSI と K5/VSSP があり、K5/VSI は VLBI 専用開発された ADS1000, ADS2000, ADS3000 等の高速サンプラーと、汎用の PC を VSI-H (VLBI Standard Interface-Hardware) と呼ばれる規格に基づき接続するシステムである。その接続には PC-VSI ボードと呼ばれる PCI カードが開発されていて、これは 1Gbps を超えるようなデータレートでのデータの取り込みが可能でる。

一方、K5/VSSP システムは PCI ボード上に実装され PC に内蔵される AD サンプラーもしくは USB2.0 で PC と接続される AD サンプラーユニットを使い、PC にサンプリングされたデジタルデータを取り込む。PCI ボード接続を K5/VSSP、USB2.0 接続を K5/VSSP32 と呼ぶ。それぞれ使用するインターフェースの帯域の違いにより性能に違いがあり表 3.1 にまとめた。なお、K5/VSI の VSI は Versatile Scientific Interface、VSSP は Versatile Scientific Sampling Processor の略である。これら 3 つは VLBI 用途だけでなく、単一鏡観測にも使用することが可能である。その場合はデジタルへと変換された天体からの時系列信号を、パソコン上のプログラムを用いて分光処理をすることとなる。

	K5/VSSP	K5/VSSP32
サンプリング周波数 (MHz)	0.04, 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 4, 8, 16	0.04, 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64
内蔵デジタル LPF (MHz)	- - - -	2, 4, 8, 16, through
入力電圧範囲	-1V ~ +1V	-1V ~ +1V
AD 変換器アナログ帯域	100MHz	300MHz
AD 分解能 (ビット)	1, 2, 4, 8	1, 2, 4, 8
ボード (ユニット) あたりのチャンネル数	1, 4	1, 4
ボード (ユニット) あたりの最大データレート	64Mbps	256Mbps
DC オフセット調整機能	無し	ホスト PC からリモートで可能
標準信号入力	1PPS, 10MHz	1PPS, 10MHz または 5MHz
PC とのインターフェース	PCI バス	USB2.0

表 3.1: VSSP と VSSP32 の性能

3.1.2 単一鏡観測用分光計

単一鏡観測では4号アンテナではK5/VSIシステムを用い、5号アンテナではK5/VSSP32を用いる。当面予定されている構成を図3.1に示した。

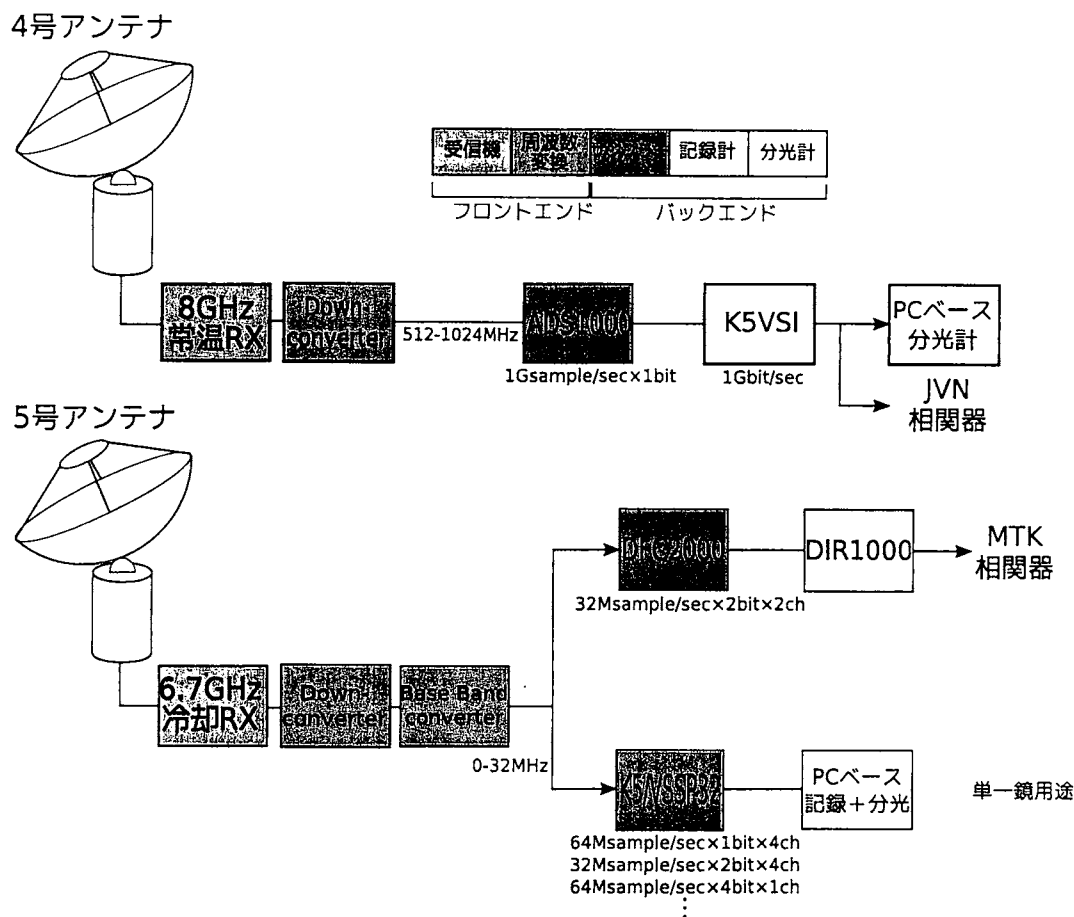


図 3.1: 現段階で考えられている機器構成

本論文ではバックエンドに関してK5/VSSP32にしばって議論する。K5/VSSP32の内部構成を図3.2に示した。K5/VSSP32には4系統の入力が可能で、入力信号は初めにサンプリング周波数64MHz、8bitでサンプリングされ次にデジタルフィルターに入る。デジタルフィルターにはサンプリング周波数やbit数の変更、欲しい帯域幅に応じたローパスフィルタの機能がある。サンプリング周波数、bit数の変更は前述の64MHz、8bitのデータの間引き、調整により作られる。なお、K5/VSSP32ではデジタルローパスフィルターを内蔵しているため、64MHzサンプリングの時以外は事前にアンチローパスフィルターが不要である。K5システムではアナログ信号がサンプリングされ、デジタルデータとしてPCのHDDに保存される。保存された時系列信号はPCのプログラムによって分光処理されスペクトルデータへと変換される。

高萩局で使用されるPCは、将来的にサンプリングと分光を同時にリアルタイムで行うために、マルチタスクを効率よく行えるようにCPUがクアッドコアのものを準備した。また、データ量が非常に大きくなることを予想し、1テラバイトのHDDを2台用いRAID0で構築した。

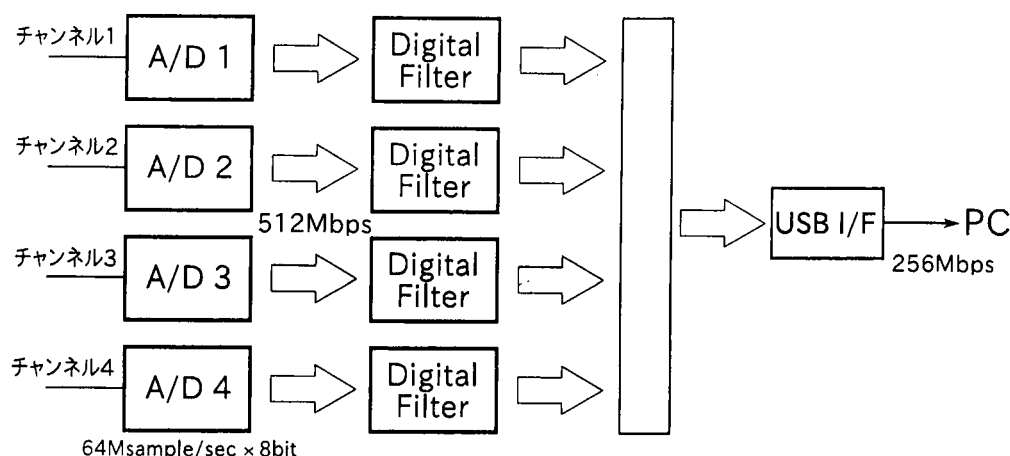


図 3.2: VSSP32 内での入力される信号のおおまかな流れ

3.2 調査

天体を観測しそのスペクトルを得る際に、分光計は入力した信号のパワーに対して、なるべく広い範囲で線形的に対応した出力が得られることが望ましい。そうでないとそれぞれの周波数でのパワーの差を天体の情報と対応させて求めることができない。高萩局で使用する予定である VSSP32 は、内部のデジタルフィルタによってデジタル信号の調整を行っている。そのためパワーや周波数が制御できる信号発生器からの信号を入力し、その出力データの振る舞いを調べるための測定を行った。

3.2.1 測定機器構成

測定では信号発生器から特定の信号を発生させて、VSSP32 に入力する。その信号を AD 変換し、デジタル化した時系列信号のデータを PC に保存する。VSSP32 の制御は NICT 近藤氏製作のプログラムを使用して行った。保存したデータにも近藤氏製作のプログラムを使用して FFT、相関処理を行いパワースペクトルを得た。

信号発生器単体では限られたパワー範囲の信号しか出力できないので、より低レベルの信号を作るために可変減衰器を用いた。可変減衰器は 1dB 刻みで 0～81dB まで変化させることができ、信号発生器では 0.01dBm 刻みでの調節が可能である。信号発生器を -20dBm、可変減衰器を 35dB とした場合は -20dBm-35dB=-55dBm で信号のレベルは -55dBm となる。また、信号発生器で出力できる周波数は 0～15MHz までとなっている。

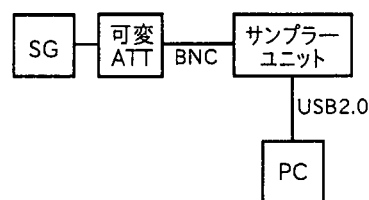


図 3.3: 機器の構成

3.3 測定結果

測定は信号の入力を図 3.2 におけるチャンネル 1 のみの 1 系統で行った。入力が 1 系統であればサンプリング周波数を 64MHz とした場合 1,2,4bit、32MHz 以下なら 1,2,4,8bit が使用できる。サンプリング周波

数を 64MHz, 4MHz とし、それぞれの bit で測定した。また、4MHz サンプルングではデジタルフィルターの low pass filter 機能を使って通過帯域を 0~2MHz までとしたものと、low pass filter 機能を使用しない (スルー) で通過帯域が 0~32MHz のままの二通りで測定した。これ以降 low pass filter を LPF と記述する。入力信号を -80dBm~-3dBm まで変化させ、その範囲の 32 点で 10 秒間ずつそれぞれの bit でデータを取得した。その後、HDD に保存したデータを分光処理し、パワースペクトルを得た。パワースペクトルを得るためのソフトは VSSP32 用ソフトウェアに付属するスペクトル表示プログラムを使用した。

3.3.1 広帯域雑音

実際の天体観測において受信される信号のパワーはそのほとんどをノイズ成分が担っており、求める信号のパワーの割合はかなり小さい。天体信号は通常数 K かそれ以下で機器雑音はそれより高く (数百 K 程度) でパワーの大部分を占めてしまっている。なのでノイズの最適入力パワーを知ることには重要な意味がある。

まず信号発生器から雑音のみを出力して 64MHz サンプルングを行う。この時、信号発生器から出力される雑音は瞬時、瞬時で変化する 0~15MHz 間の信号の足し合わせである。以下にノイズの入出力パワーのグラフを示す。64MHz, 8bit でサンプルングを行うとそのデータレートは 512Mbps となって、使用可能なデータレート (256Mbps) を超えてしまうため結果を得ることができない。

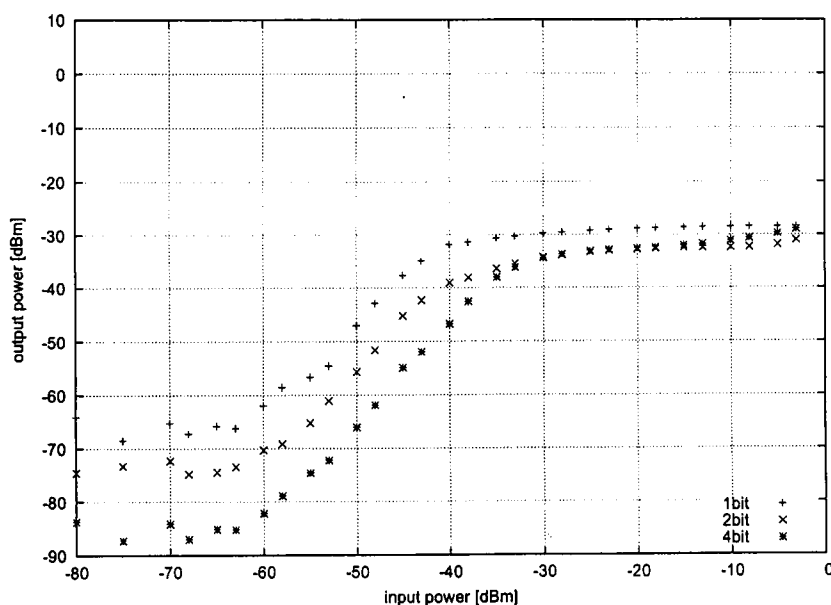
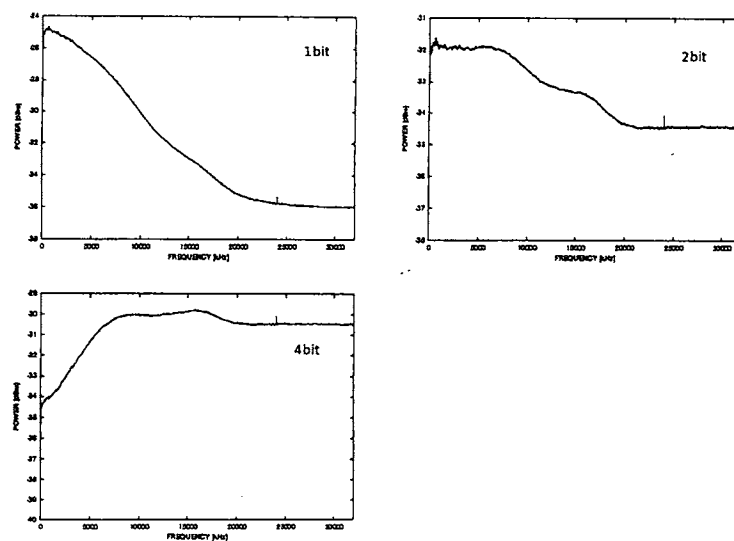


図 3.4: ノイズの入出力パワーの関係

信号発生器が出せる最高周波数が 15MHz であるため、出力パワーの評価には 0MHz~15MHz の間のデータを平均した値を用いた。

また、入力レベルを -10dBm とした時のそれぞれの量子化 bit 数でのパワースペクトルは図 3.5 のようになった。図の横軸の周波数の範囲は 0MHz からナイキストの定理より導かれるサンプルング周波数の半分の周波数までとなっている。

図 3.5: -10dBm での各 bit でのスペクトル

0~15MHz のノイズを入力しているので、32MHz の帯域幅でパワースペクトルを得ると低域側のレベルが高く、高域側のレベルが低くなるはずである。1bit, 2bit ではその傾向が見えているのだが、4bit ではそのような形にはなっていない。このようになってしまった原因は不明なのだが、その一つとして信号発生器が完全なホワイトノイズを出せないという点が考えられる。

次に 4MHz サンプリングでもノイズの測定を行った。こちらは得られるデータの 0MHz~2MHz 間での各周波数点でのパワー値を平均し一つの値を決定している。まずは LPF を 2MHz にして使用周波数を 0 - 2MHz にしぼって測定した。

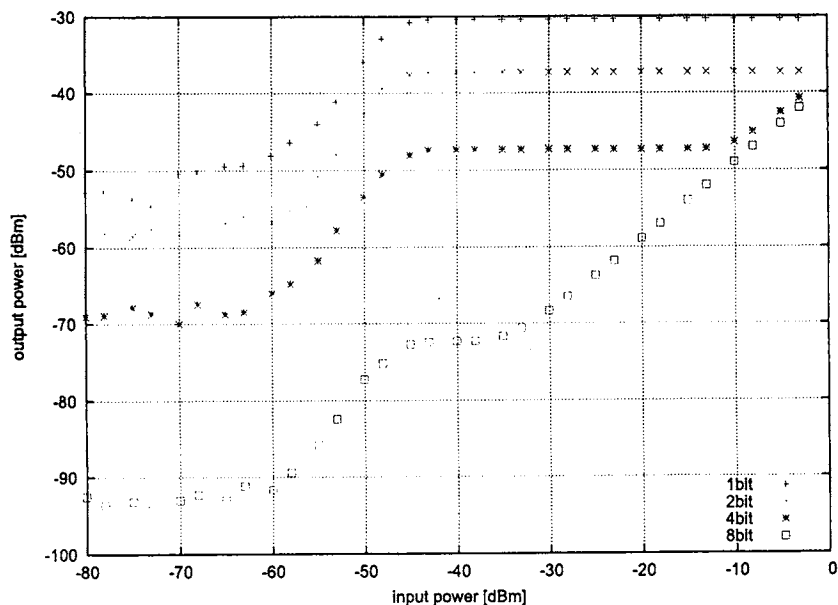


図 3.6: ノイズの入出力パワーの関係 (4MHz サンプリング)、LPF = 2MHz

また、この信号の入力パワーが -10dBm の時のパワースペクトルは図 3.7 のようになった。

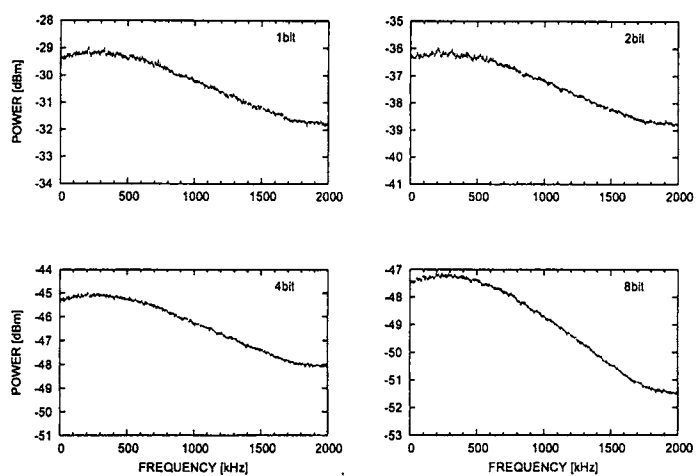


図 3.7: 4MHz サンプリング、LPF = 2MHz でのパワースペクトル

同様に 4MHz サンプリングで LPF をスルーさせた時は以下ようになった。

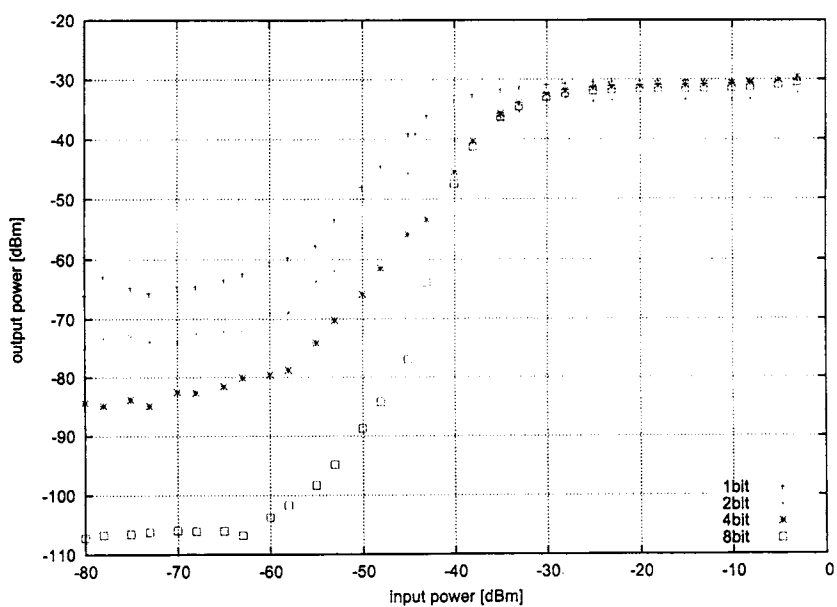


図 3.8: ノイズの入出力パワーの関係 (4MHz サンプリング)、LPF = through

また、パワースペクトルは図 3.9 のようになった。

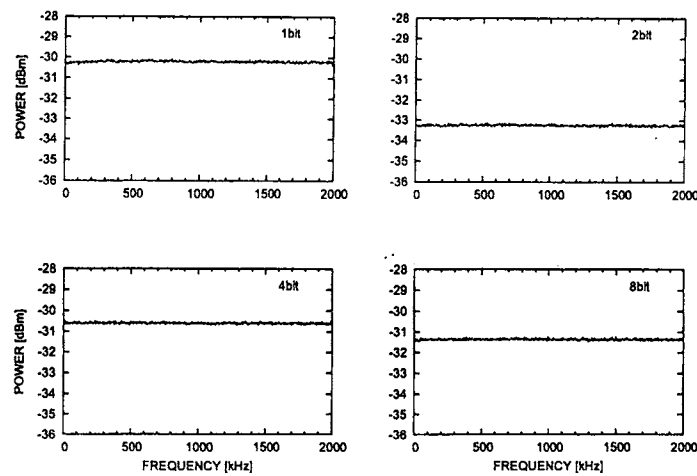


図 3.9: 4MHz サンプリング、LPF 無しでのパワースペクトル

4MHz サンプリングの方のスペクトルは LPF の有る無しで形が変わっているが、二つの測定でのスペクトルは 4 つとも power の値は違うが形はほぼ同じである。だが、64MHz サンプリングでは 3 つともまったく違う形になった。

信号発生器から雑音を出した状態でスペクトルアナライザでもパワースペクトルを測定すると図 3.10～図 3.3.1 の様なグラフを得られた。

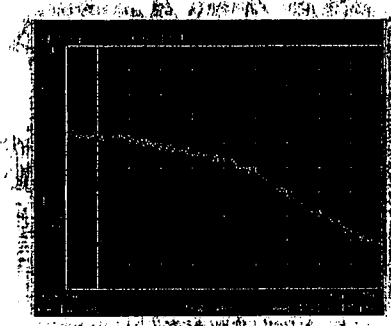


図 3.10: スペアナでのスペクトル (0～32MHz)

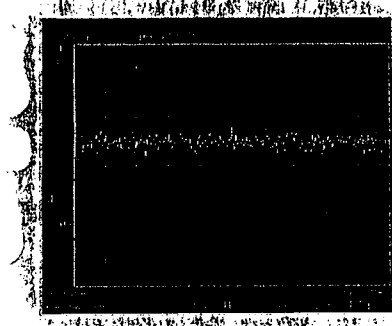


図 3.11: スペアナでのスペクトル (0～2MHz)

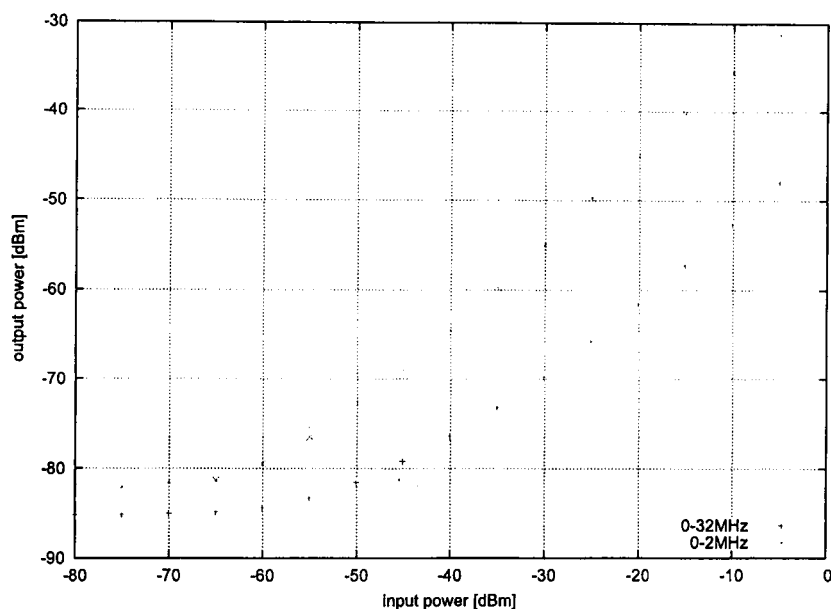


図 3.12: スペアナでの入出力パワーの対応

分光計としてスペクトルアナライザで得られるような低レベルから高レベルまで線形的な形で対応するグラフが理想的である。ノイズの入出力パワーのグラフを見るとローパスフィルターをかけるのとかけないのでは大きな違いが見て取れる。ローパスフィルターをかけていないものは入力信号のパワーを上げていってもある一定の入力値からは出力値の上昇が止まる。そしてその出力のパワー値はどの bit でも同程度になる。これは 64MHz サンプリング、4MHz サンプリング共に同程度である。また出力値のダイナミックレンジは量子化 bit 数を上げることによって広がっている。

一方、ローパスフィルターをかけたものは入力パワーのレベルを上げていくと、どの bit でも -45dBm 付近で上昇が一旦止まり、その出力パワー値は同一ではない。また、さらに入力レベルを上げていくと 4,8bit では線形的な上昇が始まった。bit 数により出力パワーのレベルの高さに違いはあるが、初めの上昇の停止点までで考えればダイナミックレンジは 4 つとも 1bit のそれと同程度になってしまっている。

グラフでの出力値の上昇の開始点と初めの停止点までのダイナミックレンジを読み取ると以下のようになった。

- 64MHz サンプリング
1bit: 34.8dB , 2bit: 38.2dB , 4bit: 50.5dB
- 4MHz サンプリング、LPF 無し
1bit: 34.2dB , 2bit: 40.1dB , 4bit: 52.6dB , 8bit: 74.9dB
- 4MHz サンプリング、LPF 有り
1bit: 21.7dB , 2bit: 20.6dB , 4bit: 21.3dB , 8bit: 20.7dB

このように LPF が無いと量子化 bit 数によりダイナミックレンジが広がっている。LPF があると bit 数を変えても変化が見られない。

パワースペクトルはローパスフィルターをかけてないものは基本的にはスペクトルアナライザと同じようになっていると言える。4MHz サンプリングでローパスフィルターをかけたもので高域側のレベルが落ちている。これはローパスフィルターによる $f_s/2$ 以上の広帯域を落とす際の余波ではないかと考えられる。

3.3.2 単一周波数の信号

信号発生器から sin 波を出力させる。この様な信号は実際には観測されることはないのだが、特性を調べるための一つの参考として測定する。なお、sin 波を入力するのだが、このとき高次の高調波が多数の可能性があるので、それぞれのサンプリング周波数で使用する sin 波の周波数は、スペクトル表示した際に折り返してきた高調波が基本波に重ならない、且つ、分光点の一つと同じ周波数であるものを選択した。まず、サンプリング周波数を 4MHz、入力する信号を 0.875MHz とした時の得られた入力信号のパワーと処理によって出された同周波数点のパワーのグラフは以下の図 3.13、3.14 のようになった。

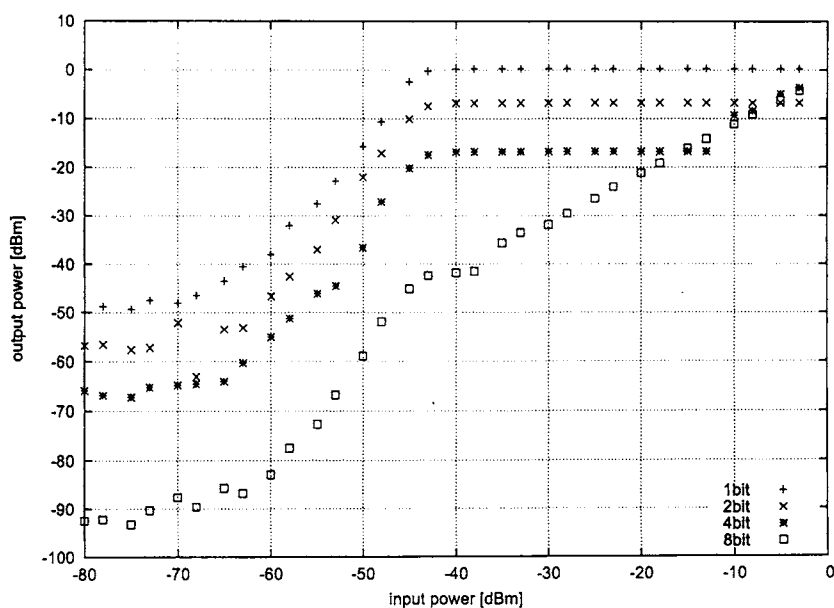


図 3.13: 0.875MHz での入出力パワーの関係, LPF=2MHz

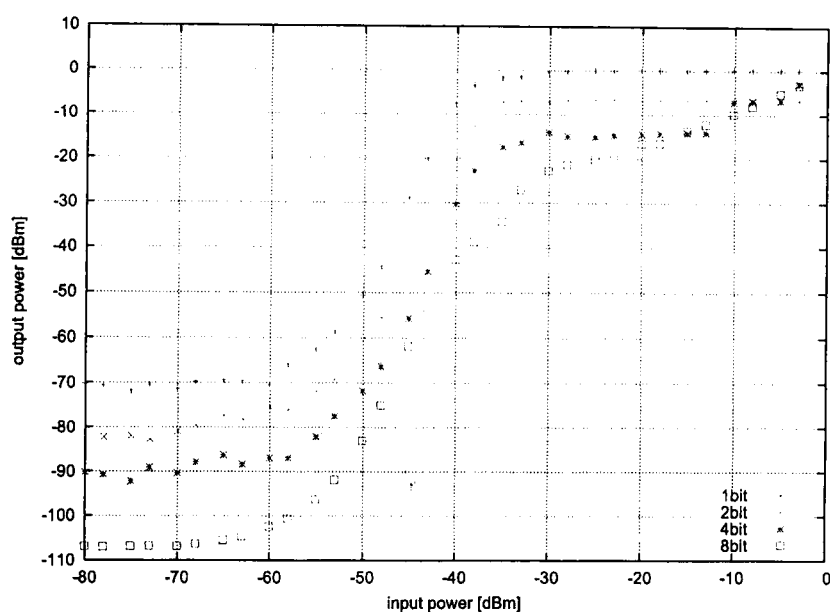


図 3.14: 0.875MHz での入出力パワーの関係, LPF=through

また、入力周波数による違いの有る無しの確認のため、同様に 1.1875MHz でも行った。

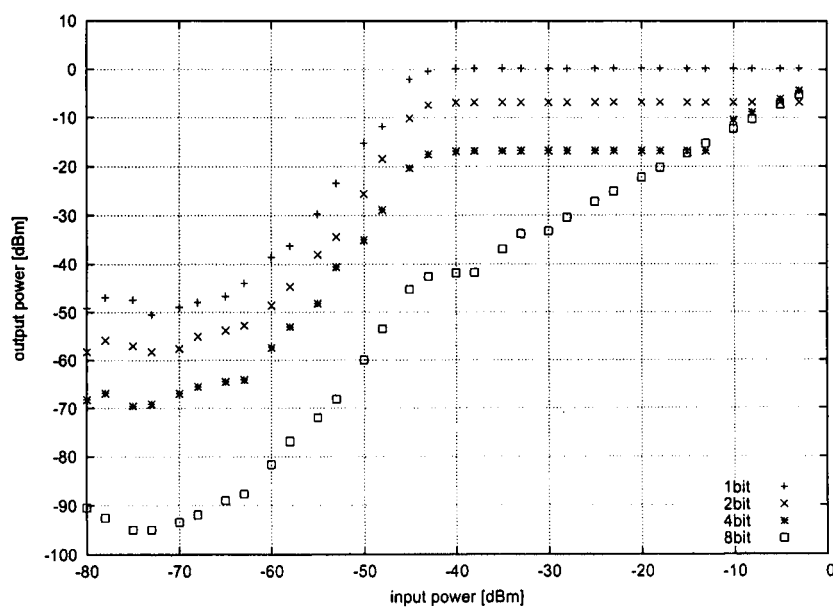


図 3.15: 1.1875MHz での入出力パワーの関係, LPF=2MHz

入力する信号の周波数を変えても二つともほぼ同じグラフの形となった。ナイキストの定理等に違反していなければ、基本的には同じサンプリング周波数なら同じ様なグラフになると思われる。

ローパスフィルターをかけたものとかけていないものを比べたときにノイズの場合よりも顕著な差が見て取れない。

0.875MHz でローパスフィルタに通した時、スルーさせた時ののスペクトルをそれぞれ図 3.16、図 3.17 に示す。

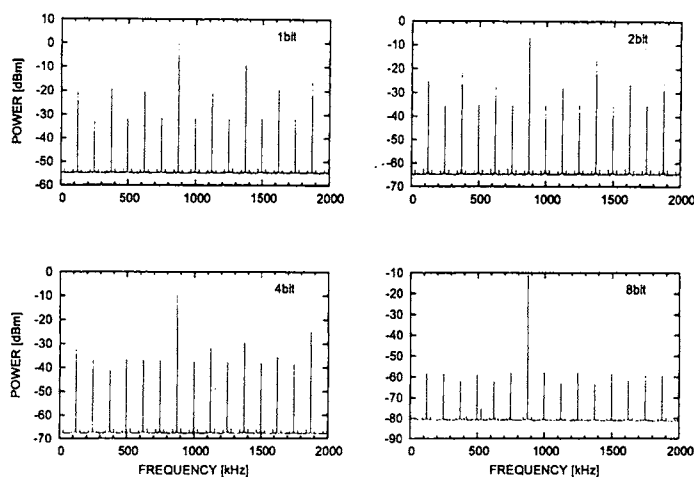


図 3.16: 0.875MHz, -10dBm, LPF=2MHz での各 bit でのスペクトル

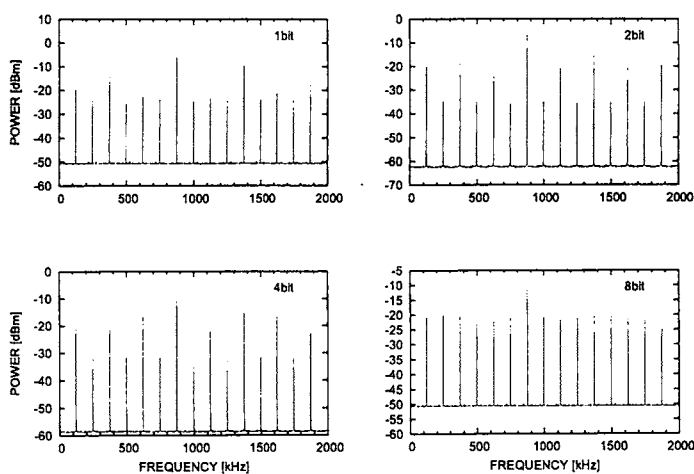


図 3.17: 0.875MHz, -10dBm, LPF 無しでの各 bit でのスペクトル

入力信号を 1.1875MHz としたときは図 3.18 のようになった。

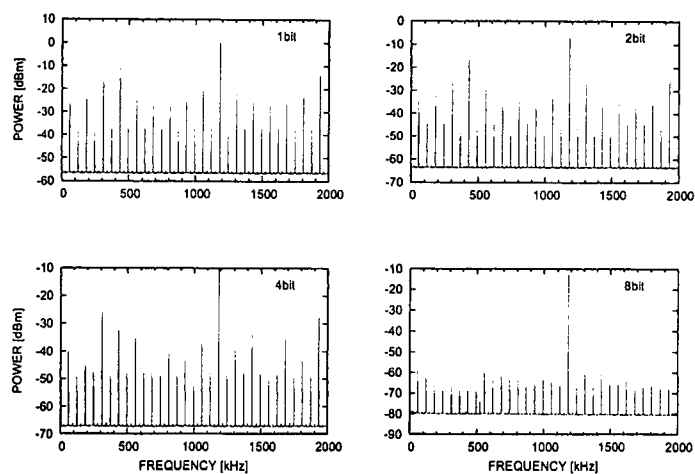


図 3.18: 1.1875MHz, -10dBm, LPF=2MHz での各 bit でのスペクトル

入力周波数を変えても同様の結果が得られる。

全てのグラフにおいて、入力した信号の周波数に対応したスペクトルの周波数点において、一番強いピークが得られた。これよりきちんとした周波数応答がされているのが確認できた。それ以外のピークは FFT の際に作られてしまう高次の高調波である。それぞれの周波数の値より比較的高い群が奇数次、低い群が偶数次に対応している。

パワースペクトルを見るとローパスフィルターをかけると高 bit になると高調波のレベルが落ちている。しかし、ローパスフィルターをかけないと高 bit にしても高調波のレベルは落ちていない。

次にサンプリング周波数を 64MHz として同様のサンプリングを行う。こちらでも 4MHz サンプリングと同様に 0.875MHz の信号を使用する。得られる入出力のパワーのグラフは図 3.19 のようになる。

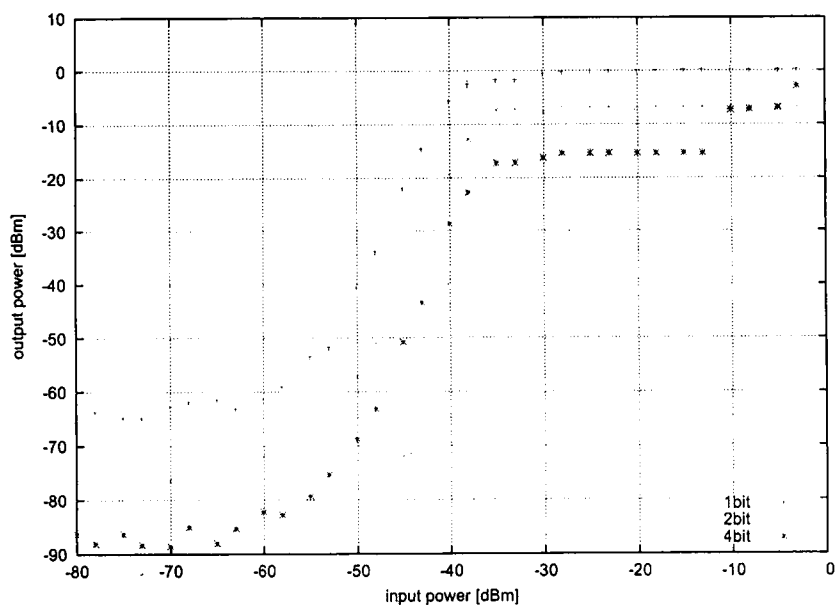


図 3.19: 0.875MHz の 64MHz サンプリングの入出力パワー

また、この時のそれぞれの bit で -10dBm の信号のスペクトルは図 3.20 のようになった。

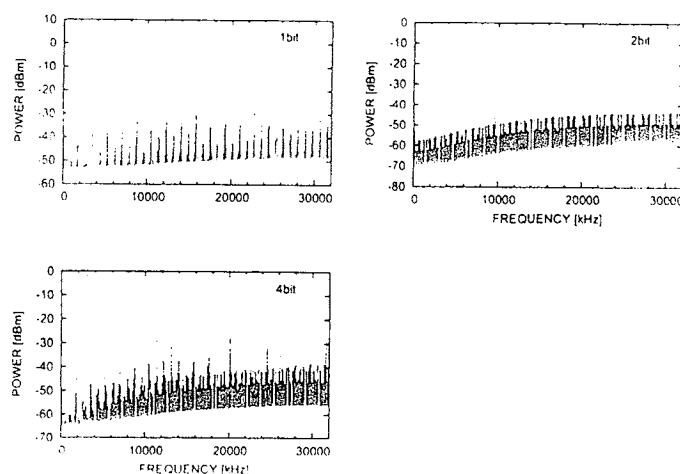


図 3.20: 0.875MHz, -10dBm での各 bit でのスペクトル

強度更正等の処理を行っていないためなのか上記のグラフでは高周波域の方の底が上がっている。帯域幅が広いと多くの高調波がのっているのが見える。また、0.875MHz の sin 波を入力したときのそれぞれの設定での出力値のダイナミックレンジは以下ようになった。

- 64MHz サンプリング
1bit:63.1dB , 2bit:68.6dB , 4bit:71.2dB
- 4MHz サンプリング、LPF 無し
1bit:70.2dB , 2bit:73.7dB , 4bit:74.5dB , 8bit:72.4dB
- 1MHz サンプリング、LPF 有り
1bit:50.0dB , 2bit:56.5dB , 4bit:56.1dB , 54.9dB

なお、スペクトルアナライザでは

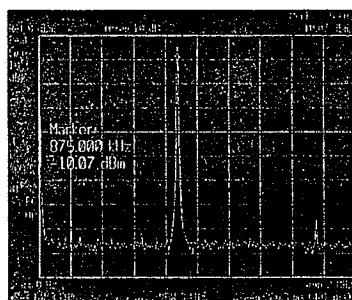


図 3.21: 0.875MHz 信号 (0~2MHz)

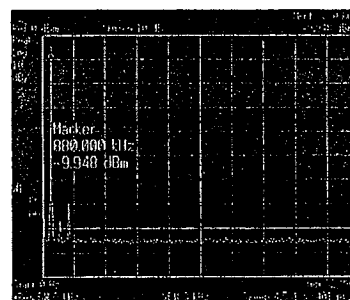


図 3.22: 0.875MHz 信号 (0~32MHz)

スペクトルアナライザで見た場合は基本的にはその周波数の基本波のみで、若干だけだが高調波がのっている。これはスペクトルアナライザが機械的な操作でスペクトルを得ているためであり、高調波が発生

しない。矩形波を信号発生器でスペクトルアナライザに人力させ、そのスペクトルを確認すると図3.23のようになる。

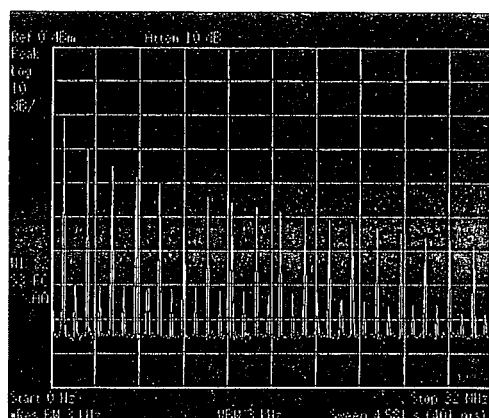


図 3.23: スペクトルアナライザでの矩形波

完全な矩形波なら奇数次高調波のみになるのだが偶数次ものっている。これらの高調波がサンプリング→FFT の処理により高次の高調波が折り返し、0～2MHz の帯域に表示されることになる。

3.4 考察

ノイズにおいて、スペクトルアナライザでパワースペクトルの測定を行うと高レベルな入力までで線形的な上昇をし続けることが見て取れる。また、上昇の始まる点は VSSP32 とほぼ同じである。VSSP32 を通してパワースペクトルを得た場合は、基本的には三通り全てで一定の入力レベルになると上昇は止まる。LPF をスルーさせた二つの場合で共にほぼ同じ入力レベルで上昇がとまり、さらにどの bit でも出力値は同じになっている。LPF を通した 4MHz サンプリングでは LPF をスルーさせた場合より手前で上昇がとまり、ダイナミックレンジはどの bit も同じになっている。この場合では 4bit, 8bit でそれぞれ -10dBm, -33dBm から同じ傾きで線形的な上がりを示す。

デジタルフィルタにおいて LPF をかけるのとかけないのでは違いがでている。基本的には量子化 bit 数を上げれば、元の時系列信号の振幅を表現する階調の幅が大きくなるため、出力のダイナミックレンジは広がると考えられる。ノイズにおいて LPF をかけた時、かけていない時での FFT する前のデジタル化された時系列信号を比較すると、それぞれの 1bit に関しては 0 と 1 の二つの値しかとれないため、ほぼ同じであるが他の bit では差が見れる。LPF をスルーさせた場合では、それぞれ bit の階調をフルに使うような大きな変動を示しているのに対し、LPF をかけた場合ではほぼ 1 レベル程度の動きしか見れない。8bit も LPF をスルーさせたものに比べれば比較的変動が小さい。この違いによりダイナミックレンジの広がり方に違いが出、LPF をかけた場合では 1bit と同じ程度のレベルの変動しかしていないため、ダイナミックレンジが同じになっていると思われる。これらはデジタルフィルタによりデータ点の情報が失われているか、値を制限されている可能性と考えられる。LPF は入力信号中の高周波成分をカットするものなのだが低周波成分にも影響を与えてしまっていることとなる。また、すべてのグラフで上昇が始まる入力レベルは -65dBm 程度となっており、ここの値までは入力レベルを上げても出力レベルは変化を示さない。なのでこれが装置の検出限界だと考えられる。この点から上昇の止まる点までは線形的な上がり方を示す。これらの事柄はサイン波を入力した時にもあてはまっている。

実際の観測では微小な入力信号のパワーレベルの違いを見なければならない。そのためには線形的な上がり方をしているレベル間に合うように入力レベルを調整する必要がある。それはグラフよりおよそ $-65\text{dBm} \sim -40\text{dBm}$ 程度であると決められる。

第4章 まとめ

高萩局駆動系からの角度信号の出力調査と分光計の整備及びその基礎的な調査を行った。

角度信号の調査では信号を駆動系ハードウェアからアンフェノール 50 ピンのタイプのケーブルで取り出し、PC にその信号を取り込むことが可能であることが確認できた。アンテナが向いている角度は方位角、仰角それぞれ 21bit のバイナリ値で出力されており、それらはコネクタの 1 つのピンに対し、1bit が対応する。一つのピンで表現される角度は $360^\circ \times 2^{-21} \times 2^n$ n :bit 番号と表現される。電圧のかかっているピンの角度を足し合わせることによってアンテナの向いている角度が決定される。また、駆動のために読み取る bit 数はビームサイズを考慮して 17bit となる。

分光計を整備し、信号発生器から特定の信号を入力させ、そのパワースペクトルを得た。特定の周波数の sin 波を入力すると、その入力周波数と同じ点にピークを持つパワースペクトルを得ることができた。入力パワーを低レベルから高レベルに上げていったところ、その出力されるパワーの値が $-65\text{dBm} \sim -40\text{dBm}$ の間付近しか線形的な上昇をしないことがわかった。これにより実際の観測でも適正な入力パワーレベルはこの間におさまるように調整する必要がある。また、bit 数の変更による振る舞いの変化も確認できた。

今後の課題としては駆動系では角度信号の入力部の調査、及び実際に PC での制御の確認。分光計には実際の観測状況に近いノイズと特定の周波数の信号を足し合わせた信号を入力した時の振る舞いの調査。また、これらの調査を元に受信機をのせ実際に観測を行いさらなる検証の必要がある。

謝辞

本研究を行うにあたり、多くの方々にお世話になりました。

指導教官である百瀬宗武先生には研究テーマの選択から電波天文学の基礎、デジタル処理、測定、論文の執筆まで終始御指導頂き心より感謝申し上げます。

米倉寛則先生、山口大学の藤沢健太様、北海道大学の徂徠和夫様、岐阜大学の高羽浩様、大阪府立大学の皆様には高萩局の整備に関わる様々な支援、助言等を頂き誠に有難うございました。

岡本美子先生には赤外線天文学の御指導や様々な助言等を頂き有難うございました。また、宇宙物質学講座の学生の皆様とは共に助け合い楽しく研究できたことを嬉しく思います。

最後に、大学院までの進学を賛成し、ずっと応援してくださった家族に心から深く感謝申し上げます。

参考文献

- [1] 中村尚五、1989、「ビギナーズ デジタルフーリエ変換」、東京電機大学出版局
- [2] 赤羽賢司、海部宣男、田原博人、1988、「宇宙電波天文学」、共立出版
- [3] Rohlfs, K. and Wilson, T. L. 2000, "Tools of Radio Astronomy", Springer
- [4] Taylor, G. B., Carilli, C. L., and Perley R. A. (eds) 1999, "Synthesis Imaging in Radio Astronomy II", ASP Conf. Ser. 180, ASP
- [5] 国立天文台編、2005、「干渉計サマースクール 2005 教科書」、国立天文台