

増幅度とノイズの見積もりおよび  
フィルタ設計が鍵！

## デジタルFMチューナ向け アナログ・フロントエンドの製作

林 輝彦  
Teruhiko Hayashi

### 紹介するのはデジタル信号処理の 前段、アナログ・フロントエンド

● アナログ信号処理がデジタル化されている  
動作速度の制約でベース・バンドの信号処理が中心だった無線通信機器のデジタル信号処理も、最近ではアンテナに近い高周波の部分までデジタル信号処理で扱うことが可能です。

消費電力やコストの面から、一般的なコンシューマ機器に広く採用されるまでには至っていませんが、A-Dコンバータをアンテナに近い位置に配置し、受信機の大部分の信号処理をデジタル・ドメインで行う、デジタル方式の受信機を身近に実験することもできるようになりました。

受信した信号をデジタル信号処理によって直ちにベース・バンドに変換し、必要な選択度の確保、復調

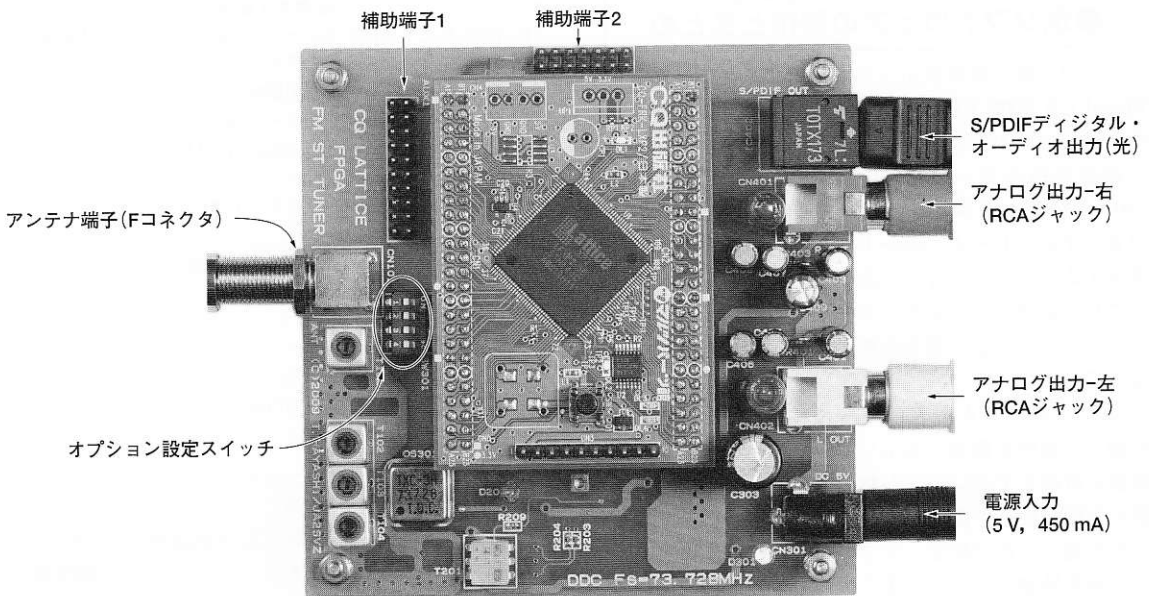
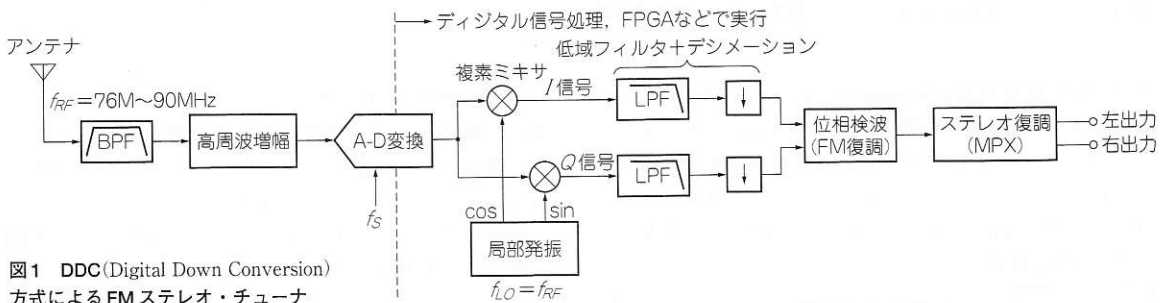


写真1 デジタル・デザイン・テクノロジー誌No.1(CQ出版社発行)に付属のFPGA基板で製作したFMステレオ・チューナ

処理を行っていく受信機の形式を、ここではDDC (Digital Down Conversion)方式と呼ぶことにします (図1)。

● 本誌の姉妹誌デジタル・デザイン・テクノロジー創刊号ではDDC方式によるFMステレオ・チューナを紹介した

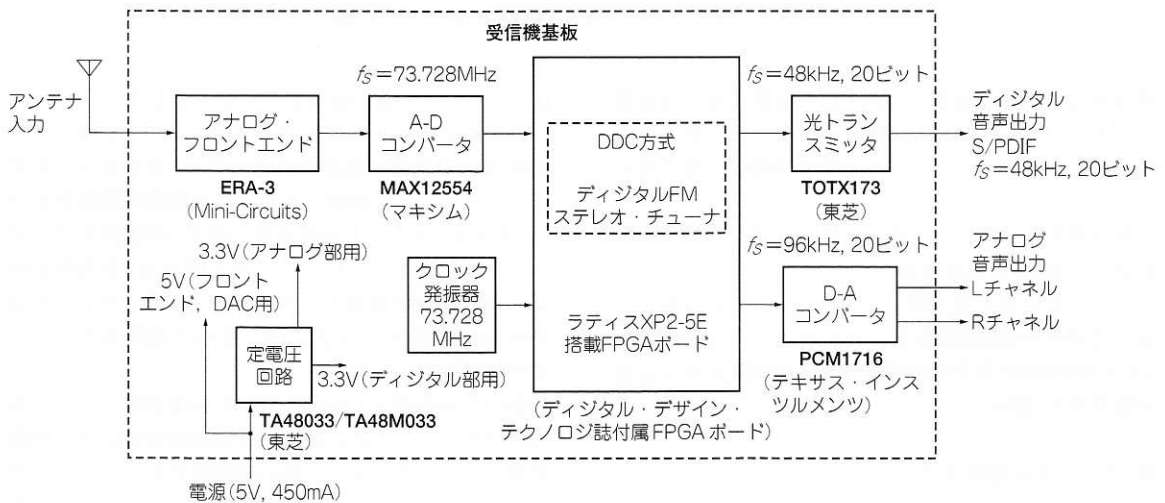
本誌の姉妹誌であるデジタル・デザイン・テクノロジー誌の創刊号(4月10日発売)には、FPGAの搭載された実験基板が付属しています。筆者はこの付属基板を用いてFMステレオ・チューナを製作し、付属のFPGA基板を実用的な通信アプリケーションに適用した例として紹介しました。

図2はFMステレオ・チューナ全体の構成、写真1はその外観です。ここでは、このDDC方式のFM受信機のために設計したアナログ・フロントエンド [図2(b)] の内容を、今までのアナログ方式の受信機のフロントエンドとも比べながら解説していきたいと思えます。

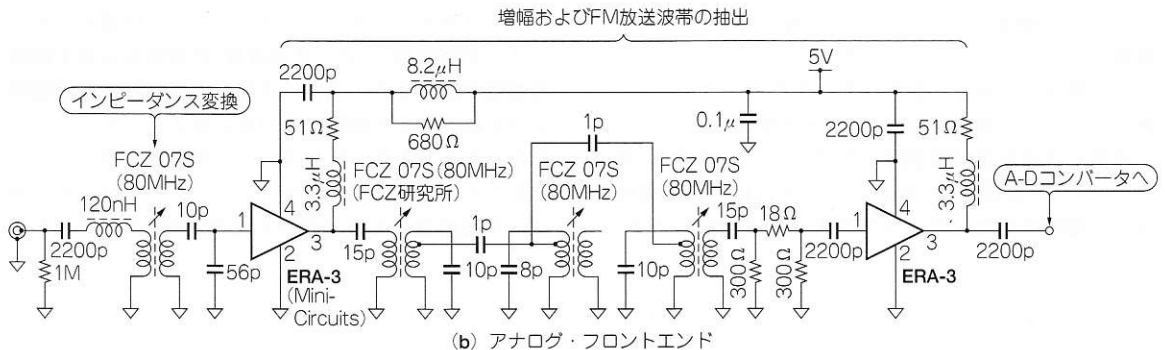
**設計するフロントエンドにおける課題**

● アナログ受信方式

アナログ方式で広く用いられてきた受信機の方式は、図3に示すようなスーパーヘテロダイン方式です。この方式では、受信周波数 $f_{RF}$ はいったん、中間周波数と



(a) 全体構成



(b) アナログ・フロントエンド

図2 FMステレオ・チューナの構成

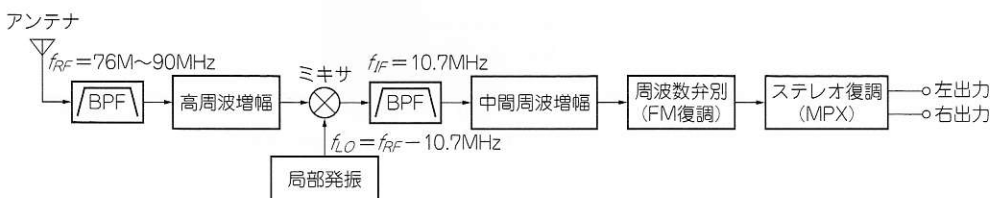


図3 スーパーヘテロダイン方式の受信機の例

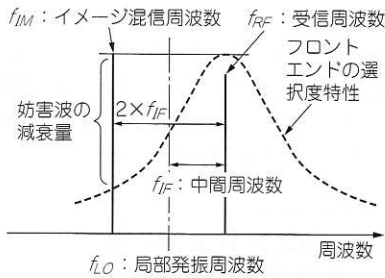


図4 スーパーヘテロダイン方式におけるイメージ混信

呼ばれる一定の周波数  $f_{IF}$  (例えばFM放送用の受信機では10.7 MHzが一般的) に周波数変換し、この一定の周波数のもと、受信機として必要な増幅度と選択度の大部分を得るようにしています。

周波数変換の際に、中間周波数を生成できる受信周波数は、局部発振周波数の上下に2カ所存在します。従って、アナログ方式のフロントエンドの周波数特性は、この  $2 \times f_{IF}$  離れたところに存在する妨害波成分(イメージ混信)を十分に減衰できる選択度を持つ必要があります(図4)。

● デジタル受信方式

DDC方式の受信機のフロントエンドにおいても、不要な信号を受信しないようにするという前置フィルタとしての機能はアナログ方式の場合と同じですが、使用するA-Dコンバータの特性や、信号のサンプリングに関連した独特な要件もあります。

▶ パイプライン方式A-Dコンバータが主流

今回のような高周波領域の信号のデジタル化(サンプリング)を行うA-Dコンバータには、ほぼ例外なく、変換方式としてパイプライン方式を用いたA-

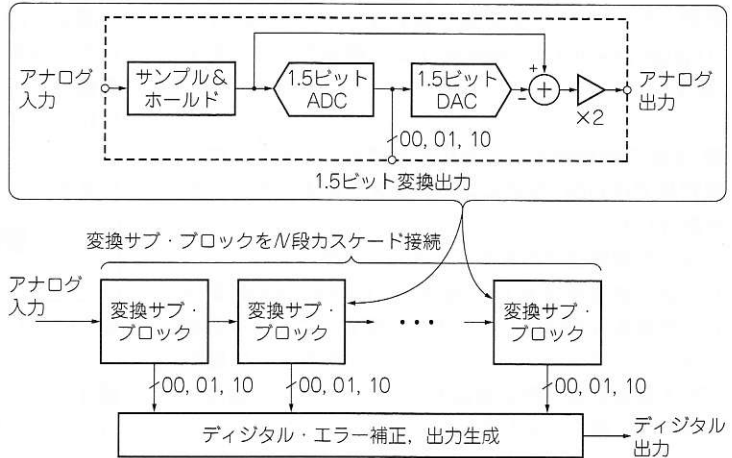


図5 パイプライン方式A-Dコンバータの構成

Dコンバータが使われるようになりました。

このパイプライン方式のA-Dコンバータは、ここ20年ほどで急速に製品化の進んだA-Dコンバータです。カスケードに接続された、高速動作可能な少ビット(通常は1.5ビットの構成が一般的)の変換サブ・ブロックを用いて、上位ビットから順次A-D変換を行い、各変換段で変換しきれなかった誤差(アナログ信号の未変換成分)を次段に渡しながらか変換を進める方式です(図5)。

かつての高速A-Dコンバータの代表的な方式であったフラッシュ方式に比べ、分解能の増加に伴う回路規模の増大は緩やかで、高い周波数でのデジタル化を少ない消費電力(といっても現状の製品の消費電力はまだそれなりに大きい)で実現できます。

パイプライン方式のA-Dコンバータは通常、サンプリング周波数(クロック周波数)の数倍から数十倍の周波数の信号をデジタル化することが可能な高速サンプル&ホールド回路を入力部に備えています。このため、もともと高いサンプリング周波数で動作させられることに加え、アンダサンプリングの手法でサンプリング周波数と入力周波数の間の制約(ナイキスト・

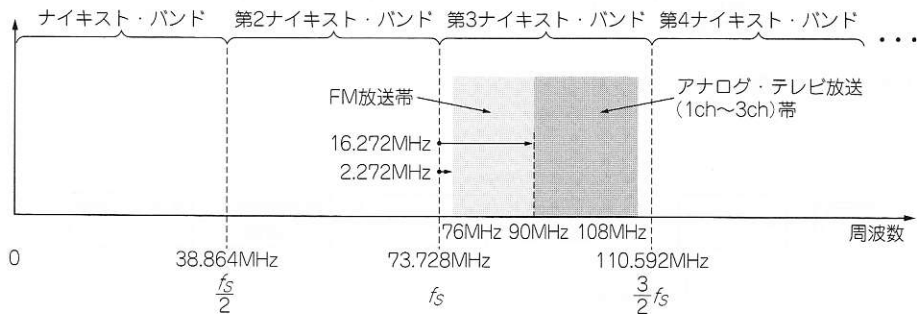


図6 FMステレオ・チューナで採用した周波数関係

サンプリング：入力信号の周波数<サンプリング周波数の1/2,  $f_s/2$ )に縛られず、サンプリング周波数を柔軟に設定しながら、高い周波数の入力信号を扱うことができます。

アンダサンプリングの手法を用いる場合、いくつものナイキスト・バンドに存在する複数のエイリアス信号が、同じ周波数に変換されてデジタル化される(=入力信号がサンプリング周波数の整数倍の周波数との間で周波数変換される)ことになります。このエイリアス混信を避けるため、A-Dコンバータの前に置くフィルタには、一定の選択度が要求されます。

▶アンダサンプリングによって発生するエイリアスの除去が課題

図6は今回のFMステレオ・チューナで採用した周波数関係を示したものです。受信する周波数範囲は日本のFM放送帯である76M~90MHzとし、A-Dコンバータのサンプリング周波数は73.728MHz(=16×12×8×48kHz)としています。つまり受信周波数範囲は第3ナイキスト・バンドに存在することになります。図7は目的とする受信周波数に対し、隣接するナイキスト・バンドに存在する妨害波の周波数を示したものです。

アンダサンプリングによるエイリアス混信の発生は、スーパーヘテロダイン方式におけるイメージ混信と似ています。しかしイメージ混信では、混信を生じる妨害波の周波数は常に中間周波数の2倍の周波数だけ離れていて、受信周波数と平行に移動するのに対し、アンダサンプリングによるエイリアスの混信では、混信の生じる周波数と受信周波数の間隔は一定ではなく、またその移動の方向も同一方向、逆方向の2通りがあります。

図7の周波数関係を検討すると、今回の場合、受信周波数の下端である76MHzを受信中に、下側の第2ナイキスト・バンドのエイリアスである71.456MHzを十分に除去できるように、フロントエンドの選択度を設定する必要があります。

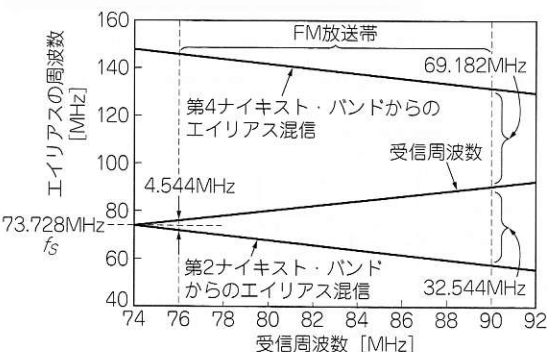


図7 隣接するナイキスト・バンドに存在する妨害波の周波数

## フロントエンドの周波数選択度特性の検討

●CATVの同軸ケーブルには多くの放送波が多重されている

FM放送を受信する場合、最近ではFM放送用のアンテナを個別に用意して受信することはまれであり、CATV環境で配信されるFM放送波(同軸ケーブルで送られるので電波ではない?)を利用することが多いと思います。

CATVの1本の同軸ケーブルには、CATV放送、アナログおよび地上デジタル(パス・スルー配信を含む)の各種テレビ放送、ケーブル・モデムによるインターネット接続サービスのための信号、マンションによっては衛星放送のIF周波数帯の信号などが重畳されています。FM放送の信号は、これら多くののにぎやかな信号スペクトルの下端に配信されています。ここではCATV環境でFM放送を受信することを想定して、フロントエンドの選択度特性を考えてみます。

▶CATVコンセントのスペクトル例

図8は筆者の住むマンションの部屋の壁にあるCATVのコンセント(Fコネクタ)をスペクトラム・アナライザに接続して観測したスペクトルの例です。FM放送の各局の信号レベルはおおむね、75dBf~80dBf(-45dBm~-40dBm)程度のレベルで配信されています。

●CATVではアナログ・テレビ放送のレベルが高くオーバーロードの問題がある

アナログ・テレビ放送の信号レベルは、FM放送に比べてかなり高めであり、90dBf以上あります。このようにFM放送にとっては妨害波となる強力な信号が存在する環境では、先のエイリアス混信対策も重要ですが、それ以前にA-Dコンバータのオーバーロードの

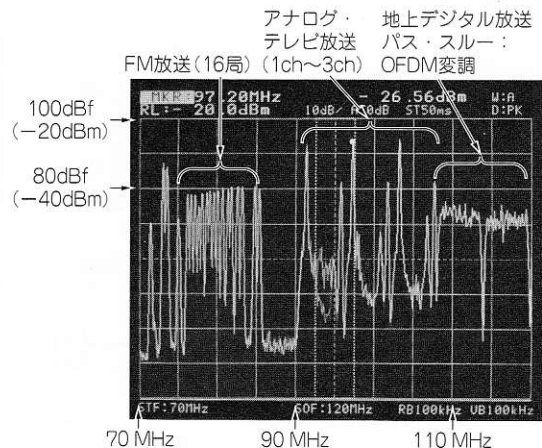


図8 CATVで配信される各種信号のスペクトル例

問題が深刻です。


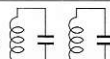
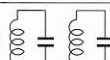
▶オーバーロード…妨害波を含めたトータルのパワーがA-Dコンバータの入力レンジを越えてしまう

ここでいうオーバーロードとは、目的とする受信信号を十分な大きさまで増幅しようとした場合、入力信号に含まれる複数の妨害波のパワーも加算して一緒に増幅してしまい、結果として妨害波を含めたトータル・パワーがA-Dコンバータの入力レンジを越えてしまう現象です。このため、フロントエンドの増幅度を思ったより大きくすることができず、目的の信号のレベルが不足して受信機としてのSN比を予定の値まで高められなくなる可能性も出てきます。

### ● BPFの段数とオーバーロードの発生状況

図9は筆者の自宅のCATV環境で東京地方のNHK-FM(82.5MHz)を受信しながら、フロントエンドの周波数選択度をBPFの同調回路の数で設定して実験した例です。NHK-FM信号レベルは79.6dBf(-40.4dBm)であり、A-Dコンバータのフルスケールのレベルは+6.6dBmなので、A-Dコンバータの前に47dB[6.6dB-(-40.4dB)]の増幅度を持ったプリアンプを挿入すれば、A-Dコンバータがちょうどフルスケールになる計算です。

しかし妨害波が存在する環境においては、オーバーロードが発生するため、それよりはるかに少ない増幅度でもA-Dコンバータが飽和(オーバフロー)し始めます。ここでは82.5MHzを取り出し、妨害波を減衰させるために挿入する同調回路(BPF)の段数と、A-D

同調回路の個数	10MHz離調時減衰度 [dB]	A-Dコンバータが飽和しない最大の増幅度A [dB]
x0	0	16
x1 	10	25
x2 	24	28
x3 	42	31

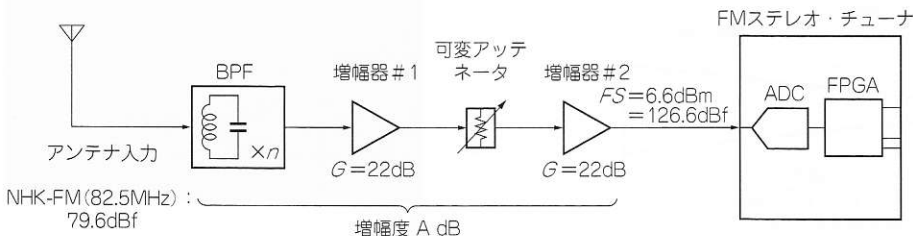


図9 フロントエンドのBPFの次数とオーバーロードの発生状況

コンバータが飽和しない最大の増幅度を実測しています。参考のため、おのおの場合についてBPF単体の10MHz離調したところでの減衰量も測定してあります。

3段の同調回路を持ったBPFを用いれば、10MHz離調したところでの減衰量は40dB以上確保でき、FM放送帯以外の信号の影響はほとんど除外できると考えられます。図10は3段の同調回路を持ったBPFを通した後のCATVのスペクトルで、図8と比較するとフィルタの効果がよく分かります。それでもFM放送帯内に隣接する他のFM放送局の信号が複数、A-Dコンバータの入力に加えられますので、このBPFを使っても今回の実測では挿入できるアンプの増幅度は最大31dBにとどまり、16dB分ほどは隣接するFM局の信号パワーの影響を受けていることになります。

### 製作したバンドパス・フィルタの回路構成と特性

上の予備実験により、3段の同調回路からなるBPFを製作しました(写真2)。共振回路のコイルには再現性を考慮し、インダクタンス可変用の可動コアを備えた市販の高周波工作向けのコイルを使っています(製品名:FCZ-07S,7mm角,80MHz用,インダクタンス可変範囲:0.36μH~0.51μH,FCZ研究所)。

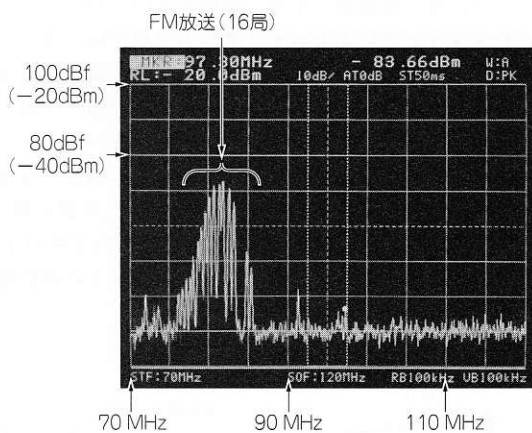


図10 BPFによって取り出されたFM放送帯のスペクトル



## ● 結合、共振のQの調整が設計の基本となる

同調回路を用いたBPFの設計の基本は、共振のQを調整し、目的の周波数選択度を得ることです。Qの調整は、回路を構成する複数の共振回路をすべてBPFの中心周波数に同調させながら、共振回路の結合(共振回路間、あるいは共振回路-入出力回路間)を調整して、共振回路に適切な負荷を与えることで行います。

結合の方法には静電容量あるいはインダクタンスのどちらかを用いることになりますが、低い周波数側と高い周波数側のどちらの減衰域でも十分な減衰量を確保するためには、静電容量による結合とインダクタンスによる結合の両方を混在させて用いることが有効です。今回は共振回路間の結合は静電容量、入出力間の結合はインダクタンス(リンク・コイルによる相互インダクタンス)と静電容量の併用による結合としています。

## ● フィルタ回路定数の設計

### ▶シミュレーション

図11は製作に先立ち、回路シミュレーションによっておおよその回路定数を決定するようすです。今回使ったコイルの場合、リンク・コイルの巻数(2回)は主コイルの巻数(6回)に比べてかなり多めですので、入出力には直列に容量(15 pF)を挿入し、回路の両端に位置する共振回路の負荷Qを下げすぎないようにしないと所望の選択度特性が得られません。今回は1 MHz程度の遅延平たんの通過域を確保し、中心周波数から10 MHz離れた周波数で40 dB程度の減衰量を確保できるようにしました(図12)。

### ▶実測

図13はネットワーク・アナライザによる周波数特

性の実測結果です。共振回路間の結合容量を同調コイルの midpoint のタップに接続しているのは、人の手によって調整できる静電容量の下限値である1 pFのコンデンサを使うために、インピーダンスの低い点同士を結合するようにしたためです。Qが100程度のコイルを用いながら選択度特性を重視したため、挿入損失は約7 dBと大きめになっています。

## ● インピーダンス・マッチング回路も必要

実際の回路では、このBPF以外にアンテナ入力部分にもう1段、インピーダンス・マッチング(75 Ω : 50 Ω)を兼ねた同調回路が挿入されます。この初段の入力部分での損失は、直ちに受信機としてのSN比を低下させるので損失を少なくするように結合を密にしてあり、その分、フィルタとして周波数選択特性(希望波とそうでない周波数の差)はあまり期待できません(図14、図15)。

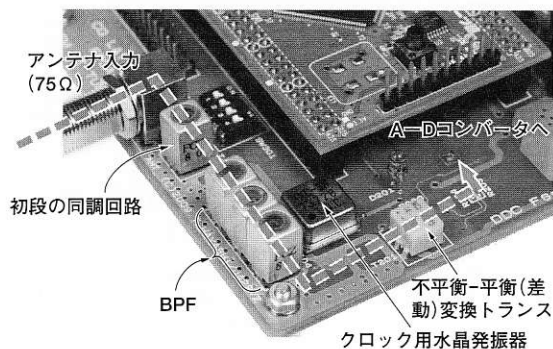


写真2 フロントエンドに用いるBPFの外観

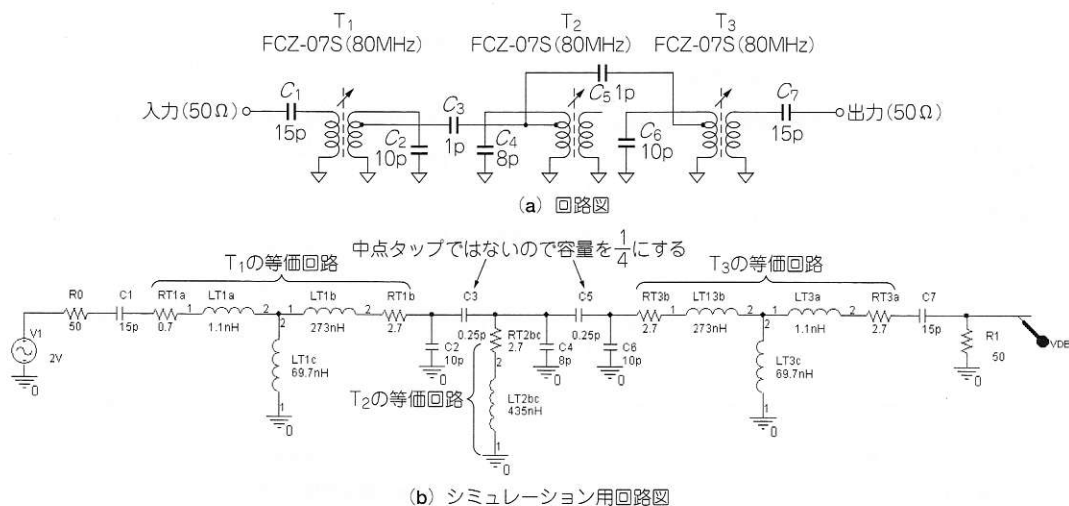


図11 BPFの回路シミュレーション

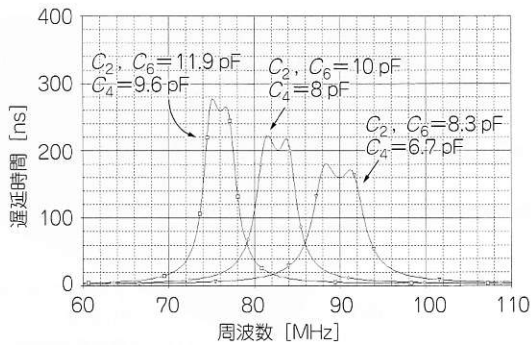
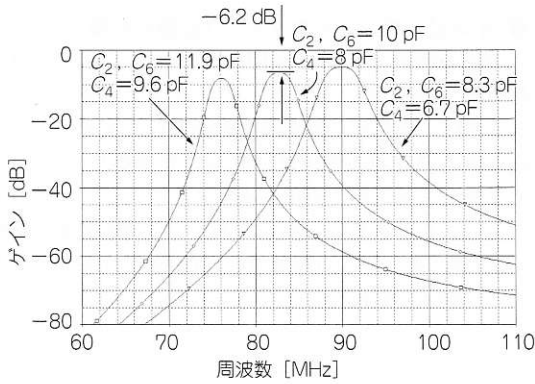
## フロントエンドにおける増幅度とノイズ性能に関する考察

● アナログ方式の受信機では 80 dB ~ 100 dB のゲインが必要だった

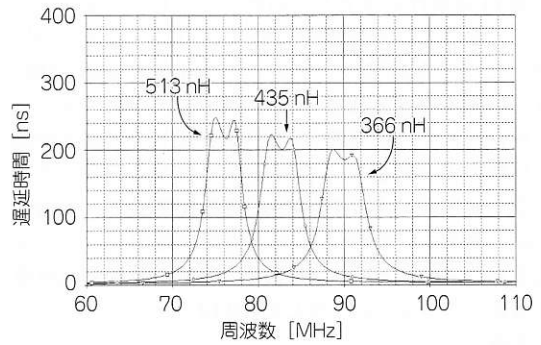
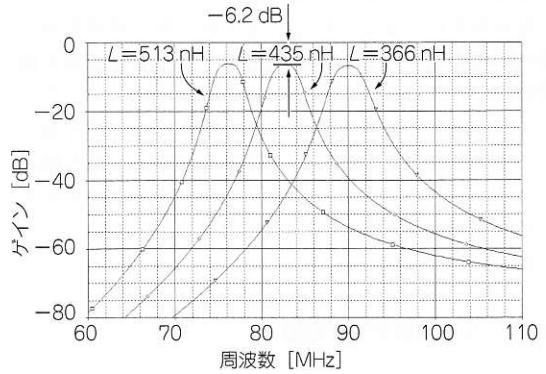
通常、A-Dコンバータを動作させる信号レベルは

1 V 程度であり、受信機がアンテナで受けとる信号のレベルである「 $\mu\text{V} \sim \text{mV}$ 」のオーダーのレベルと比較すると、かなりの開きがあります。従って A-D コンバータの前に位置するフロントエンドにはかなり大きな増幅度が必要だと考えがちです。

アナログ方式の受信機においては、高周波増幅、周

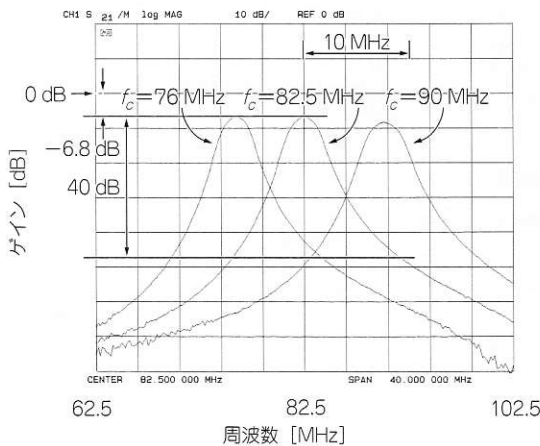


(a) 容量を可変して 76 M, 82.5 M, 90 MHz に同調した場合

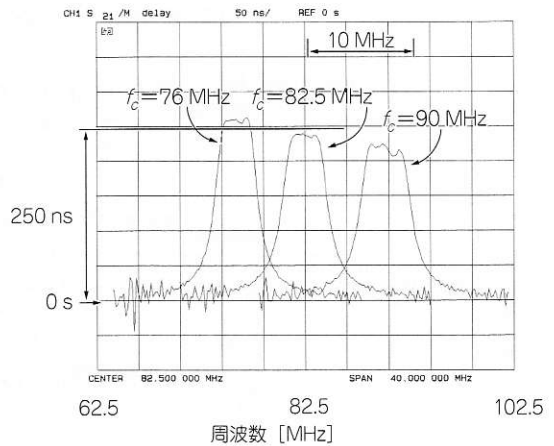


(b) インダクタンスを可変して 76 M, 82.5 M, 90 MHz に同調した場合

図12 図11に示したBPFのゲインと遅延時間(シミュレーション結果)



(a) ゲイン (4 MHz/div, 10 dB/div)



(b) 遅延時間 (4 MHz/div, 50 ns/div)

図13 図11に示したBPFのゲインと遅延時間(測定結果)

波数変換，中間周波増幅を経て検波（復調）に至るまでの総合的な電圧増幅度は，80 dB～100 dB程度（10,000～100,000倍）を得るようにしていました（アンテナ入力で10 μVの電圧を0.1 V～1 V程度まで増幅して検波段に与えると想定。）

● DDC方式の受信機の感度をノイズ指数で見積る

DDC方式のデジタルFM受信機の場合にも，同程度の増幅度が必要なのか，検討してみましょう。

まず，受信機の構成としてフロントエンドを除外し，アンテナからの高周波信号を直接A-Dコンバータに与えるものとして，受信機の感度をノイズ指数によって見積もってみます。

A-Dコンバータのデータシートには，入力信号のレベルに応じ，出力のデジタル信号で得られるSN比が示されています。理想的な動作をしているA-Dコンバータであればフルスケールにおいて，

$$6.02 \text{ dB} \times \text{分解能 (ビット数)} + 1.76 \text{ dB}$$

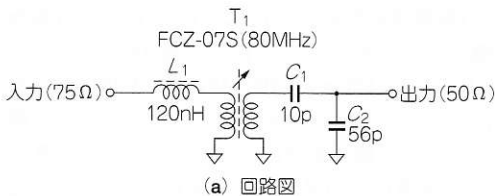
のSN比がデジタル出力に得られるはずですが，現実のA-Dコンバータでは，内部で発生する非直線性からくるひずみやノイズ，サンプリング・クロックのジッタなどによって，この理想的なSN比は得られません。今回使用した分解能14ビットのパイプライン方式のA-Dコンバータでは，サンプリング周波数80 MHz付近においてSN比が74 dB程度，有効ビット数ENOBで12ビット程度の性能が得られるものが一般的です。

▶ 計算例

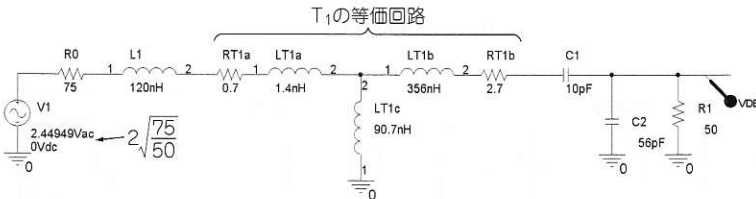
今回のFMステレオ・チューナで採用したサンプリング周波数 73.728 MHzにおいて，A-DコンバータのSN比74 dBが得られると仮定します。A-Dコンバータのフルスケールは+4.2 dBm (1.024 V<sub>p-p</sub>, 50 Ω) に設定しているので，ノイズ・パワーは-69.8 dBmとなります。少々乱暴ですが，このノイズ・パワーがナイキスト周波数( $f_s/2$ )の全域に均等に分配されると仮定するならば，単位周波数当たりのノイズ・パワー  $P_n$  [W/Hz] は以下で求められます。

$$P_n = \frac{10^{\frac{-69.8}{10}}}{\frac{f_s}{2}} \cdot 10^{-3} = 2.83 \times 10^{-13}$$

この値と単位周波数当たりの熱ノイズの値 (=  $kT$ ) を比較すれば，受信機としてのノイズ指数NF [dB]

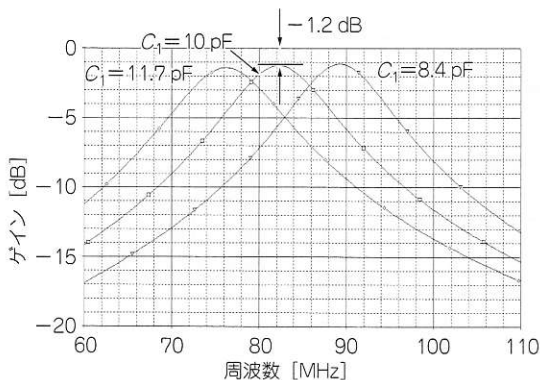


(a) 回路図

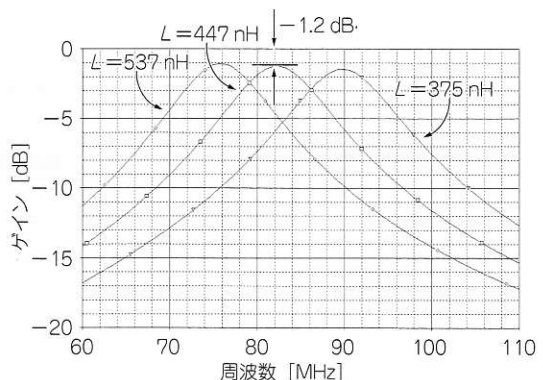


(b) シミュレーション用回路図

図14 初段の同調回路



(a)  $C_1$ を可変して76 M, 82.5 M, 90 MHzに同調した場合



(b)  $T_1$ を可変して76 M, 82.5 M, 90 MHzに同調した場合

図15 図14に示した初段の同調回路の周波数特性(シミュレーション結果)



を求めることができます。

$$NF = \frac{P_n}{k \cdot T} = \frac{2.83 \times 10^{-18}}{1.38 \times 10^{-23} \cdot 300} = 6.83 \times 10^2$$

……………雑音指数(真数表記)

$$10 \log(6.83 \times 10^2) = 28.3 \text{ dB}$$

……………雑音指数(対数表記)

ただし、 $k$ ：ボルツマン定数( $1.38 \times 10^{-23}$ )、 $T$ ：絶対温度(300 Kとする)

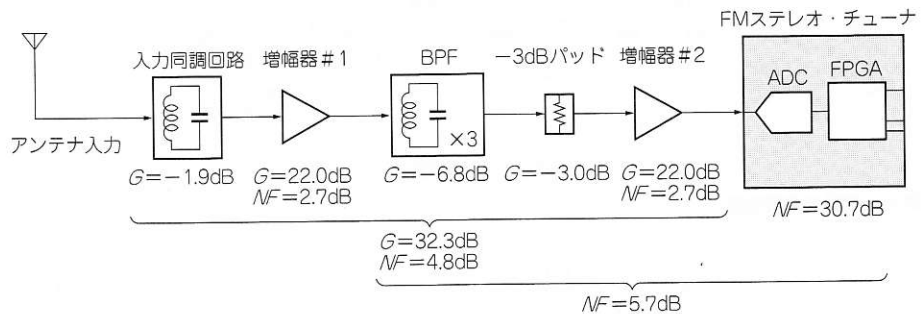
実際には A-D コンバータの入力部のトランスや、アイソレーション用の RC 回路の損失があり、実機では A-D コンバータのフルスケールは +6.6 dBm 程度になっていて、ノイズ指数としては上の計算よりさらに 2.4 dB ほど大きく 30.7 dB となります。

● プリアンプを A-D コンバータに付加してノイズ指数を計算してみる

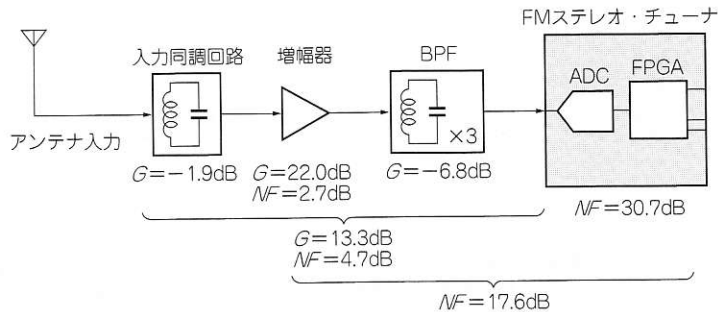
図 16 は初段に A-D コンバータを備えた今回の受信機の NF が 30.7 dB であると想定した上で、実用的な放送受信機として NF = 10 dB 程度を達成できるフロントエンドの構成例です。

先の BPF の試作により BPF の損失が 7 dB 程度であることが分かっていて、使用する増幅ブロックとして、A-D コンバータを十分に駆動できるだけの最大出力を備えながら NF も十分に低い MMIC ERA-3 (MCL) を用いることを想定しています。

(a) の案 A は、増幅段を 2 段としてフロントエンドの増幅度を 32dB 程度に設定したもので、トータルの NF は 5.7 dB と優秀です。



(a) 案A 増幅段を2段とする案(NF=5.7dB)



(b) 案B 増幅段を1段とする案(NF=17.6dB)

(b) の案 B は、増幅段を 1 段としてフロントエンドの増幅度は 13 dB 程度に抑えているため、トータルの NF は 17.6 dB となりますが、CATV 環境を想定した都市部での使用や回路の安定動作を考えるとこちらの 1 段構成も現実的な選択です。

● ノイズ指数から復調後の SN 比を求める

受信機としての NF が明らかになれば、任意の入力レベルにおける入力換算のノイズ・パワーが分かります。FM 変調の理論により、FM 復調器の入力におけるノイズ密度 (1/Hz) をもとに以下の式を使って復調出力の SN 比を求めることができます<sup>(1)</sup>。

$$S/N = \frac{3 \cdot C}{2 \cdot n_o} \cdot \left( \frac{\Delta F^2}{f_2^3 - f_1^3} \right) \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 $S/N$ ：復調出力の SN 比、 $C$ ：入力信号のキャリア・レベル、 $n_o$ ：復調器入力における雑音密度 [1/Hz]、 $\Delta F$ ：FM 変調の最大周波数偏移 [Hz]、 $f_1$ ：復調出力の下端周波数、 $f_2$ ：復調出力の上端周波数

図 17 はフロントエンドを付加せずに直接、アンテナからの高周波信号を A-D コンバータに与える場合(受信機としての NF = 30.7 dB)と、図 16(a)、(b)のフロントエンド(NF = 5.7 dB, 17.6 dB)を用いた三つの場合について、式(1)をもとに入力信号レベルと復調出力の SN 比の関係を求めたものです。この計算の際に、FM 変調信号の最大周波数偏移 75 kHz とし ( $\Delta F = 75 \text{ kHz}$ )、周波数帯域を 15 kHz としています ( $f_1 = 0, f_2 = 15 \text{ kHz}$ )。

図 16 フロントエンドの構成例

▶ FM放送特有のしくみ…ディエンファシスとステレオ復調

実際のFM放送においては送信時に変調信号の高い周波数成分を強調し(エンファシス)、受信時には反対に高い周波数成分を減衰(ディエンファシス)させることで、FM変調特有の高い周波数成分により多く含まれるノイズ(三角ノイズと呼ばれる)を低減するようにしています。国内のFM放送で行われている50 $\mu$ sの時定数においては、エンファシス→ディエンファシスによるノイズの低減効果は10dB程度あります。

一方、FMステレオ放送においては左右のチャンネルの差信号(L-R信号)をノイズの大きい、高い周波数帯域(23k~53kHz)を用いて伝送するため、ステレオ復調後のSN比はモノラル放送のSN比に比べ、20dB程度、低下します。従ってエンファシス→ディエンファシスの効果、ステレオ伝送によるSN比の低下の両方を加味すると、実際のチューナの出力のSN比では、図17に示した復調直後のSN比よりもステレオ放送で約10dB低下することになります。復調直後のSN比70dBはステレオ復調後のSN比で60dBに相当し、聴く人によって評価に個人差はありますが、十分に高音質な受信ができるレベルです。

デジタル信号への変換という大仕事(大振幅動作)をしているA-D変換器を受信機の前段に持ってきて、実用的な感度を得るための必要なフロントエンドに要求される増幅度はそれほど大きなものではないことは意外に感じられるかもしれません。

▶ 復調後のSN比を実測した

実際に試作機で入力信号レベルと復調出力のSN比の関係を実測した結果を図18に示します。ここではCORDICで構成したFM復調器からの出力( $f_s = 192$ kHz)を直接、ディエンファシス回路やステレオ復調器を通さずにシリアル・データに変換し、FIFOモジュール経由でPCに取り込んでFFTで処理し、SN比を計測しています。

SN比を測定した周波数範囲は、ステレオ信号のパ

イロット信号(19kHz)の周辺、4kHzの帯域(17kHz~21kHz)とし、この測定では信号成分として扱う19kHzの変調信号の周波数偏移は3kHzとしています。

比較的浅い変調でSN比を計測しているのは、通常の100%変調の条件ではSN比が良くなりすぎて計測が困難になるため、FFTでノイズ・パワーを積算する都合、17k~21kHzに限られた帯域でのSN比を評価しています。図18には周波数偏移、帯域幅の条件のもとに計算し直した理論的なSN比も示してあります。

図19は復調出力をFFTによって解析したスペクトルの例で、FM変調特有の「三角ノイズ」が対数カーブ(縦軸がdBであるため)状のノイズ・フロアとして現れます。

● デジタル回路の「かたまり」であるFPGAボードの出すノイズの影響

図18に示したSN比の実測結果は、NFの値から計算されるSN比に比べて3~4dB程度、悪い値になっています。予定のSN比が得られない理由の主たるものは、同一基板上に載っているFPGAボードから発生するデジタル回路の広帯域なスイッチング・ノイズの影響が考えられます。このことを確かめるため、以下の実験を試みました。

2枚の受信機基板を用意し、一方の基板ではデジタル部を動作させた上で、フロントエンド部を停止させます。もう一方の基板ではフロントエンドだけを動作させ、その出力を先の、デジタル部が動作している基板のA-Dコンバータの入力へ接続します。このような方法を採用すると測定されるSN比は明らかに向上し、NFの値から計算されるSN比との差は1dB以内になりました。このことから、実際に期待した性能を確実に得るためには、実装の方法など、まだ改善の余地があることが分かります。

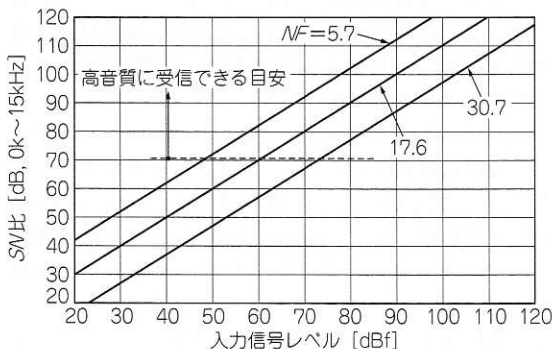


図17 入力信号レベルと復調出力のSN比の関係(計算値)

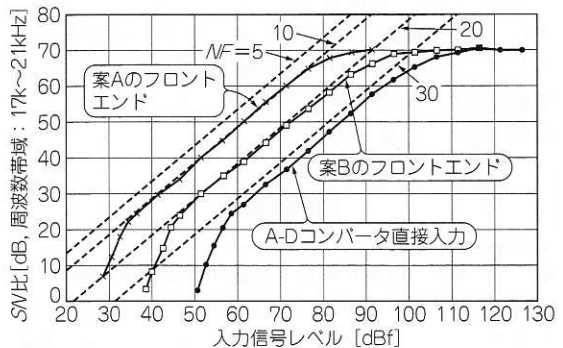
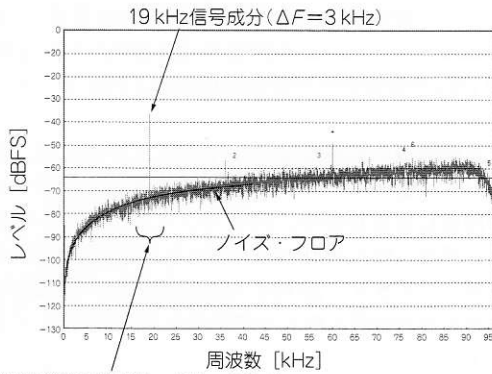
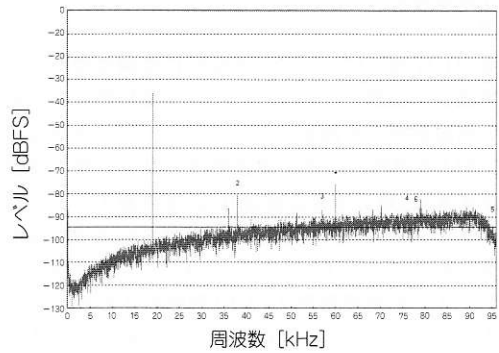


図18 入力信号レベルと復調出力のSN比の関係(実測値)



雑音計測の帯域幅：17 k~21 kHz  
(a) 入力信号レベル：40 dBf



(b) 入力信号レベル：80 dBf

図19 復調出力をFFTで解析

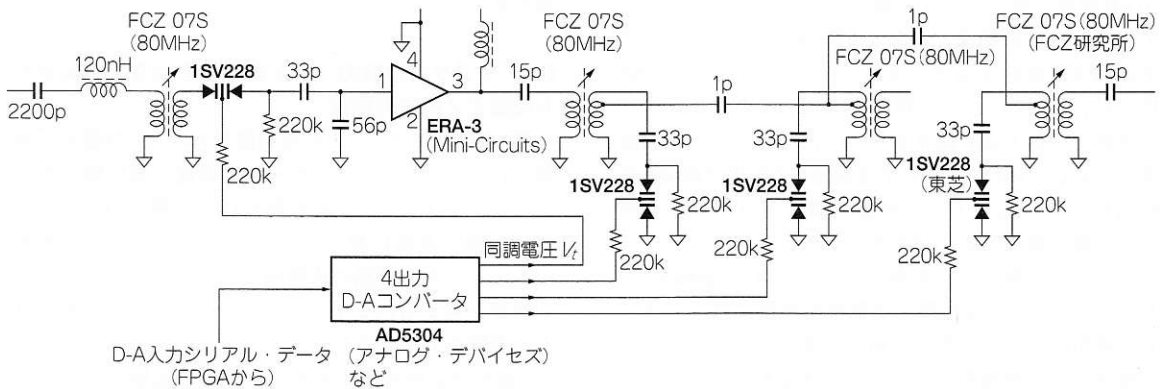


図21 同調周波数をバリキャップ・ダイオードで可変にする例

● 無視できないサンプリング・クロックのジッタ

いずれの測定結果も入力信号レベルの高い領域では、SN比が上昇しきれず飽和する傾向が顕著に現れます。これはA-D変換の際のサンプリング・タイミングの時間的な揺らぎ(ジッタ)の影響によって、デジタル化された信号のSN比が低下する現象です。

この現象を軽減するためには、A-Dコンバータにジッタの十分少ないサンプリング・クロックを供給する必要があります。

当初、FPGAに搭載されたPLLでサンプリング・クロックを生成していましたが、十分なSN比を得ることができず、最終的には水晶発振器を特注し、水晶発振器からの出力をサンプリング・クロックとして直接用いるように変更しました。

最終回路

● フィルタの段数が異なる2通りの回路を設計した

図20にフロントエンドの最終的な回路を2案、示します。デジタル・デザイン・テクノロジー誌に掲載した回路は案Aです。パイプライン方式のA-Dコン

バータの入力は例外なく差動方式が採用されていますので、今回もトランス T4-1(MCL)によってフロントエンドからの出力信号を差動信号に変換しています。

● 今後の課題…受信周波数を可変にするには

紹介した製作例では受信周波数を固定としていて、フィルタの中心周波数はコイルの可動コアによってFM放送帯(76 M~90 MHz)の中で設定します。

実用的な受信機とする場合にはトラッキング・フィルタとして受信周波数に自動的に追従することが必要です。このためフィルタの中心周波数の調整は、可変容量ダイオードによる可変容量を、同調電圧  $V_t$  によって制御する方法で行うことになると思います。

$V_t$ はFPGA内のROMに用意したテーブルを参照して、受信周波数をもとにD-Aコンバータを用い生成します。図21にその回路例を示します。現状のFPGAに用意されているマクロ(18kビット)を利用するのではあれば、安価な多出力の8~10ビット分解能のD-Aコンバータを使い、可変容量ダイオードごとの電圧をすべて一つのROMに記憶させる方法も十分、現実的です。

# デジタルFMチューナ向けアナログ・フロントエンドの製作

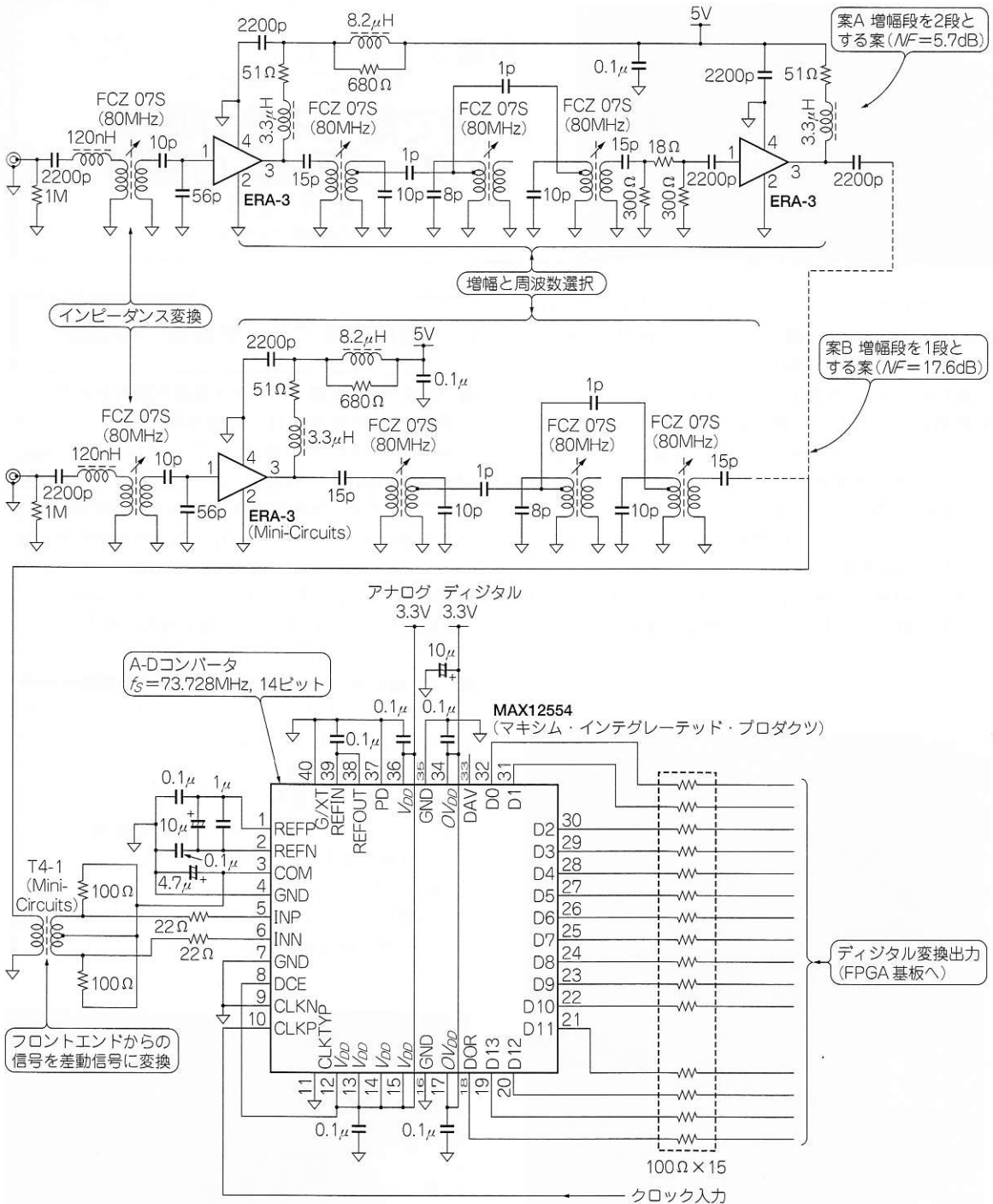


図20 フロントエンドの回路図

● 対応できる入力レベル範囲が広いいためAGCは不要  
受信機には自動ゲイン調整(AGC)の機能がつきものですが、これまでの検討により、想定するアンテナ入力レベルの広い範囲で十分なSN比を確保できますので、今回はAGC回路は思い切って省略しています。

アンテナ入力レベルが大きく変動する車載用の受信機などではAGC回路の設計は重要です。

◆参考文献◆

- (1) 伊藤 祐弥, 藤井 章; わかりやすいFM技術, 産報出版, 1978年6月。