簡易型送信機歪み測定器　　2003/08/15　JA1VCW

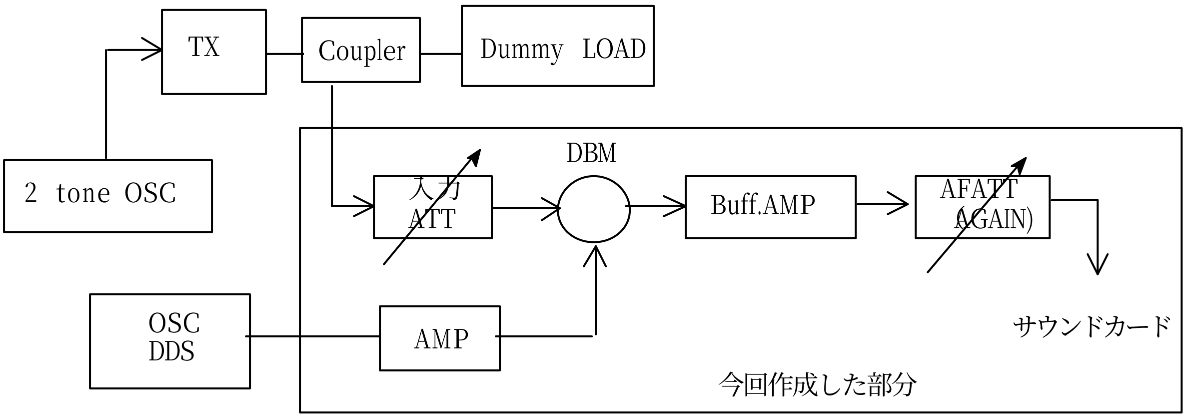
送信機歪み測定用簡易スペアナの実験です。

自分の送信機の歪みはいったいどのくらいなのであろうか。という疑問は自作が好きな方はいつもお持ちだと思います。以前は高値の花であったスペクトラムアナライザがオークションなどで、比較的安価で売り出されているのを見かけます。　それがあれば仕事（?）が楽になることは分かっていても、私のような貧乏人には手が届くはずがなく悲しい思いをいたしておりました。

最近、コンピュータとサウンドカードを組み合わせてソフトで FFT などを行い、オーディオ帯域のスペクトラムを表示するコンピュータFFT スペアナ（CPUSPA）が普及しております。
その CPUSPA とダイレクト・コンバージョン受信機（DC 受信機）とを組み合わせて、送信機の歪みを測定する方法があります。

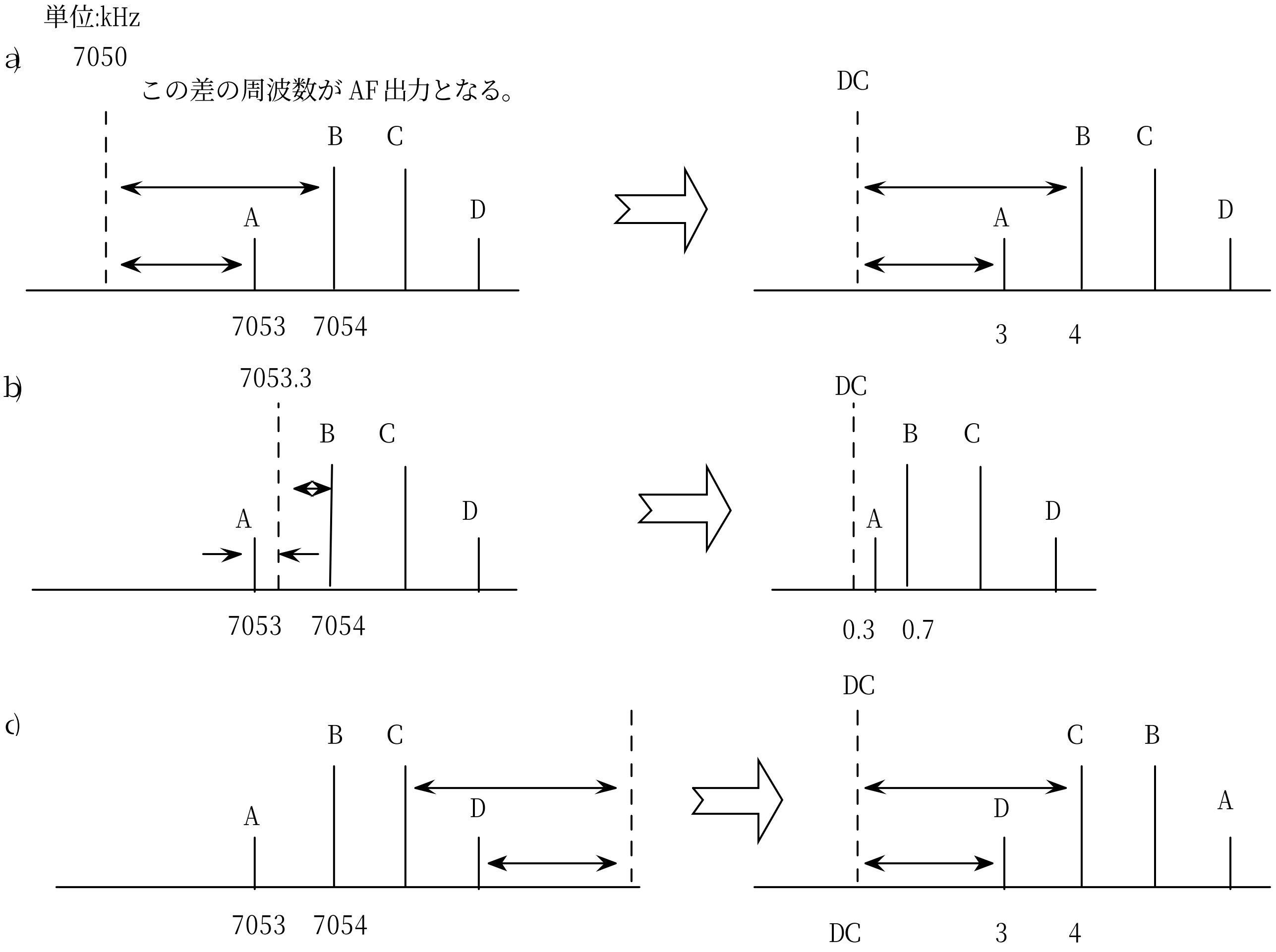
原理は簡単で、たとえば7080kHz と7081kHz の２トーンが送信されている場合、7079kHz の発振器で DC 受信を行うと、2 トーンとの差である1kHz と2kHz のオーディオ出力が得られます。
これをCPUSPA にいれてスペクトラムの解析を行えば、３次や５次などのひずみを見ることができます。

このような考え方は以前からあってすでに実験されておられる方もいらっしゃるようですが、私もデータをとってみましたので、参考になればということでレポートしました。



DC 受信機なので、局発の周波数の両サイドがミックスされて AF 出力となります。
AF 出力＝ ｜信号（fs）－局発（fo)｜
a) OSC（局発）の周波数を可変して、送信機の出力周波数との差の周波数（の絶対値）が AF（2kHz～10kHz）になるようにします。
b) このような周波数関係では A の信号が折り返ってきます。
c) 信号の位置が反転します。（逆ヘテロダイン）

周波数の範囲はDDS のカバーする範囲で、この場合は秋月製なのでAF から8MHz 程度です。
もっと高い周波数を観測する場合は、それなりの発振器が必要です。

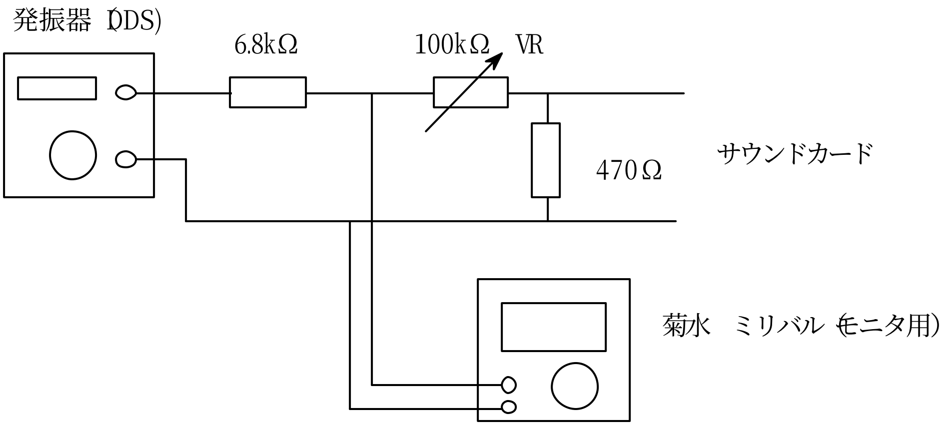


AFアンプの帯域がDCまでカバーしていないので3kHz以下は使用しないようにします。
従ってa)のような場合でAの信号を観測したい場合は、C)のように逆ヘテロダインになるよう局発周波数を設定します。

CPUSPAについては、フリーウェアでいくつかあります。
私の今回使用したのはws120というもので、検索ソフトで"WS120"で検索しますと入手先が分かります。
また"FFTアナライザ"で検索してもフリーウェア、シェアーウェアいろいろあるようです。

このソフトは取り扱い説明書がありますので、読んでから始めたほうが良いと思います。

初めに少しCPUSPAそのもののデータを取っておきます。
サウンドカードなどによって特性に違いがでるとこまるので。
1)F特
2) レベルによる誤差
3) 窓関数の影響



周波を変化したときのレベルです。CPUSPA のピークの読み記録したもので、表示値-10dB@1kHz と-30dB@1kHz を基準としたとき、窓関数も変えて測定しました。

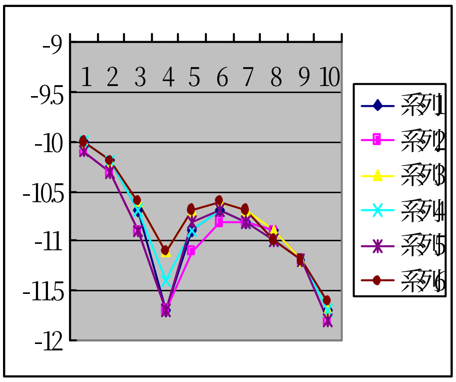
グラフは-30 dB のときも、20db を加算して-10dB のときと同じグラフにいれてあります。

この F 特は私のコンピュータでの、ケーブルを含めた特性です。 WS120 のソフトではこんな特性を出すこと自体むずかしいし、他の FFT スペアナの F 特の測定結果も同様なので、ソフトの問題ではなくおそらくサウンドカードなどに起因するのではないかと考えます。

結果がこのようになったので、5kHz あたりから8kHz あたりを使用すれば 0.5dB 程度の誤差に入るようです。
（あくまでも私のシステムです。他のシステムは、データを取り直す必要があります）

私のシステムでは、2 トーン（主トーン）のレベルが-10dB を超えると、主トーンと3 次歪みの差は変化して、リニアリティが損なわれることもわかりましたので、主トーンのレベルは-10dB 以下に設定する必要があります。

	44.1kHz	4.096point	10.7Hzres		277mVrms	
Freq(kHz)	Hanning	Hamming	Blackman	Hanning	Hamming	Blackman
1	-10	-10.1	-10	-30	-30.1	-30
2	-10.2	-10.3	-10.2	-30.2	-30.3	-30.2
3	-10.7	-10.9	-10.6	-30.7	-30.9	-30.6
4	-11.7	-11.7	-11.1	-31.4	-31.7	-31.1
5	-10.9	-11.1	-10.7	-30.9	-30.8	-30.7
6	-10.7	-10.8	-10.6	-30.7	-30.7	-30.6
7	-10.8	-10.8	-10.7	-30.8	-30.8	-30.7
8	-10.9	-10.9	-10.9	-31	-31	-31
9	-11.2	-11.2	-11.2	-31.2	-31.2	-31.2
10	-11.7	-11.8	-11.7	-31.7	-31.8	-31.6



窓関数による違いはほとんどありませんでした。

次は DC 受信機の特性です。

DBM を使用した単なるミクサです。 RF アンプの出力が 10dBm 程度ですので、DBM は見合うものを使用します。
高 IMD の DBM は必要がありません。
AF 出力は IF 端子から取り出します。 通常 IF は DC からの帯域があります。
AF はローノイズの OP-AMP で、120 倍程度のゲインをとりました。 この程度でちょうどよさそうです。
発振器は秋月の DDS を使用しています。 この場合改造しないと8MHz 程度の LPF が入ったままですので、14MHz では使用できません。 私の場合は改造せずに3.5MHz と7MHz 用として使用しています。

DC 受信機のミクサの低歪みの部分を使用するために入力信号をアッテネートしないといけないのですが、絞りすぎれば S/N が悪くなるし、絞り方が不足ならばミクサの3 次、5 次などの歪みが発生して正確な測定ができません。

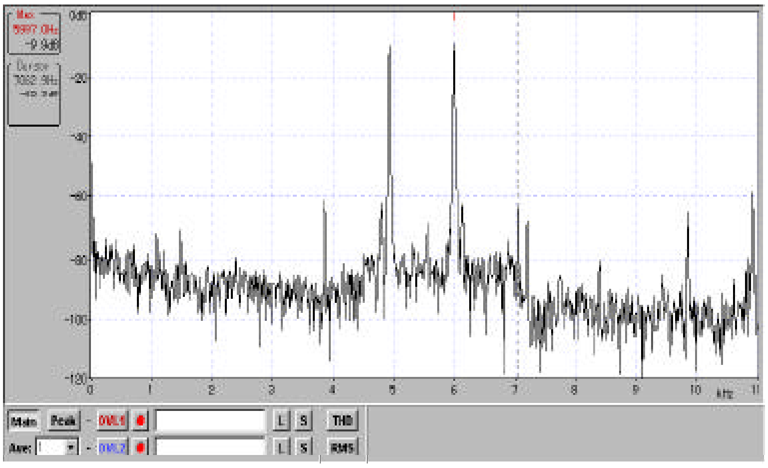
このチェックは簡単で、入力信号のアッテネータの減衰を大きくしながら、そのつどAF のゲインを調整し、主トーンのレベルを一定たとえば-10dB に保つようにします。
その時の主トーンと3次歪みのレベル差が変化しなくなるまで、アッテネータを絞って AF ゲインを上げると言う操作を行います。

この例では入力アッテネータを-40dB にしたときと-60dB にしたときで、主トーンと3 次歪みの差がそれぞれ-52.4dB、-52.8dB となって良しとしました。
1dB 以下くらいになれば良いと思います。

いろいろなスプリアスが見えますが、これは2 トーン発生器が良くないためです。

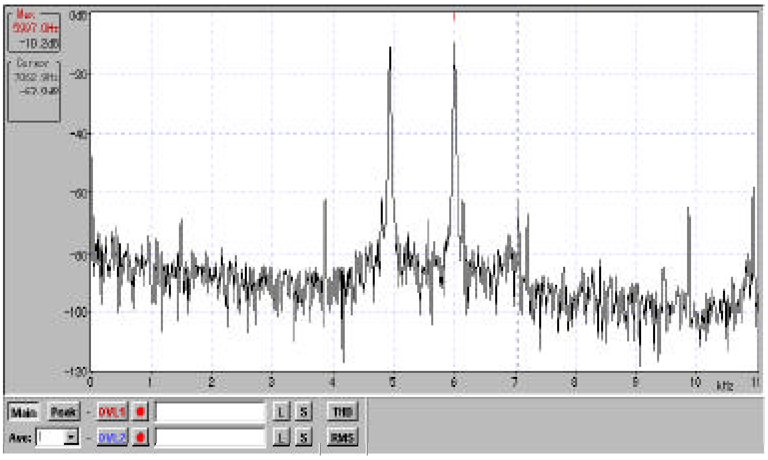
入力アッテネータのレベル決定

エキサイタの歪み（7MHz）　44.1kHz　sampling　4096　points



入力ATT：-40dB

３次歪み：-52.4dB

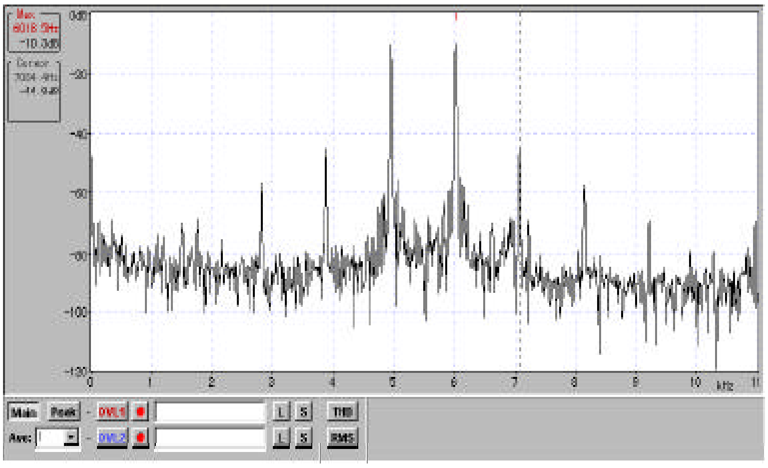


入力ATT：-60dB

３次歪み：-52.8dB

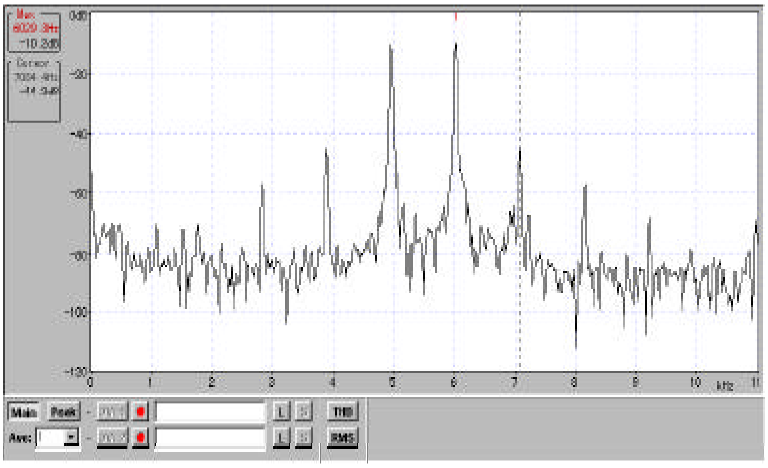
私の送信機の現時点の歪みです。

送信周波数：約 7050kHz　ｼﾝｸﾞﾙﾄｰﾝ出力：70W　同ﾌﾟﾚｰﾄ入力：650V*210mA=136.5W　効率：51.3%



分解能10.7Hz（44.1kHz　4096ポイント）

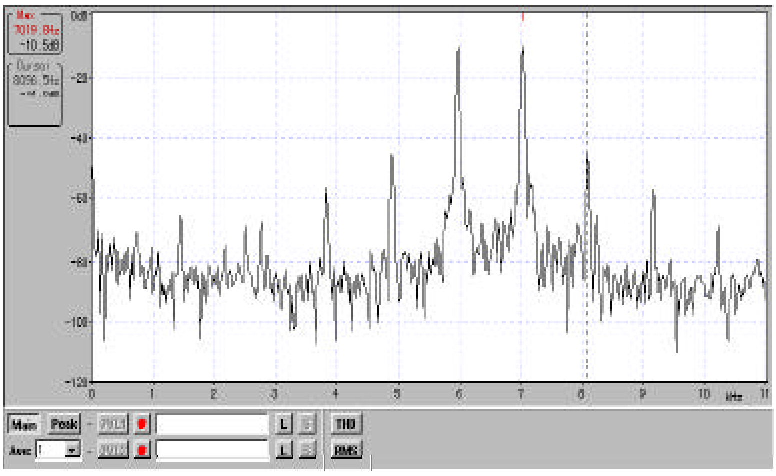
3次歪み：-34.5dB



分解能を変更

分解能21.5Hz（44.1kHz　2048ポイント）

3次歪み：-34.0dB



周波数を高めに変更

分解能21.5Hz（44.1kHz　2048ポイント）

3次歪み：-34.4dB

感想

1) 現在の私の送信機6146 パラで 70Wout 時の 3 次、5 次歪みが、約-34dB、-47dB でした。
OM の話では ”そんなものだよ” ということでした。 まあいろいろな文献（CQ,HJ）をあたってみると6146 パラで、100Wout のとき約-25dB というのが定説らしいから、70Wout で NFB 約 8dB ではいちおう標準的であり、可も不可もなしという事にしましょう。

2) 世の中には1 kWout で-70dB と言う方もいらっしゃるのですが、私の場合6146 では限界のようで、考え方を変えないとちょっと無理のようです。 効率を考えた低歪みにはそれなりの考え方が必要で、MK5 などは入力 200W の A クラスで70Wout で-50dB だそうです。 どうも不経済ですね。

3) 私の場合は出力で100W あれば十分なので、4CX350F/J あたりを軽く使って、もう少し多くNFB をかけて・・・あたりがちょうど良いでしょう。

4）その前にエキサイタの歪みをもっと減らさないといけません。 でもこのような測定器ができましたので、バラモジあたりから順に測定してゆけば、エキサイタなら(200mW 出力)時間さえ許せば3 次-60dB 程度までは頑張れそうな気がします。

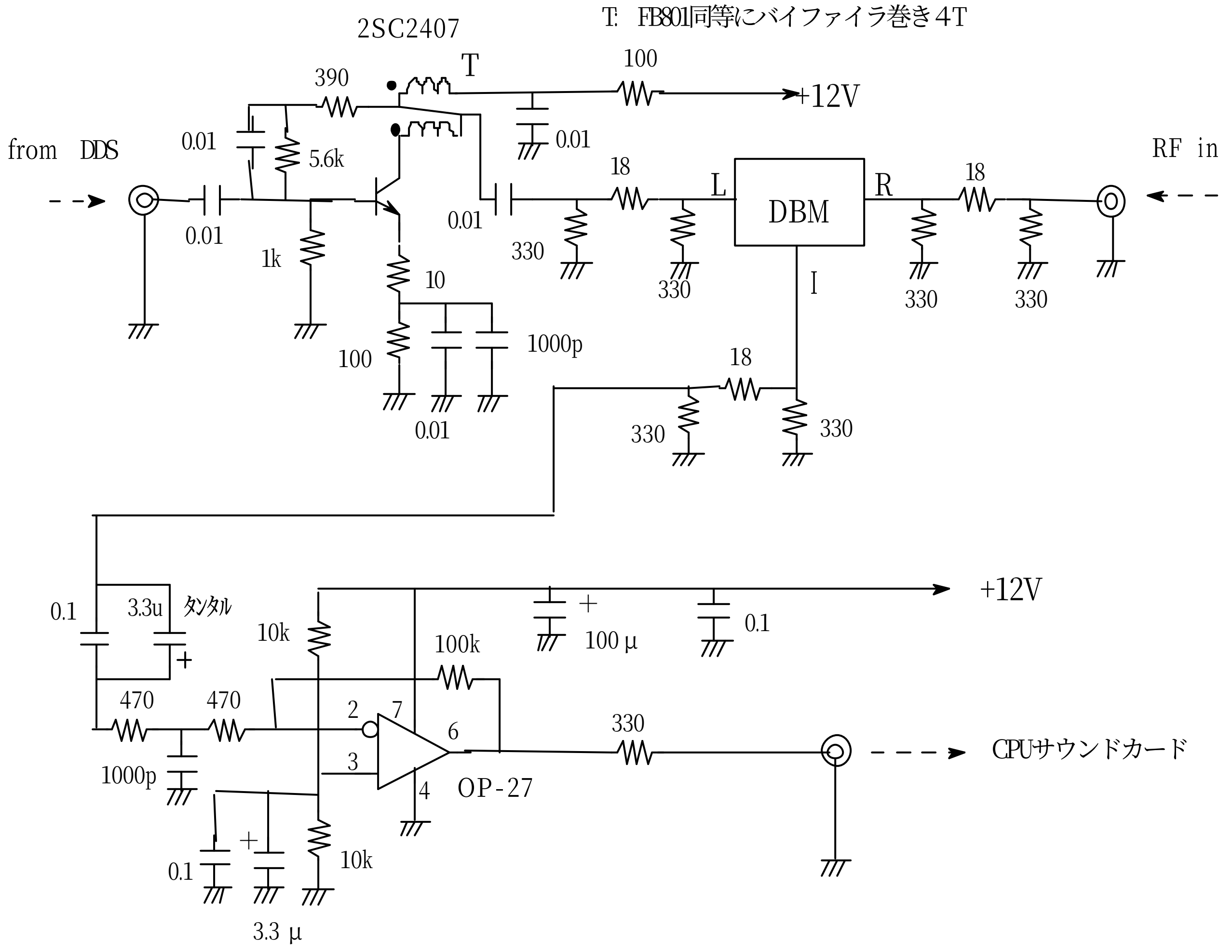
5) 箱に等いれて、すぐ使用できる様にしておかないと、使用するときめんどうで。

6) 私の所は SSG などというものもありません。 秋月のコントローラ付きDDS キットが唯一の発振器です。
この発振器は AF から8MHz 付近まで、とにかく大活躍します。
私と同じような境遇でSSG をお持ちでない方は、ひとつ作っておかれると大変有効な測定器となります。

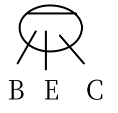
7) 信号処理は慣れないとむずかしいです。 ホームページには山のように資料がありますが、皆同じように分からない。
という事は、私のほうの頭の限界でしょうか。

以上

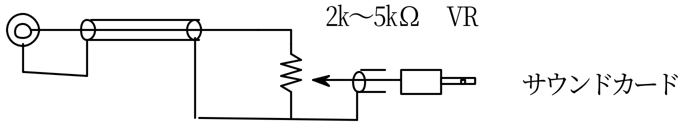
回路図



2SC2407



CPUスペアナを使用するときの必需品
サウンドカードには入力を絞る機能がないので
VR付きのケーブルを作っておく



付録　　FFT（Fast Fourie Transfer)について

FFT に関する私の知識です。　この程度のことは FFT で HP を検索をすればいくらでも出てきます。
私自身のメモとして。　用語について正確を欠く場合がありますがご容赦を。

スペアナでは無線受信機と同様に測定周波数をスイープしてあたかも必要な帯域のフィルタが測定周波数の範囲内をスイープし、その範囲内の信号のレベルを測定できるようになっている。

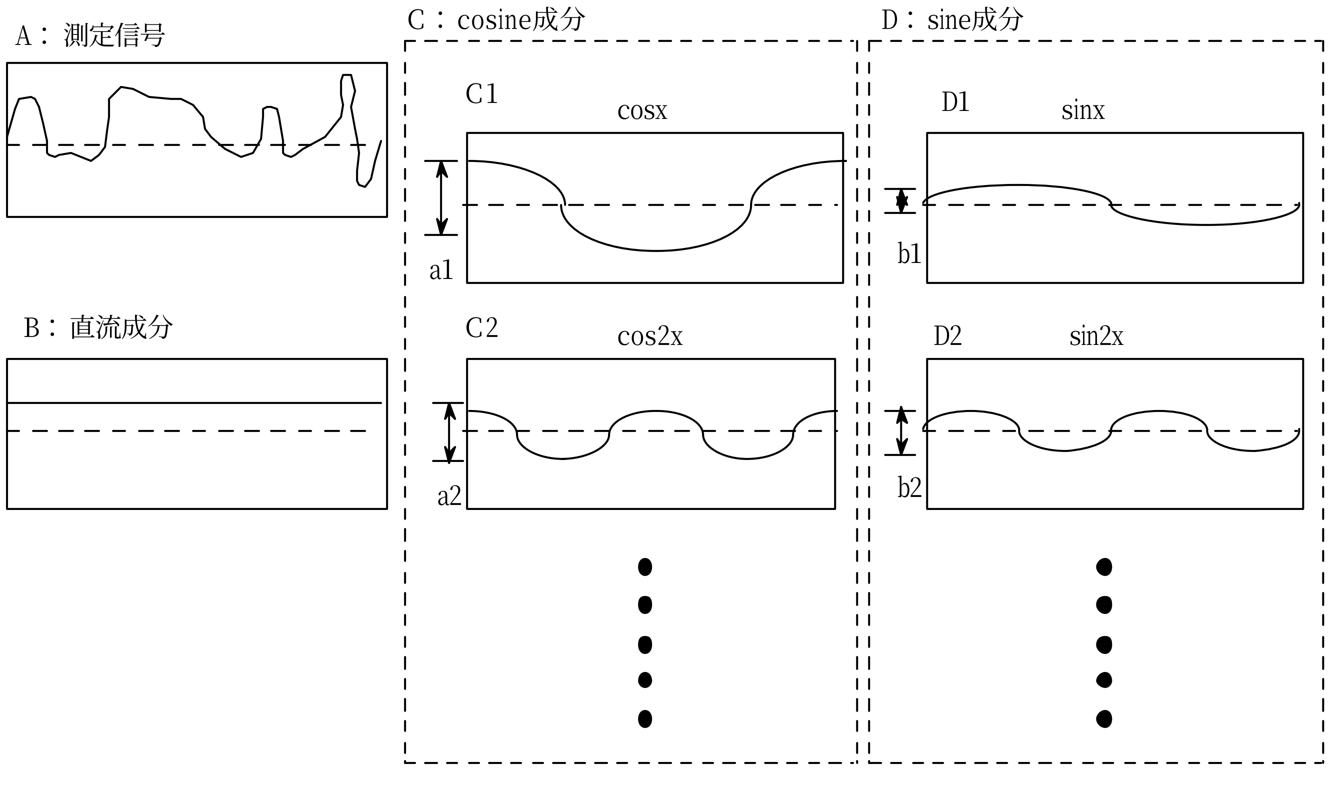
FFT におけるスペアナでは、測定対象の信号をいきなり A/D 変換を行ってメモリに取り込み、数学的処理を行ってスペクトラムとして表示する。
この数学的処理が FFT とよばれる処理である。

最初にフーリエ級数がある。この級数は
”すべての周期関数は、一連の三角関数に展開できる。”
ということで、次のように展開できる。

f(x)=a0/2＋a1cosx＋a2cos2x＋a3cos3x＋・・・・＋b1sinx＋b2sin2x＋b3sin3x＋・・・・

1）a0/2 の電圧（直流成分）
2）x なる周波数の cos 成分及び x の高調波（2x は第 2、3x は第 3・・・・）
3）x なる周波数の sin 成分及び x の高調波（2x は第 2、3x は第 3・・・・）
この係数 an と bn を決めて加え合わせると、もとの f(x) になるという事を意味している。

図で示すと A は B+C+D の合計である。



このように信号が分解できるという事がわかったので、観測したい信号をうまく分解して an,bn を求める各周波数の振幅成分つまりスペクトラムが求まることになる。

通常アナログ信号をA/D変換器などでサンプリングして数値化する。 その時点で信号は連続信号とはならず、とびとびの時間間隔の信号となる。 離散時間信号である。

この離散時間信号をフーリエ変換して、an,bn をもとめることをディスクリート・フーリエ変換（DFT）と言う。

その変換をできる限り高速に演算できるような手法をFFT（Fast Fourie Transfer)という。

離散時間信号に対して FFT 処理をおこなうと、結果として次の表を満足する値が得られる。
ここでnは A/D を行ったサンプリングの回数（Fspl)によって決まる。
たとえば 2048 ポイントのサンプリングを行うと 2048 個のデータが得られ、それをFFT すると結果として表の 1024 個のデータが得られる。 ここで a0 は直流成分、a 1〜a1023、b1〜b1023 折り返し の合計 2048 個である。

各々の値がスペクトラムとなるが、通常はパワースペクトラム
といって cosine とsine の絶対値もとめ、かつ折り返しを除去して
下図のような表に変換し、これを横軸を周波数、縦軸を値（レベル）として図示すればスペアナとなる。

Zn = √（an^2+bn^2） ここでは n = 1〜1023

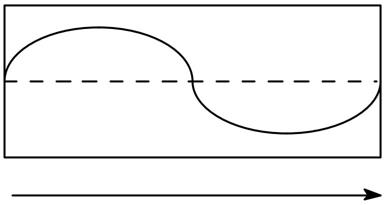
先に x なる周波数とその高調波という事を記したが、
サンプリング周波数：44.1kHz（22.675us)
データポイント数：2048
この場合 x の周期は 44.1kHz*2048 個 = 46.44ms
周波数は 44.1kHz／2048 = 21.533Hz となる。

この 21.533Hz が Z1 の周波数であり、この高調波が表示される。
高調波であるから21.533Hz おきにスペクトラムが並ぶわけで
これがスペクトラムの分解能となる。

係数	値
a0	
a1	
a2	
・・	
a1023	
折り返し	
b1	
b2	
・・	
b1023	

係数	値
a0	
Z1	
Z2	
・・	
Z1023	

44.1kHzで2048point この時間が1周期になる
sine（cosine)波の周期（周波数）は



(1/44.1kHz) * 2048 = 46.44ms = 21.533Hz

以上