

オールパス・フィルタを使ったPSNのSSB発生器を作る

2006.5.19 JA1VCW

1. はじめに

PSN方式のSSB発生器は今を去ること30有年前に、真空管を使用して作ったことがあります。その見事なサイドバンドサプレッション、キャリアサプレッションに恐れをなして、その後は手をつけなかったのですが、またぞろ興味の虫が動き始め、ちょっと触ってみようかということになりました。そのときの記録と感想です。

2. 方式

AFのPSNをどのように作るかが興味の対象になります。いくつかの方法がありますが、オールパス・フィルタ方式にしました。理由は、”なんとなく動作や回路が単純でとっつきやすそうだった”からです。調整で理論値に近い値が可能であろうというのも選択の一つでした。

3. 目標

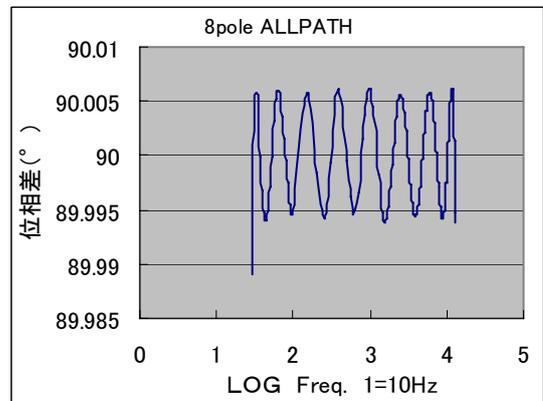
一応目標として(あくまでも目標です)、サイドバンドサプレッションを-70dBとしました。そのために必要なAFのPSNの性能は
 位相誤差 : ± 0.02 度
 振幅誤差 : 0.003
 という驚くべき高性能なPSNが要求されます。

4. 実現方法

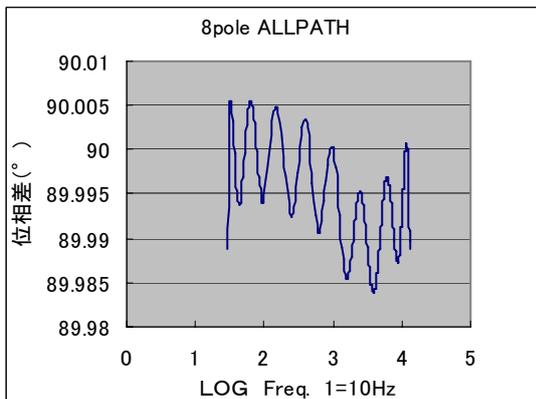
オールパス方式では通過帯域と誤差を規定しますと、段数が決まってしまう。一組のR・Cをポールと呼ぶことにします。(正しい呼び方ではないかもしれませんが、ここではそのように呼びます)ここでは、文献1)の定数を使用させていただきます。どのような特性になるかを、EXCELで計算させてみました。

この定数では位相特性は90度 ± 0.006 度程度に収まっています。ここで試みに定数を変えてみます。

pole freq.		No.
FL(Hz)	FH(Hz)	
6.9461	22.3782	1
42.768	72.6233	2
118.558	190.81	3
305.533	488.348	4
780.169	1247	5
1996.78	3213.642	6
5246.17	8907.88	7
17023.25	54843.199	8



位相特性 誤差 約 ± 0.006 度
 8ポール*2=16ポールなので、90度を横切るポイントが16あります。



FH6 を 3213.642Hz => 3213.042Hz
 約0.02%下げた場合 誤差 約 +0.005度 -0.016度

0.006度 => 0.016度の変化は サイドバンドサプレッションとして -85dB => -77dB 程度の悪化を起こします。
 (振幅は変化しないとした場合)
 0.02%などという誤差は部品の規格をはるかに越えた値ですので、ただ製作したらうまくいったなどということはまずあり得ません。

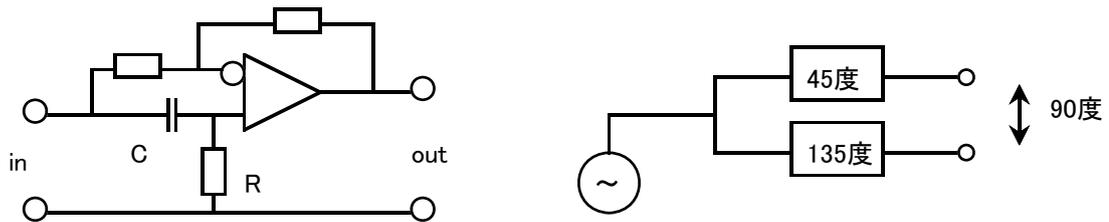
このような誤差がいろんなポールのところで発生すると、なかなか調整するに厳しい現実があります。

5. オールパスフィルタ方式の考え方

オールパス・フィルタは、振幅を変えずに入出力の位相差を、周波数に対して連続的に変化させます。変化は1段では0度から180度までです。位相差を決めると周波数が1点決まります。実際のPSNとしては広い周波数範囲で一定の位相差を持たせるために工夫をします。

一組のオールパス・フィルタ

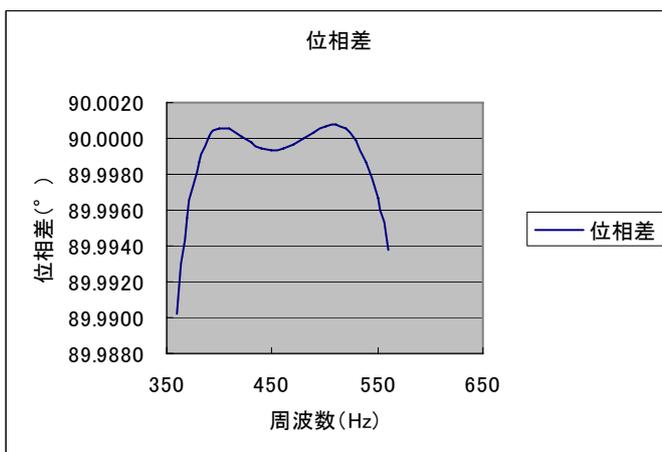
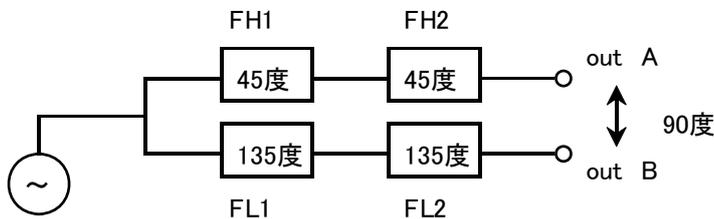
- 1) 目的の周波数で入力と出力の位相差が45度と135度ずれるような一組のオールパス・フィルタを用意します。この場合は図のようにその目的の周波数一点で、2つのフィルタの出力の位相差が90度になります。
- 2) ここで入力と出力の位相差が45度になるためには、
 $45 = 2 * \arctan(X)$ なので、 $X=0.41421$ となります。
 位相差が90度になる周波数である F_{90} との比が0.41421のときに、その周波数で45度位相が推移します。
 そのような $F_{90}=1/(2\pi RC)$ をきめます。
- 3) 同様に入力と出力の位相差が135度の場合は、 $X=2.41421$ となります。
 このように一組のオールパス・フィルタでは1点でしか正確な90度の位相差は得られません。



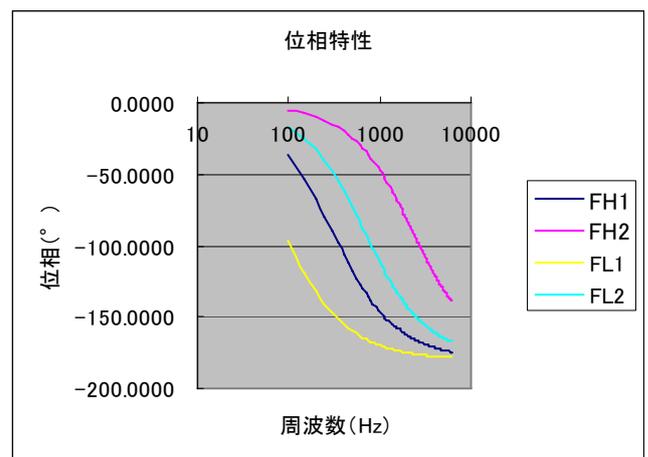
$$\text{位相変化} = 2 * \arctan(F/F_{90}) \quad : \quad F_{90} = 1 / (2\pi RC)$$

オールパス・フィルタの従属接続

帯域を広げるための方法として周波数をずらした回路を何段も直列につないで、ポール周波数をうまく加減し、最終的に目的の特性からあまりはなれないようにする方法があります。たとえば2ポール*2段(4ポール)では次のようになります。



out A とout B の位相差



オールパス・フィルタ各段における入出力位相特性
 (なぜこれでうまくいくのでしょうか。とても信じ難い)

6. 定数の決定

ポールの周波数は前記のように、文献1)の定数を使用させていただきます
 ポールの周波数にたいして $1/(2\pi RC)$ を満足すればよいので計算自体は簡単です。

ポールの周波数は、厳密に管理されています。従ってたとえば8ポール*2の定数を6ポール*2に変更する場合に、低い周波数の2つのポールの回路を取ってしまうような、無茶なことはしないこと。6ポールの定数セットを使用する必要があります。

通常のフィルムコンデンサでは誤差5%であり、金属皮膜抵抗では1%が一般的なもので、このように0.01%を問題にするような用途では調整が必要になります。

コンデンサは市売のものを使用し、それに合わせて抵抗を調節するのがよいと考えました。

容量計などで値を確認してから使用しても、0.01%などという精度はあやしくなりますので、そのまま信用しない方が良いでしょう。容量計なども測定周波数が可変できるものは、周波数によって値がちがって表示されるものがあります。

前記に誤差0.01%などという数値が出てきました。0.01%というと1/10000であり、1mのものさしで0.1mmの誤差を問うような割合となります。これでは無調整というわけには行かなくなります。

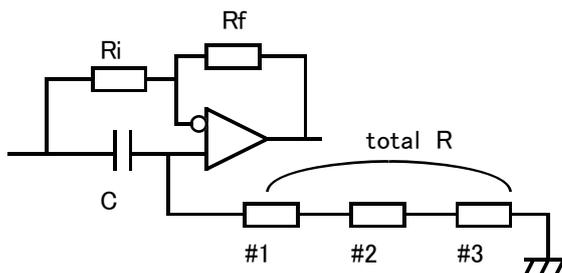
オールパスでは、ひたすらこのポールの周波数にC*Rを合わせることで調整となります。

また振幅特性の誤差も重要です。これはゲインを決める抵抗の値(R_i, R_f)が等しければそれ以上どうしようもないので、 R_i, R_f には正確なものを使用します。

実際は、数多くの抵抗から値の同じものをペアにして使用します。絶対値は問題にしません。

以前から手持ちの金属被膜抵抗で1%10k Ω の精度の抵抗をペアに選別しました。

今回は0.1%程度にそろえて使用しました。デジタル電圧計の抵抗レンジが4桁でしたので(10.00k Ω)同じ数値が表示される抵抗をそろえます。私の持っている測定器の限界です。



コンデンサを切りのよい値にしたときの抵抗値です。

No.	pole freq.	コンデンサ (μF)	抵抗値(Ω)
	FL(Hz)		
1	6.9461	1	22912.8
2	42.768	0.33	11276.8
3	118.558	0.12	11186.9
4	305.533	0.047	11083.2
5	780.169	0.022	9272.8
6	1996.78	0.0082	9720.2
7	5246.17	0.0033	9193.1
8	17023.25	0.001	9349.3

No.	pole freq.	コンデンサ (μF)	抵抗値(Ω)
	FH(Hz)		
1	22.3782	0.47	15132.0
2	72.6233	0.18	12175.1
3	190.81	0.082	10172.0
4	488.348	0.033	9875.9
5	1247	0.012	10635.9
6	3213.642	0.0047	10537.2
7	8907.88	0.0015	11911.2
8	54843.199	0.00022	13190.9

7. 粗調整

粗調整を行います。何しろ1mmを0.1mmまであわせ込むという酔狂ですので、一回でスマートに調整を遂行しようとするのは無理な話です。

コンデンサの誤差が±5%とすると、±50mmのイメージです。それを±5mm程度まで、固定抵抗の増減で合わせ込みます。

1%程度の精度のコンデンサが使用できる場合や、容量計などでその程度まであわせられるときには、このような方法は無用でしょう。

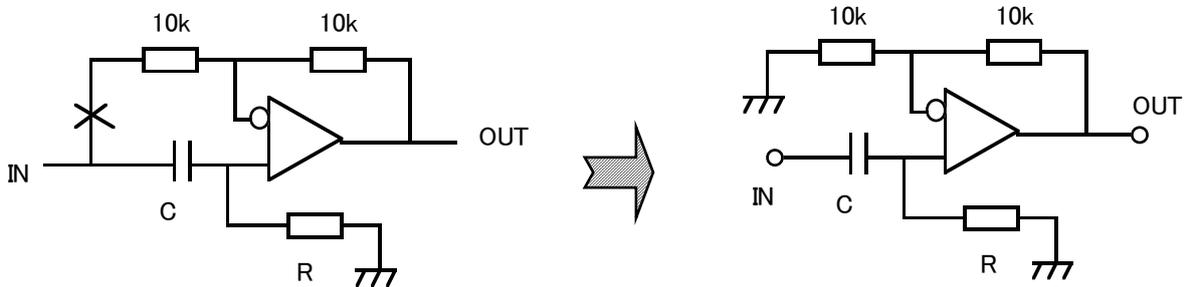
方法

回路を図のように変更します。これは2倍のアンプ付きのハイパス・フィルタです。

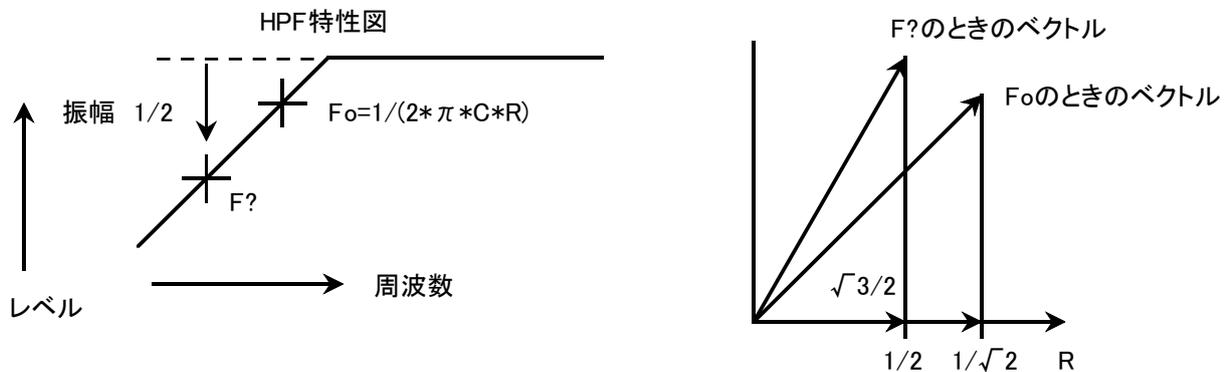
したがって入力周波数を調整すれば入力電圧と出力電圧が等しくなります。

CR1段によるフィルタでの周波数の計算値は $F_o = 1/(2 * \pi * C * R)$ となり、このときの減衰は $1/\sqrt{2}$ となります。このアンプは2倍なので、ゲインが $1/2$ となる周波数を入力して、入力電圧と出力電圧が等しくなれば、実際の回路のCRの値は正しいものとし、そうなるようにCまたはRの値を調整します。

1段ずつ切り離す必要ありません。実際のオール・パスフィルタは何段も(ここでは8段)従属に接続されていますが、この調整に限っては単に図の抵抗の接続をはずして接地するだけです。1段ずつ独立に調整できることは、調整を容易にします。



周波数の決め方は、ポールの周波数の振幅が $1/\sqrt{2}$ なので、振幅が $1/2$ になる点の周波数を入力してそれが2倍された出力が入力の電圧と等しくなればよい。実際は $1/\sqrt{3}$ の周波数を使用すれば良いことになります。



調整周波数表

No.	pole freq.	調整周波数 (Hz)
	FL(Hz)	
1	6.9461	4.01
2	42.768	24.69
3	118.558	68.45
4	305.533	176.40
5	780.169	450.43
6	1996.78	1152.84
7	5246.17	3028.88
8	17023.25	9828.38

No.	pole freq.	調整周波数 (Hz)
	FH(Hz)	
1	22.3782	12.92
2	72.6233	41.93
3	190.81	110.16
4	488.348	281.95
5	1247	719.96
6	3213.642	1855.40
7	8907.88	5142.97
8	54843.199	31663.74

粗調整時に用意するもの

発振器 (1Hz分解能、下記参照) デジタル電圧計 (ACレンジのあるもの) AC電圧計 (例・菊水 Model 165)
オシロスコープ

調整方法

- 1) VRを中点にセットします。
- 2) この表の周波数を入力。0.2V~1V程度。必ずOPAMPの電圧バッファを使用してその出力 (出力インピーダンス0Ωに近い状態) を回路に入力すること。
前述のように回路を切り離す必要はありません。調整しようと思う段の抵抗を切り離して接地するだけです。
- 3) 電圧計 (ミリバル、デジタル電圧計、オシロ) でSWの a,bの電圧が等しくなるよう抵抗を追加または値を変更します。
今回は0.5%以下程度まであわせ込みます。
50Hz以下ではオシロスコープ。(これで0.5%は無理、できる限り等しくする程度)
数kHz以下ではデジタル電圧計。
それ以上はAC電圧計。
を使用しました。
- 4) VRの可変範囲の大きなものを使用して電圧をあわせ、抵抗値を記録してもよいと思われます。
- 5) すべての段について1段ずつ実施します。今回は16ポールなので16回実施します。
- 6) コンデンサを交換したときには、必ずRの調整を実施すること。
- 7) 抵抗を追加、交換したときに、ハンダを使用した場合は、抵抗が十分冷えてから測定する。
- 8) VRを使用して抵抗値をきめるのは良いが、そのままVRをつけておかないこと。最終的には固定抵抗に置き換える。
- 9) 調整が終了したら、回路をもとにもどす。
- 10) 発振器から信号を入力して、出力をオシロスコープのX,Yにいて円を描かせます。周波数を変化させて円が歪まないこと。これは動作チェックであり調整ではありません。オシロの円ではとても%オーダの誤差はわかりません。

発振器

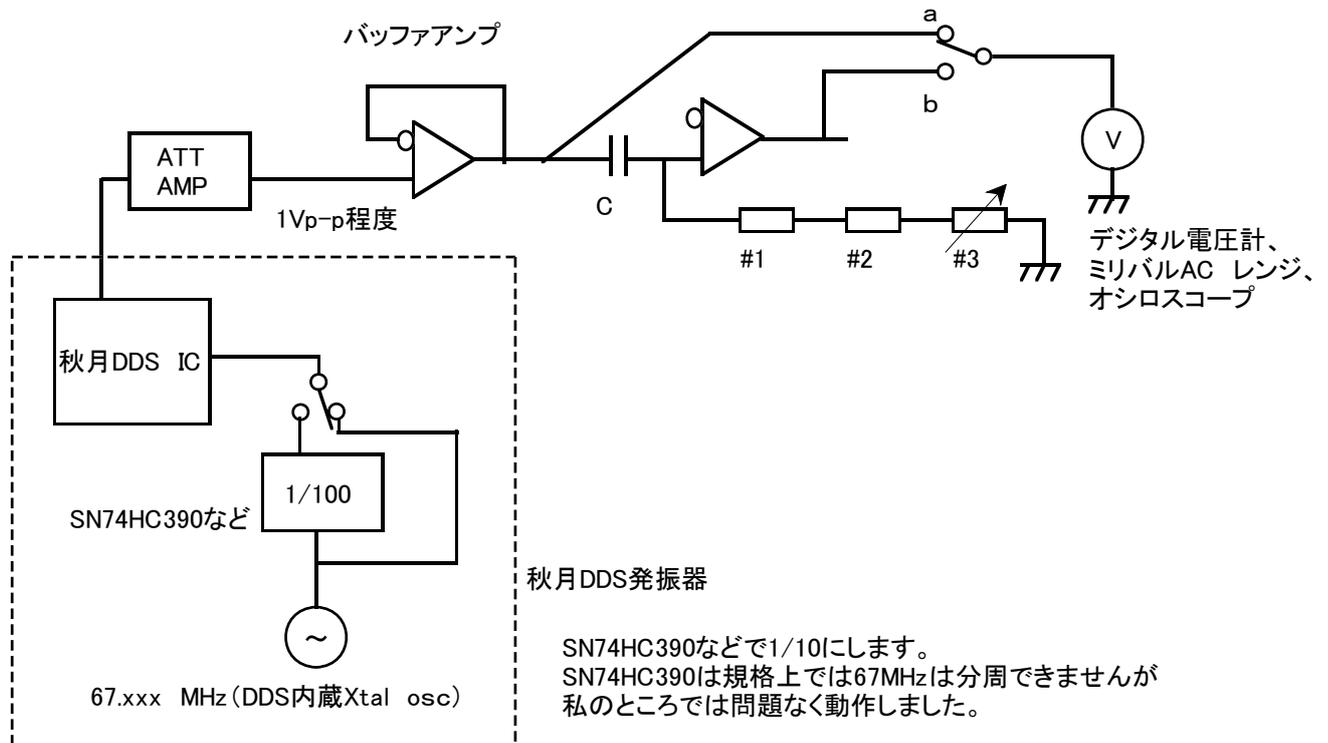
低い周波数では発振器の1Hzが問題になるので正確な発振器が必要になります。

4Hzにおける1Hzは25%です。とても満足行く数値ではありません。クロックを1/100程度にして、分解能を100倍にします。

カウンタで周波数を読みながらでは、カウンタの分解能や1カウントの誤差が気になります。

ここではDDSを使用するのがよいと考えます。周波数の絶対確度はあまり問題になりませんが、周波数の比は十分注意しないといけません。DDSでしたら周波数の比は正確です。

(実を言えば私のところはSSGではなくて、秋月電子のDDSとコントローラの組み合わせが唯一の発振器です。ただし、DDSの出力コンデンサは変更する必要があります。値の大きいコンデンサを並列に入れておきます。)



8. 密調整

いろいろと試行錯誤をしましたが、決定的なものは見つかりませんでした。今回ひたすら良い点を探す力づくでした。

今回、ハムジャーナル(文献2)などもためしてみました。この場合調整すべき周波数を入力し、加算アンプの出力を極小(ヌル)にするように抵抗を可変する方法です。確かに数100Hz以上ではヌルをみつけられるのですが、特に低い周波数では検出する方法が無く、オシロなどではどこがヌルであるかよくわかりませんでした。

また、CPUスペアナやCPUスイープジェネレータの組み合わせなどもためしてみました。高調波が検出されたりどうもいまいちでした。

しょうがないので全てを組み上げて、もう455kHzの出力にスペアナをつないでの無手勝流です。粗調整まではしっかり行ったのですが、ここで少し腰砕けですね。

- 1) 発振器を1kHzにセットして、振幅バランスをとります。
- 2) 発振器からポールの周波数を入力して、VRをまわしてヌルをとってゆきます。
- 3) 10kΩと100Ω VRの組み合わせですと、VRが回し切ってしまうことがあります。その時はそのままにしておきます。

実は私のアナログのRFのスペアナでは周波数の低いポールは、分解能が悪くてよく調整できません。

結局500Hz以上のポールしかあわせられないのです。

ダウンコンバータを使用したCPUスペアナですと、分解能が高いのでヌルをとることができるかもしれません。

私のところには発信機が2つ無いので、ダウンコンバータが使えなくてだめでした。

いずれチャレンジしてみたいと思っています。

また、帯域内全体を見ながら調整できるような方法でないと、調整周波数では確かに逆サイドバンドは小さくなくてもその隣のポールではどうなっているかわからないのです。

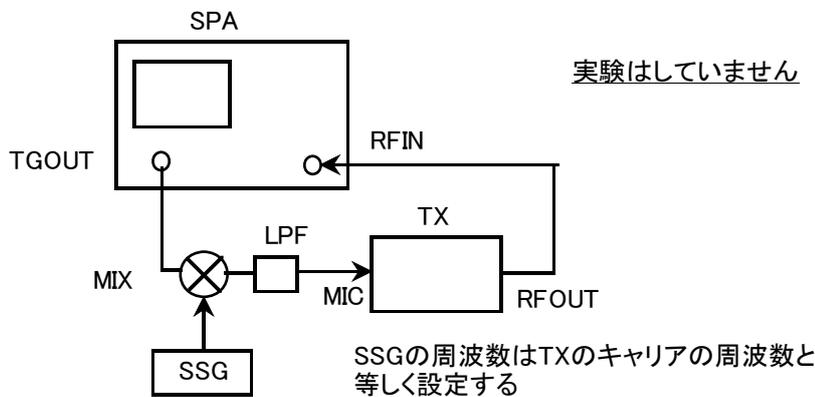
まじめにやろうとすると何がなんだかかわからなくなります。

結局入力信号をゆっくり変化させてアナログスペアナで全体的に逆サイドバンドを小さくなるように調整して終了ということにしました。妥協もおびたしいところです。

JA9のOMが考案された、TG付アナログスペアナをダウンコンバーとした方法が良いようです。

アナログスペアナですとちょうどフィルタをスキャンした形になって、余計なスペクトラムが見えなくなると思われます。

おそらくこの方法が一番良い方法ではないかと考えます。



一所懸命調整した結果です。

2tone 776Hz/1980Hz
1kHz/div 100Hz/RBW

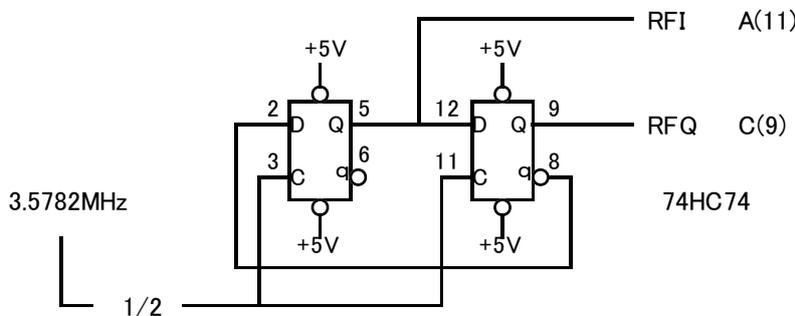
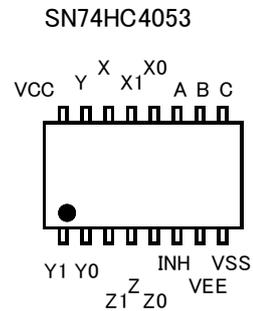
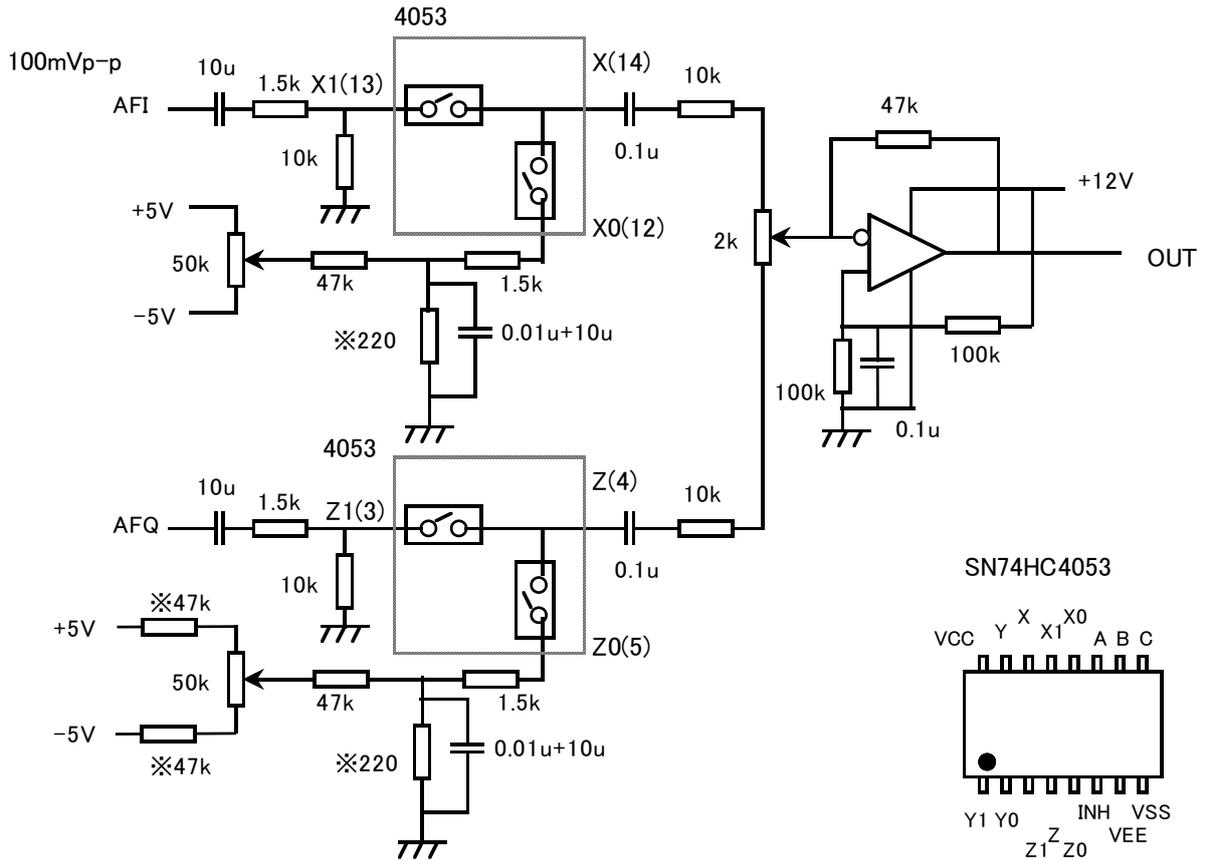


9. バランスド・モジュレータ(パラ・モジ) バラモジについてはべつに実験しました。

たかがバラ・モジなので、簡単に片付けましょう。(実はこれが考慮不足でした)
SWタイプの片側のバラ・モジです。

4倍以上の発振器を使うのが難点ですが、水晶1個位は奮発して、新規に購入してもばちはあたらなんでしょう。
SWは74HC4053です。4052などはよく使われますが、4053はあまり一般的ではないかもしれません。
たまたま手持ちであったので使用しました。

出力アンプはDCを扱わないので片電源としました。特別配慮したわけではありません。



※220 要調整。
※47k オプション。
VRがまわきつた時などに
入れる。

今回はたまたまジャンクの水晶で、3.5782MHzというのがありましたので1/8として、キャリア周波数
447kHzにしました。私の送信機は周波数の読み取り精度が50kHzなのでキャリアの周波数が8kHz程
度ずれても、全く問題ありません。

10. 感想（あっているか違っているかわからないことが多いので感想です。でもそんなに大きく間違っていないでしょう）

1) 初めてのPSNですが、いまいちでした。サイドバンドサプレッションも約50dB強程度で手を打ちました。

2) 基本的には、ポールの周波数にどの程度精度よくあわせこむことができるかということが重要です。スペアナがあると、画面を見ながらVRをまわして部分的には調整ができたようになりますが、正しいかどうか分かりません。個々のVRが独立して調整できないため、順に調整して一回りすると、最初がずれていたりします。ここは理論どおり、計算値のポール周波数にあわせるようにしないとイケません。

3) 粗調整として1段ごとに独立にポールの周波数をあわせる方法は有効だと考えます。この調整だけで、今回はおよそ40dBのサイドバンドサプレッションが得られています。この方法は各段が独立していますので容易にできます。しかし面倒です。

4) 今回8ポール*2段としましたが、現実的には6ポール*2段=12ポールでも十分かと考えます。その場合少々低域と高域をカットすればよいのです。それでも普及型のフィルタタイプよりも低域が出せると思います。低い周波数のポールは調整がむづかしいのです。分解能の高いスペアナを持ち出すか、はたまたDDSのクロックを1/100くらいにするくらいしかおもいうかびません。また検出もうまくできません。ですから、思い切って少し帯域を狭めて、6ポール*2段くらいがよいと思います。

ポールの周波数が6.9Hzなどという値がでてきますが、この調整もちゃんと合っていないと上のほうの周波数にも影響が出てきます。ちなみに一番低い周波数のポールの調整が0.1%程度ずれますと全体に対する影響はこのようになります。ですから思い切って低い周波数をカットしてポール数を少なくして且つ調整を正しく行なうほうが、トータルの特性が良くなると考えます。

5) 今回のオールパス・フィルタはHPFをもとにした形の構成です。この他にCとRを交換したLPF形式もあります。今回の定数粗調整の方法ですと、LPFタイプのほうが調整周波数がCRの定数の周波数よりも高くなるので、調整しやすくなるとおもわれます。なにかとLPF系のほうが安定のように感じます。やってみるとわかるのでしょうか元気が出ません。

バラ・モジは最初からSWタイプでとっかかりましたが、思った以上に手間がかかりました。45kHzといえどもシールドや配線など基本的なルールを守らないと不安定です。そして、ルールを守らなくてうまくいきませんでした。うまく行かないとはどういうことかということ、キャリアのナルの最小値が十分でない(たとえば最小値が50dB程度等)。ナルがとれても安定ではなく、基板を動かしたりドライバなどを近づけるだけで再びキャリア漏れが発生しました。

今回のアナログSWで且つシングル・バランスの場合、60dBのキャリアサプレッションを安定に確保するのは難しいようです。(腕の悪いこともあるでしょう)

ひずみを気にしなければ入力を大きくすればなんとか60dBのサプレッションも可能ですが、ちょっと……フィルタタイプの15~20dBのキャリア減衰のありがたみが身にしみてわかります。

また、PSNでは2個のバラ・モジを使用します。この1個と2個では大違いで、2個になると難しくなります。それでも調整時には50db程度のキャリア減衰は得られますが、その状態で電源をoffして放置(1~2時間)したあと、再投入すると、40dbくらいになってしまい、ゆっくりと50dB程度になってゆきます。

温度、電源電圧、またそれらによる波形の変化、タイミングの変化などが関係しているとおもわれます。この調査は、順次行なってゆきたいと考えます。=> 別途レポートしました。

6) マイクアンプのLPF,HPFが帯域を決めることになります。特にLPFは特性が直接サイドバンドの帯域に影響しますのでそれなりの急峻なフィルタが必要です。オーディオでメカフィル並みの肩特性をつくらないといけない。これも難題のひとつ。チェビシェフはとげとげしているイメージだし、バターワースはのんびりのろまのイメージ。なんだい結局シャープなフィルタがいるんじゃないか、それならはじめからフィルタタイプ……

=> 別途レポートしました。

7) それにしても、部品の点数の多いのはちょっと閉口です。

オペアンプを20何個も使って、これだけ素子の中を通過してくれば、信号の質も悪くならうよ。

フィルタタイプと比べていかにも大げさ。これで得られるものは低域の特性のみ。

低域が要らないよという人にはPSN方式を採用する理由がありません。

群遅延が少ないかということ、オーディオのLPFの特性にかかってきます。急峻な特性は群遅延を悪くします。

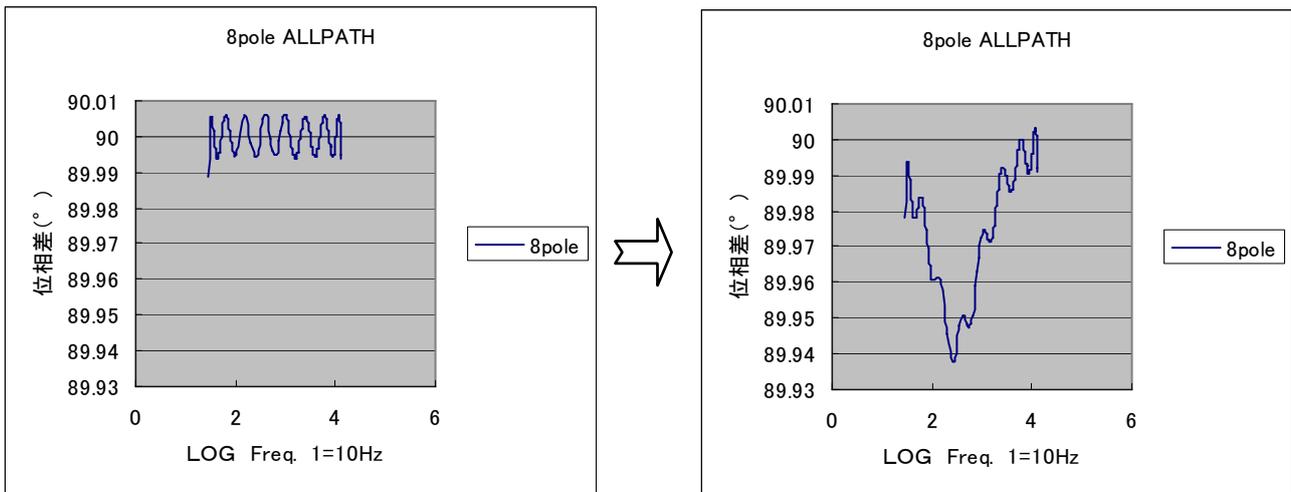
今まではHPFもLPFもあまり急峻とはいえないような特性でしたので、何とかなっていたのかもしれない。

もっとも人間の耳は群遅延にたいして鈍いということも聞きます。実際はどうなんでしょうね。

8) ダイレクトコンバージョンは別の面白さと難しさがありそうです。現時点ではとても手と頭がまわりません。今回は単なるPSNタイプのSSB発生器ということでした。ビギナーです。

- 9) 簡単確実なのはやはりフィルタタイプです。よいフィルタが入手できればという条件がありますが…。DSPも部品点数から見ますと簡単でしょう。送信系ではダイナミックレンジも狭いので、DSPは良い選択です。方法によっては群遅延をゼロにすることも可能です。PSNは技術的にはおもしろくて、いたづらしがいがありますが、帯域の問題やS/N、安定性や不要輻射などの特性のよい電波を実現するのは相当難しいでしょう。何か作って経験を積む必要があります。アマチュアということでの実用の範囲では比較的容易にできそうです。(現状です)
- 10) ところで水晶フィルタ、メカニカルフィルタなどは、不要な信号は入力に戻ってしまうため、戻った信号は信号源インピーダンスによって消費されて熱になります。DSP内のフィルタで削ったり、ゲインを取るために掛け算した場合、エネルギーはどうなるのでしょうか。DSP内でいろいろ加工しても最終的にアナログに直したときにうまくつじつまが合うのでしょうか。情報理論はよく知らないのですが、どういうふうを考えるのでしょうかね。

11) FLの4番目のポール周波数305.533Hzが、0.1%ずれて 305.8385Hzになったときの全体の誤差



12) PSNジェネレータ全体の写真です。ちょっと大きめに作りました。基板は秋月の73*95mmの板を4枚使用しました。内容は見ればお分かりと思いますが、

- 右上: MIC AMPとHPF
- 右下: LPF
- 中: PSN 8ポール*2段
- 左上: DBMとCarrier 発振器
- 左下: 電源

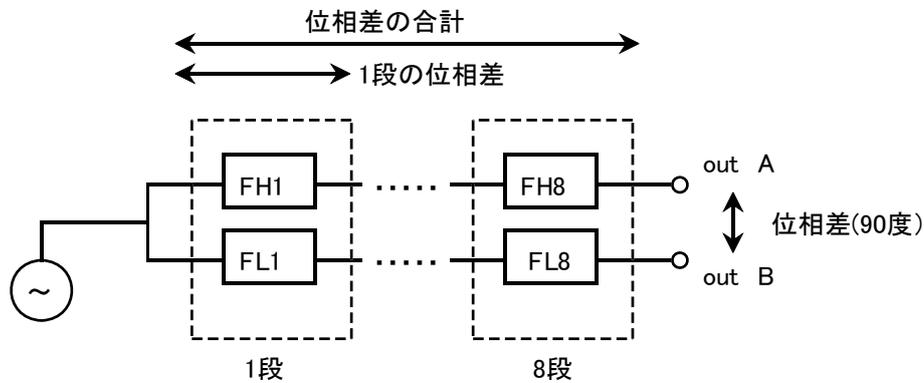
タッタこれだけを作るのに1年かかりましたがいろいろと勉強させていただきました。



参考文献
Ham Journal No. 59, 62, 86, 87, 91

付) EXCELを使用した、位相計算

ポールの周波数がきまると、周波数に対する入出力の1段あたりの位相差が計算できます。
 1段の位相差が計算できると、その合計が全段の位相差になります。
 さらに各周波数における最終出力の位相差の計算できます。この最終出力の位相差を、目的の周波数範囲内で90度
 に近づけたいわけです。



EXCELの例

この右側は
次のページ

FRQ.(Hz)	FL	FH								
10	69.56846068	131.8437542	153.6791076	164.3197082	170.3573809	173.9999571	176.2507923	177.6538135	178.5312761	179.0810818
20	38.30473976	96.42396568	129.8747181	149.2055579	160.8494155	168.0326344	172.5095943	175.3095925	177.0630346	178.1622817
30	26.07271472	73.44145986	109.9038264	135.109884	151.5998056	162.1296938	168.7843134	172.9692923	175.595757	177.2437179
40	19.70263304	58.45009869	93.83084361	122.3091598	142.7124851	156.3207654	165.082656	170.634849	174.1299227	176.3255082
50	15.81804784	48.2231419	81.08471233	110.9064	134.2663369	150.6326289	161.4120346	168.3081694	172.6660086	175.4077703
60	13.20728053	40.90801287	70.96254303	100.8742501	126.3137521	145.0886023	157.7794841	165.9911221	171.2044875	174.4906214
70	11.33381775	35.45696815	62.84747638	92.10746872	118.8823895	139.7081602	154.1915894	163.6855288	169.7458278	173.5741784
80	9.924665278	31.25553482	56.25791995	84.46578441	111.9789976	134.5067795	150.6544256	161.3931562	168.2904923	172.6585574
90	8.826551597	27.92648233	50.83413405	77.80189303	105.5941254	129.4959905	147.1735118	159.1157086	166.8389372	171.7438741
100	7.946879901	25.22788525	46.31085388	71.97678163	99.70681155	124.6835918	143.7537788	156.8548211	165.3916119	170.8302436
110	7.226445386	22.99844654	42.49216293	66.86652834	94.28869977	120.0739879	140.3995513	154.6120534	163.9489574	169.9177797
120	6.625643592	21.12692966	39.23213474	62.36416303	89.30734238	115.6686014	137.1145419	152.3888851	162.5114061	169.006596

1 段目から8 段目までの 位相の合計(FL) =C18+E18+G18+I18+K18+M18+O18+Q18								
1 段目から8 段目までの 位相の合計(FH) =D18+F18+H18+J18+L18+N18+P18+R18								
最終的な位相差(FH-FL) =T18-S18								
	FH	FL	FH	FL	FH	FL	FH	位相差
6	179.6434227	179.7815713	179.8713594	179.9326853	179.9791056	1287.527397	1366.392203	78.86480525
7	179.2868522	179.5631441	179.7427191	179.8653706	179.9582112	1216.882292	1306.121815	89.23952274
8	178.9302956	179.3447202	179.6140795	179.798056	179.9373168	1169.377678	1259.37574	89.99806219
9	178.5737597	179.126301	179.4854408	179.7307415	179.9164224	1132.020363	1222.016004	89.99564105
10	178.2172514	178.9078881	179.3568034	179.6634273	179.895528	1100.949647	1190.947693	89.99804695
11	177.8607776	178.6894832	179.2281677	179.5961133	179.8746337	1074.310889	1164.316188	90.00529877
12	177.5043453	178.4710878	179.0995339	179.5287995	179.8537393	1050.98546	1140.989923	90.0044622
13	177.1479612	178.2527035	178.9709024	179.4614861	179.8328449	1030.232091	1120.231521	89.99943032
14	176.7916323	178.034332	178.8422734	179.394173	179.8119506	1011.534323	1101.529805	89.99548221
15	176.4353654	177.8159746	178.7136474	179.3268604	179.7910563	994.5187441	1084.513392	89.9946482
16	176.0791675	177.5976332	178.5850246	179.2595482	179.7701619	978.9066732	1068.90315	89.99647677
17	175.7230453	177.3793092	178.4564054	179.1922365	179.7492676	964.4843061	1054.483893	89.99958741
18	175.3670058	177.1610042	178.3277901	179.1249254	179.7283733	951.0836946	1041.086361	90.00266663
19	175.0110557	176.9427198	178.199179	179.0576149	179.7074791	938.5702685	1028.575132	90.00486339
20	174.655202	176.7244576	178.0705724	178.9903051	179.6865848	926.8344058	1016.84023	90.00582391
21	174.2994514	176.5062192	177.9419707	178.9229959	179.6656906	915.7855663	1005.791139	90.00557269
22	173.9438107	176.2880062	177.8133742	178.8556875	179.6447964	905.3480936	995.3524542	90.00436055
23	173.5882868	176.06982	177.6847831	178.7883799	179.6239022	895.4581312	985.4606657	90.0025345

この程度の計算でしたら、BASIC や C でプログラミングしてもたいしたことではないのですが、手軽にということとグラフがすぐに描けるということで、EXCELを使用しました。

私はMicrosoftとは何の関係もありませんが、このソフトはずいぶん役に立っています。 ありがたいものです。

MIC ampより
約0.1~0.3Vpp

