## 第13章 スーパーヘテロダインラジオ の混合回路を利用した 中波帯AM用ソフトウェアラジオ

本稿掲載のWebページ

 $http://mybook-pub-site.sakura.ne.jp/Radio\_note/index.html$ 

目次

第 13 章	ミスーパーヘテロダインラジオの混合回路を利用したソフトウェアラジオ	<b>2</b>
13.1	組み立て	2
13.2	エイリアスノイズ	5
	13.2.1 余談- FM 放送の受信	9
	13.2.2 後日談 中波帯ストレートラジオによる FM 放送の受信	10
	<b>13.2.3</b> 後日談その2 2台の AM ラジオで FM ラジオを製作	10
13.3	オペアンプによるバンドパスフィルタ	12
13.4	オペアンプによる2次のローパスフィルタ	15
13.5	ソフトウェア	19
	13.5.1 main 関数内の処理	20
	13.5.2 ADC1Interrupt 関数内の処理	21
	13.5.3 A/D, D/A 変換モジュール内の処理	21
13.6	FIR フィルタ	21
13.7	調整	23
13.8	各部の波形	24

## 第13章

# スーパーヘテロダインラジオの混合回路を利用し たソフトウェアラジオ

## 13.1 組み立て



ク図

本章では図 12.1(b) のラジオを構成する. 周波数変換には 10.1 節のスーパーヘテロダ インラジオの混合回路を利用することが自然な発想の一つである. このラジオの基本機 能の構成をブロック図にして図 13.1 に示す. 放送信号は混合回路により周波数変換され, ローパスフィルタにより高調波成分がカットされた後, A/D 変換器によりマイコンに取 り込まれる. マイコン内ではバンドパスフィルタリング,復調,ローパスフィルタリング がソフトウェアにより実行され,復調された音声信号が D/A 変換器によりアナログ信号 に戻されてイヤフォンへと出力される.

455[kHz] の中間周波数信号を取り込んで, バンドパスフィルタリング, 復調, ローパスフィルタリングを実行できるマイコンは見当たらなかった. Microchip社のdsPIC33FJ128GP802 は, 12bit A/D 変換器 (500 [kSPS]) と 16bit D/A 変換器 (100 [kSPS]) を内蔵し, 40MIPS の処理能力を持つ. 28 ピンの DIP(Dual Inline Pins) タイプがあり, ブレッドボードに



図 13.2: スーパーヘテロダインラジオの混合回路を利用したソフトウェアラジオの回路図

挿入できる. さらに DSP(Digital Signal Processing) 機能により, バンドパスフィルタリ ング, ローパスフィルタリングを高速に実行できる. 2009年9月の時点では, ブレッド ボードに挿入できるタイプのマイコンとしてこれ以上の性能のものを見つけられなかっ た. このマイコンを, 内部の PLL(Phase Locked Loop) 出力周波数 FOSC を 100 [MHz] (マニュアルの上限は 80 [MHz] であるので無理な使い方である.)に設定し, (FOSC/2 =) 50 [MIPS] で強引に動かすこととする. これにより, A/D 変換器のサンプリング周波 数 195 [kSPS] にて, バンドパスフィルタリング, 復調, ローパスフィルタリング, D/A 変換出力を実行できる. この設定においては混合器の出力信号の中間周波数を 97.5[kHz] 以下とすればよい.

図13.2 はスーパーヘテロダインラジオの混合回路を利用した中波帯 AM 用ソフトウェア ラジオの回路図である.エイリアスノイズを抑え易くするために,中間周波数を15[kHz] と低い値に設定してある.この周波数変換は図9.1.5の混合回路の局部発信用コンデンサ *C*<sub>1</sub> と並列に新たにコンデンサを挿入することで実現できる.図13.2 のコンデンサ*C*<sub>6</sub> が それである.周波数変換の理論は10.1 節混合回路を参照されたい.



図 13.3: 混合回路を利用したソフトウェアラジオの写真



図 13.4: 混合回路を利用したソフトウェアラジオの立体配線図(混合回路部分)

このラジオでは図 4.3.1 の FET 増幅回路+2SC1815 高周波増幅回路を通した後, 図 9.1.5 の混合回路により周波数変換がなされ,オペアンプ*OP*<sub>1</sub>, *OP*<sub>2</sub> によりローパスフィルタリ



図 13.5: 混合回路を利用したソフトウェアラジオの立体配線図(ローパスフィルタとマ イコン部分)

ングがなされている.オペアンプのフィルタ回路はエイリアスノイズを抑えるために設けてある.エイリアスノイズは, A/D 変換器のサンプリング周波数  $f_{samp} = 195$ [kHz] に対して  $f_{samp}/2 = 97.5$ [kHz] 以上のノイズをサンプリングすることにより生じる.

図13.3 はブレッドボード上に構成した本ソフトウェアラジオの写真である. 写真では全体の様子しか分からないので,図13.4 と図13.5 に立体配線図を示す. 第12章のストレート方式ソフトウェアラジオと同様にブレッドボード (EIC-801)を2枚つなげて,アナログ回路用電源ライン V<sub>DC\_A3.3</sub>, GND\_A とディジタル回路用電源ライン V<sub>DC\_D3.3</sub>, GND\_D を別けてある.

なお、この回路の部品は全てネットショップから購入できる.

### 13.2 エイリアスノイズ

混合回路の出力信号を A/D 変換器によりサンプリングしてマイコンに取り込む場合, エイリアスノイズ対策をしっかりと行う必要がある.

エイリアスノイズは、A/D 変換器により信号をディジタル化する段階で引き起こされる.図 13.6 は A/D 変換器による信号のサンプリングの様子を示す.信号の周波数を fsiq,

A/D 変換器のサンプリング周波数を  $f_{samp}$  とする. 同図 (a) は  $f_{sig} = 0.1$ [Hz] の信号波形 であり, (b) は  $f_{samp} = 1$ [Hz] にて信号をサンプルした波形である. また, (c) はこのサン プル波形を FFT(Fast Fourier Transform) にかけ,周波数成分を求めた結果である. サン プル波形には 0.1[Hz] の信号成分に加えて,0.9,1.1,1.9 [Hz] の高調波成分が含まれてい る. FFT に際しては,サンプル波形のサンプル点の間に 0 の値を挿入して,10[sec] の間 を 4096 分割した.

マイコンはサンプル点の情報しか持たないので,元の信号がこれらの調波成分のいず れに対応するのかを知ることはできない.この例では一番低い周波数成分(図中の青色の 調波成分)を用いることとすれば,元信号と対応していることとなる.



図 13.7 は *f<sub>sig</sub>/f<sub>samp</sub>* = 0.2 の場合である.サンプル波形には 0.2[Hz] の信号成分に加えて, 0.8, 1.2, 1.8 [Hz] の高調波成分が含まれている.この場合も一番低い周波数成分 (図中の青色の調波成分) を用いればよい.



信号波形の周波数  $f_{sig}$  をさらに 0.4, 0.6[Hz] と上げてみる. 図 13.8 は  $f_{sig}/f_{samp} = 0.4$ の場合である. サンプル波形には 0.4[Hz] の信号成分に加えて, 0.6, 1.4, 1.6 [Hz] の高調 波成分が含まれている. 信号成分に対して, 高調波成分の値が近づいて来ている.

図 13.9 は  $f_{sig}/f_{samp} = 0.6$ の場合である. サンプル波形には 0.4[Hz] の成分に加えて, 0.6, 1.4, 1.6 [Hz] の成分が含まれている. ここで元信号と同じ周波数の調波は図中の青色 の高調波である. 図には赤色の,元信号よりも低い周波数の調波成分が現れている. こ のときは二番目に低い調波成分を利用すればよいことになるが,しかし,ここで大きな 問題がある. この FFT の結果は図 13.8 の結果と全く同じである. サンプル波形からは, 信号波の周波数  $f_{sig} = 0.4$ [Hz] の場合と 0.6[Hz] の場合を区別できない. 元信号の周波数 が事前に分からないときは,得られたサンプル波形のいずれの調波成分を利用すればよ いかを決めることはできない.まして,元信号に両方の周波数成分が含まれていた場合 には,マイコンには両者の混合信号が取り込まれてしまう. 0.4[Hz] の成分が取り出した い信号であり,0.6[Hz] の成分が不要な信号 (ノイズ) である場合には,マイコンは欲し い信号であり,0.6[Hz] の成分が不要な信号 (ノイズ) である場合には,マイコンは欲し



(a)信号波形とサンプル波形



(b) サンプル波形の周波数成分

図 13.8: サンプル波形と周波数成分 (f<sub>sig</sub>/f<sub>samp</sub> = 0.4)







図 13.9: サンプル波形と周波数成分  $(f_{sig}/f_{samp} = 0.6)$ 

さらに、  $f_{sig}$ を 0.7, 0.9, 1.1[Hz] と上げてみる. 図 13.10 は  $f_{sig}/f_{samp} = 0.7$ の場合,図 13.11 は  $f_{sig}/f_{samp} = 0.9$ の場合、図 13.12 は  $f_{sig}/f_{samp} = 1.1$ の場合である.  $f_{sig}/f_{samp} = 0.9, 1.1$ の場合のFFTの結果は図 13.6 の  $f_{sig}/f_{samp} = 0.1$ の場合と同じであ



(a)信号波形とサンプル波形

(b) サンプル波形の周波数成分

図 13.10: サンプル波形と周波数成分  $(f_{sig}/f_{samp} = 0.7)$ 

る. サンプル波形からは,元信号の周波数 *f<sub>sig</sub>* が 0.1[Hz], 0.9[Hz], 1.1[Hz] のいずれで あるかを区別できない.



以上の結果から分かることは、 $f_{sig}/f_{samp} > 0.5$ では、サンプル波形は元信号よりも低い周波数成分を含んでいると見えることである。 $f_{sig}/f_{samp} = 0.6$ では $f_{sig}/f_{samp} = 0.4$ の成分を、 $f_{sig}/f_{samp} = 0.9$ 、1.1ではいずれも $f_{sig}/f_{samp} = 0.1$ の成分を含んでいると見える.

マイコンでは、 $f_{sig}/f_{samp} < 0.5$ の信号を扱うことが多い.このとき、 $f_{sig}/f_{samp} > 0.5$ の領域にノイズがある場合、これらノイズは $f_{sig}/f_{samp} < 0.5$ の調波成分に変換されてマイコンに取り込まれる.この調波成分が信号成分と同じ周波数であるとき、マイコンは

信号成分とノイズを区別できない. このサンプリングに特有のノイズをエイリアスノイズ (alias noise, alias は他の,別のという意味)という.

図 13.13 はエイリアスノイズのイメージを示す。今,青い周波数成分が元の周波数成分 とする。 $0.5 < f_{sig}/f_{samp} < 1$ の成分はサンプル波形では赤い周波数成分として現れる。 これらは  $f_{sig}/f_{samp} = 0.5$ の線で折り返した分布となっている。 $1 < f_{sig}/f_{samp} < 1.5$ の 成分は、さらに  $f_{sig}/f_{samp} = 0$ の線で折り返して緑の周波数成分として現れる。このイ メージからエイリアスノイズは折り返しノイズとも呼ばれる。



Jsig'Jsamp 図 13.13: エイリアスノイズのイメージ)

#### 13.2.1 余談-FM 放送の受信

全くの余談であるが, FPGA を用いてストレート方式ソフトウェアラジオ (AM ラジ オ)を製作していたときに, NHK 名古屋 (729 [kHz]) より少し低い周波数域で別の局の 放送を受信したことがあった. おかしいな ??? と思いながらしばらく聴いていたところ, なんと「FM 愛知です.」とアナウンサーが言ったではないか. 80.7 [MHz] の FM 放送を AM ラジオで受信できてしまった. 製作したソフトウェアラジオは, 前章の高周波増幅 回路の出力をサンプリング周波数 6.25[MHz] の A/D 変換器で FPGA にとり込み, 内部 で 729 [kHz] のバンドパスフィルタを通した後, 復調, 低周波増幅を行っていた. エイリアスノイズではないかと思い計算してみた.

$$6.25[MHz] \times 13 - 80.7[MHz] = 550[kHz]$$
(13.1)

であるので, FM 愛知の放送信号は 550 [kHz] 付近のエイリアスノイズとして FPGA に 取り込まれていたようであった. バンドパスフィルタは中心周波数を 729[kHz] として設 10 第13章 スーパーヘテロダインラジオの混合回路を利用したソフトウェアラジオ

計した FIR フィルタであったが,通過帯域は 100[kHz] 程であった. どうやら FM 愛知の 放送をスロープ検波したと推測される.

ただし、聞こえたことだけは間違いないが、再現性が無く、詳細な確認はできていない、

#### 13.2.2 後日談 中波帯ストレートラジオによる FM 放送の受信

後日,前項の考察はどうやら間違いの可能性が高いことが判明した.

第 12 章の PIC マイコンを用いたストレート方式ソフトウェアラジオで NHK 名古屋 (729 [kHz])の放送を聴きながら, FPGA ソフトウェアラジオを製作していたときに再び FM 愛知 (80.7 [MHz])の放送を聴くことができた.状況は以下の通りであった.

1. FPGA ボードのクロック (6.25 [MHz]) をオシロスコープで観測していた.

2. オシロスコープのプローブのケーブルが PIC マイコンラジオのバーアンテナに近接 していた.(バーアンテナは AM 放送用アンテナ(AZDEN AM ラジオ用高性能ループア ンテナシステム ALA-10/2)の結合器の上に置いてあった.)

3. PIC マイコンラジオの同調周波数を 729[kHz] より下げたところで, FM 愛知の受信 感度が上がった.

4. 同ラジオの同調周波数を729[kHz] より上げたところ, NHK-FM(82.5 [MHz])を受信 した.

5. PIC マイコンラジオを第1章のストレートラジオに置き換えても,全く同様に FM 放送を受信できた.

もとより音質は市販の FM ラジオに遠く及ばないが,それでも AM ラジオで FM 放送 を受信できたことは驚きであった. (13.1) 式より,クロックの第 13 高調波と FM 愛知の 放送波のうなりをラジオの同調回路が捉え,スロープ検波により復調していたと考える. NHK-FM は

$$82.5[MHz] - 6.25[MHz] \times 13 = 1250[kHz]$$
(13.2)

となる.スロープ検波の原理は拙著「電子回路ノート」の 2.9 節を参照されたい.

#### 13.2.3 後日談その2 2台の AM ラジオで FM ラジオを製作

余談ついでに2同調回路を用いた FM ラジオを製作してみた.図13.14 にその回路図を 示す.本書の図1.1.3の中波帯 AM 用ストレートラジオを2つ使用し,それぞれの音声出 力をオペアンプの作動増幅回路で増幅している.復調回路は倍電圧検波としてある.同 調回路はQを下げるために抵抗 R<sub>1L</sub>, R<sub>2L</sub>を挿入してある.Qを下げることで周波数特性



図 13.14: (余談) 2 台の AM ラジオで構成した FM ラジオ

をなだらかにでき,出力電圧対周波数特性が直線となる周波数範囲を広くする(「電子回路ノート」2.9節参照)ことができる.

発振器により 6.3 [MHz] の矩形波信号を発生させると NHK-FM(82.5 [MHz]) の放送信 号とのうなり周波数は

$$82.5[MHz] - 6.3[MHz] \times 13 = 600[kHz]$$
(13.3)

となる.発振器の出力信号線をループアンテナの結合器に巻き付けて,一つの同調回路 の同調周波数を600 [kHz] より高くし,もう一方を600 [kHz] より低くして,音が割れな いで聞こえるところを探してみた.音量が小さいときには割れることなく高音域までき れいな音質で聴くことができた.

そのままの設定で,発振器の周波数を下げていったところ,6.255 [MHz],6.16 [MHz] 辺りでFM 愛知(80.7 [MHz])が,6.03 [MHz],5.94 [MHz] 辺りで ZIP-FM(77.8 [MHz])が 聞こえてきた.いずれも AM ラジオで聴いているとは思えない音質であった.ZIP-FM 放送を録音したので,WAV ファイルにして

ラジオノート 第13章 2台の AM ラジオで構成した FM ラジオの音質 にアップしておく.

### 13.3 オペアンプによるバンドパスフィルタ

図 13.2 にはオペアンプ*OP*<sub>1</sub>, *OP*<sub>2</sub> によるローパスフィルタ回路がある. *OP*<sub>1</sub> は1次のバンドパスフィルタ回路であり, *OP*<sub>2</sub> は2次のローパスフィルタ回路である. これらローパスフィルタは, エイリアスノイズを抑えるために設けられている. *OP*<sub>1</sub> のハイパスフィルタは, 混合回路の出力電圧に含まれる直流成分をカットするために設けられている.

図 13.15 はオペアンプ $OP_1$ のバンドパスフィルタ回路の抜粋である. コンデンサ $C_5$ と 抵抗  $R_9, R_{10}$ のインピーダンスを  $Z_1, C_7$ と抵抗  $R_{11}$ のインピーダンスを  $Z_2$ とすると

$$Z_1 = R_9 + R_{10} + \frac{1}{j\omega C_5} \tag{13.4}$$

$$Z_2 = \frac{R_{11}}{1 + j\omega C_7 R_{11}} \tag{13.5}$$

である.



図 13.15: オペアンプによるバンドパスフィルタ

オペアンプの動作はバーチャルショート (Virtual Short, イマジナリショート (Imaginary Short) とも呼ばれる)を起点にして解析できる. バーチャルショートより

$$V_{in} = 0 \tag{13.6}$$

であるので、バンドパスフィルタへの入力電流 I1 は、入力電圧を V1 とすると

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_1}$$
(13.7)

となる.オペアンプの入力インピーダンス  $Z_{in} \approx \infty$  であるので, $I_1$ はオペアンプに流れ込まない.よって,

$$I_2 = I_1$$
 (13.8)

である. 出力電圧 V<sub>o</sub> は

$$V_{o} = -Z_{2}I_{2}$$

$$= -\frac{R_{11}}{1 + j\omega C_{7}R_{11}} \frac{V_{1}}{R_{9} + R_{10} + \frac{1}{j\omega C_{5}}}$$

$$= -\frac{j\omega C_{5}R_{11}}{(1 + j\omega C_{7}R_{11})(1 + j\omega C_{5}(R_{9} + R_{10}))}V_{1}$$
(13.9)

と与えられる.

バンドパスフィルタのゲインGを

$$G = 20 \log_{10} \left| \frac{V_o}{V_1} \right| \tag{13.10}$$

と定義すると,

$$G = 20 \log_{10} \frac{\omega C_5 R_{11}}{\sqrt{1 + (\omega C_7 R_{11})^2} \sqrt{1 + (\omega C_5 (R_9 + R_{10}))^2}}$$
(13.11)

となる.ここで、バンドパスフィルタのカットオフ角周波数を

$$\omega_{c1} = \frac{1}{C_5(R_9 + R_{10})} \tag{13.12}$$

$$\omega_{c2} = \frac{1}{C_7 R_{11}} \tag{13.13}$$

とすると, (13.11) 式は

$$G = 20 \log_{10} \frac{\omega C_5 R_{11}}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_{c1}})^2} \sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_{c2}})^2}}$$
(13.14)

と変換される.図 13.15の具体的数値を代入すると、カットオフ周波数は  $R_9 + R_{10} = 10$ [k  $\Omega$ ] として

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi C_5 (R_9 + R_{10})}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 0.1 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3}$$

$$= 159[\text{Hz}] \qquad (13.15)$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi C_7 R_{11}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 40 \times 10^{-12} \times 200 \times 10^3}$$

$$= 19.9[\text{kHz}] \qquad (13.16)$$

となる.図 13.16 は図 13.15 のバンドパスフィルタ回路のゲイン G<sub>1</sub> の周波数特性である.



図 13.16: オペアンプによるバンドパスフィルタの周波数特性

(13.14)式は周波数域によって次のように近似できる.  $\omega \ll \omega_{c1}, \omega_{c2}$ のとき,  $1 \gg \omega/\omega_{c1}, 1 \gg \omega/\omega_{c2}$ より

$$G_1 \approx 20 \log \omega C_5 R_{11}.$$
 (13.17)

 $\omega_{c1} \ll \omega \ll \omega_{c2}$ のとき $1 \ll \omega/\omega_{c1}, 1 \gg \omega/\omega_{c2}$ より

$$G_{1} \approx 20 \log \frac{\omega C_{5} R_{11}}{\omega / \omega_{c1}} = 20 \log \frac{R_{11}}{R_{9} + R_{10}}.$$
(13.18)

 $\omega_{c1}, \omega_{c2} \ll \omega$  のとき  $1 \ll \omega/\omega_{c1}, 1 \ll \omega/\omega_{c2}$ より

$$G_1 \approx 20 \log \frac{\omega C_5 R_{11}}{(\omega/\omega_{c1})(\omega/\omega_{c2})}$$
  
=  $20 \log \frac{1}{\omega C_7 (R_9 + R_{10})}.$  (13.19)



図 13.17: オペアンプによるバンドパスフィルタの近似周波数特性

図 13.17 は,直線で近似した周波数特性を元の特性に重ねて示す.カットオフ角周波数  $f_{c1}$ より低い周波数領域では,ゲイン $G_1$ は $\log \omega$ に比例し,20 [dB/dec] で増加し(周波 数が10倍になるとゲインは20 [dB] 増える), $f_{c2}$ より高い周波数領域では $-\log \omega$ に比例し,20 [dB/dec] で減少する.

## 13.4 オペアンプによる2次のローパスフィルタ

図 13.18 はオペアンプ*OP*2 による 2 次のローパスフィルタ回路である.



この回路の解析においてもバーチャルショートが出発点となる. 電圧 V<sub>2</sub> と V<sub>3</sub>の関係は

$$V_{3} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{9}}}{R_{13} + \frac{1}{j\omega C_{9}}} V_{2}$$
  
=  $\frac{1}{1 + j\omega C_{9} R_{13}} V_{2}$  (13.20)

16 第13章 スーパーヘテロダインラジオの混合回路を利用したソフトウェアラジオ

である. バーチャルショートより  $V_{in} = 0$  であるので,出力電圧  $V_o$  と電圧  $V_3$  の関係は  $V_3 = \frac{R_{15}}{R_{14} + R_{15}} V_o$ (13.21)

となる. この式に (13.20) 式を代入すると,

$$\frac{1}{1+j\omega C_9 R_{13}} V_2 = \frac{R_{15}}{R_{14}+R_{15}} V_o \tag{13.22}$$

となる.よって

$$V_2 = \frac{R_{15}(1+j\omega C_9 R_{13})}{R_{14} + R_{15}} V_o$$
(13.23)

であるので, 電流 *I*<sub>2</sub> は

$$I_{2} = j\omega C_{8}(V_{2} - Vo)$$

$$= j\omega C_{8}\left(\frac{R_{15}(1 + j\omega C_{9}R_{13})}{R_{14} + R_{15}} - 1\right)V_{o}$$

$$= j\omega C_{8}\frac{-R_{14} + j\omega C_{9}R_{13}R_{14}}{R_{14} + R_{15}}V_{o}$$
(13.24)

と求められる.また,

$$I_{3} = \frac{1}{R_{13} + \frac{1}{j\omega C_{9}}} V_{2}$$

$$= \frac{j\omega C_{9}}{1 + j\omega C_{9} R_{13}} V_{2}$$

$$= \frac{j\omega C_{9}}{1 + j\omega C_{9} R_{13}} \frac{R_{15}(1 + j\omega C_{9} R_{13})}{R_{14} + R_{15}} V_{o}$$

$$= \frac{j\omega C_{9} R_{15}}{R_{14} + R_{15}} V_{o}$$
(13.25)

である.一方,

$$I_{1} = I_{2} + I_{3}$$
  
=  $\frac{V_{1} - V_{2}}{R_{12}}$  (13.26)

であるので、これに (13.23), (13.24), (13.25) 式を代入すると

$$j\omega C_8 \frac{-R_{14} + j\omega C_9 R_{13} R_{14}}{R_{14} + R_{15}} V_o + \frac{j\omega C_9 R_{15}}{R_{14} + R_{15}} V_o = \frac{V_1 - \frac{R_{15}(1 + j\omega C_9 R_{13})}{R_{14} + R_{15}} V_o}{R_{12}}$$

$$j\omega C_8 R_{12} (-R_{14} + j\omega C_9 R_{13} R_{14}) V_o + j\omega C_9 R_{15} R_{12} V_o = (R_{14} + R_{15}) V_1 - R_{15} (1 + j\omega C_9 R_{13}) V_o$$

$$(R_{15} - \omega^2 C_8 C_9 R_{12} R_{13} R_{14} + j\omega (-C_8 R_{12} R_{14} + C_9 R_{15} (R_{12} + R_{13}) V_o = (R_{14} + R_{15}) V_1$$

$$(13.27)$$

となり, Voについてまとめると

$$V_o = \frac{R_{14} + R_{15}}{R_{15}} \frac{1}{1 - \omega^2 C_8 C_9 R_{12} R_{13} R_{14} / R_{15} + j\omega (-C_8 R_{12} R_{14} / R_{15} + C_9 (R_{12} + R_{13}))} V_1$$
(13.28)

と,入力電圧 V<sub>1</sub> と出力電圧 V<sub>o</sub>の関係が求められる. ここで,簡単のために R<sub>12</sub> = R<sub>13</sub>, R<sub>14</sub> = R<sub>15</sub>, C<sub>8</sub> = C<sub>9</sub> とすると

$$V_{o} = \frac{2}{1 - (\omega C_{8} R_{12})^{2} + j \omega C_{8} R_{12}} V_{1}$$

$$V_{o} = \frac{2}{(1 + j \omega C_{8} R_{12})^{2}} V_{1}$$
(13.29)

となり、オペアンプ $OP_2$ のローパスフィルタのゲイン $G_2$ は

$$G_2 = 20 \log \frac{2}{1 + (\frac{\omega}{\omega_{c3}})^2}$$
(13.30)

と求められる. ただし,  $\omega_{c3} = 1/C_8 R_{12}$ である.



図 13.19: オペアンプによる 2次のローパスフィルタの周波数特性

図 13.19 はオペアンプ $OP_2$ のゲイン $G_2$ の周波数特性を緑色で示す.また、カットオフ 周波数  $f_{c3}$ より低域/高域をそれぞれ直線で近似した周波数特性を青色で示す. (13.30) 式よりカットオフ周波数  $f_{C3}$  は

$$f_{c3} = \frac{1}{2\pi \times 330 \times 10^{-12} \times 20 \times 10^{3}}$$
  
= 24.1[kHz] (13.31)

18 第13章 スーパーヘテロダインラジオの混合回路を利用したソフトウェアラジオ

である. カットオフ周波数  $f_{c3}$  よりも高い周波数領域でゲイン  $G_2$  は-40 [dB/dec] で減少している.



図 13.20: オペアンプ*OP*<sub>1</sub>, *OP*<sub>2</sub> によるフィルタ回路の合成近似周波数特性

図 13.20 はオペアンプ*OP*<sub>1</sub>, *OP*<sub>2</sub> によるフィルタ回路の合成ゲインGの近似周波数特性 である.合成ゲインGは

$$G = 20 \log G_1 G_2$$
  
= 20 log G\_1 + 20 log G\_2 (13.32)

により求められる.参考に実測値を○印で示す.合成ゲイン*G*は*f<sub>c1</sub>*より低い領域で20 [dB/dec] で増加し,*f<sub>c3</sub>*より高い領域で-60 [dB/dec] で減少している.

本稿で用いるマイコンの A/D 変換器のサンプリング周波数は 195.3 [kHz] の設定である.また,放送信号は 10 ~ 20 [kHz] に周波数変換されるので,放送信号と混信する可能性のあるノイズは 195.3 ± 20 [kHz] の範囲にある.図 13.20 より,その周波数領域におけるフィルタのゲイン G は-20 [dB] 程(図中の楕円で囲った辺り)であり,放送信号の周波数領域の  $G \approx 30$  [dB] に比べて小さい.

## 13.5 ソフトウェア



#### dsPIC33FJ128GP802

図 13.21: 混合回路を用いたソフトウェアラジオのマイコン内部の構成

マイコンのプログラムを本稿と同じ Web ページ上にアップする. 図 13.21 はプログラ ムで設定しているマイコン内部の構成を示す. プログラムは main 関数と ADC1Interrupt 関数の二つの重要な関数からなる. main 関数は PLL(Phase Locked Loop),入出力ポー ト (マイコンの入出力端子),周辺モジュール(補助オシレータ,タイマ,A/D 変換,D/A 変換の各モジュール)および FIR フィルタの初期設定と(何もしない)無限ループを実 行する. ADC1Interrupt 関数は,A/D 変換モジュールの変換終了割り込みにより起動さ れ,A/D 変換結果の読み込み,バンドパスフィルタリング,復調,ローパスフィルタリ ング,D/A 変換指令値の出力を実行する. 20 第13章 スーパーヘテロダインラジオの混合回路を利用したソフトウェアラジオ

#### 13.5.1 main 関数内の処理

main 関数内の処理をもう少し詳しく述べる.

PLL 設定では,セラミック発振子の発信周波数 10 [MHz] を入力として,PLLCLK = 100 [MHz], FCY = 50 [MHz] としている.PLLCLK は D/A 変換モジュールで利用され, FCY はタイマ 3, A/D 変換モジュールおよびソフトウェア実行において利用される.

入出力ポート (I/O port) 設定では,RA0~RA4,RB0~RB15のうち,3番ピンに割り 当てられている RA1を入力設定とし,他のポートは全て出力設定としている.図13.2よ り,3番ピンは混合回路で周波数変換された信号の入力端子である.A/D 変換モジュー ル設定において,この端子はアナログ入力に設定される.

周辺モジュール設定ではタイマ,A/D 変換,D/A 変換の各モジュールを設定している. フィルタ設定では,FIR(Finite Inpulse Response)フィルタを設定している.dsPICの ための FIR フィルタの設計法と使い方は参考文献 [10] 後閑哲也著「電子制御・信号処理 のための dsPIC 活用ガイドブック」技術評論社,2006 の第 8 章に詳しい.

main ループは,以上の初期設定を行った後に,(何もしない)無限ループを実行し続ける.

#### 周辺モジュール設定

main 関数内の周辺モジュール設定についてもう少し詳しく述べる.

タイマモジュール設定では,タイマ3を利用する設定としている. FCY = 50 [MHz] を 256 分周して, 195.3 [kHz] を得ている. この周波数で A/D 変換モジュールを起動する. 256 分周する理由は, 2<sup>n</sup> 倍の設定にしないと, D/A 変換出力に大きなノイズが乗ってし まうためである.

A/D 変換モジュール設定では、クロックに FCY=50 [MHz] を 6 分周して 8.33[MHz] で 利用する設定としている.データシートによると ADC クロック周期 (TAD) の最小値は 118 [ns] である.すなわち、A/D 変換結果を保証するクロック周波数の上限が 8.47 [MHz] であることによる.

3番ピンの AN1 をアナログ入力設定とし、タイマ 3 を A/D 変換開始のトリガに設定し ている.また、A/D 変換終了時に main 関数の(何もしていない)無限ループに割り込 みをかけ、ADC1Interrupt 関数を起動する設定としている.データは符号付き固定小数 点型に設定している.A/D 変換の参照電圧は AVSS(27番ピン)と AVDD(28番ピン)であ る.図 13.2 において AVSS には 0 [V]、AVDD に 3.3 [V] が印加されるので、12 ビット A/D 変換はこの 1.65  $\leq V \leq$  3.3[V] の電圧を 0000 0000 0000 ~ 0111 1111 1111 0000 に 変換し、0  $\leq V <$ 1.65[V] の電圧を 1000 0000 0000 ~ 1111 1111 1111 0000 に変換す る. 変換電圧単位は 3.3 [V]/4096 = 0.81 [mV] である.

D/A 変換モジュール設定では、25 番ピンの DAC1LP と 26 番ピンの DAC1LN を D/A 変 換の出力ピンに指定し、クロック ACLK = 25 [MHz] としている. ACLK は PLLCLK=100 [MHz] を 4 分周して得ている. データシートによると D/A 変換モジュールのクロックの 上限は 25.6 [MHz] である. データは符号付き固定小数点としている.

#### 13.5.2 ADC1Interrupt 関数内の処理

ADCP1Interrupt 関数は、A/D変換終了時に起動され、ADCBUF0の値を読み込み、バ ンドパスフィルタリング、復調、ローパスフィルタリングを行い、DAC1LDAT に計算結 果を格納する.フィルタには FIR(Finite Impulse Response) フィルタを用いる.バンド パスフィルタの通過帯域は 10~20 [kHz] の設定として、ローパスフィルタの通過帯域は 8.5 [kHz] としている.復調は全波整流を行っている.

#### 13.5.3 A/D, D/A 変換モジュール内の処理

A/D 変換モジュールはタイマ3により,195.3 [kHz] の周波数で起動される.変換終了 時毎に main 関数に割り込みをかけ,ADC1Interrupt 関数を起動する.また,変換結果を レジスタ ADCBUF0 に格納する.

D/A 変換モジュールは DAC1LDAT 内のデータを読み込み,アナログ信号に変換して
 25 番ピン (DAC1LP) に出力し,逆極性の信号を 26 番ピン (DAC1LN) に出力する.

#### 13.6 **FIR**フィルタ

マイコン内部ではソフトウェア処理によりバンドパスフィルタリングとローパスフィル タリングを行っている.いずれも FIR(Finite Impulse Response) フィルタである.dsPIC のための FIR フィルタの設計法と使い方は参考文献 [10] 後閑哲也著「電子制御・信号処 理のための dsPIC 活用ガイドブック」技術評論社,2006 の第8章に詳しいので,こちら を参照されたい.

Microchip 社の Web ページから Digital Filter Design Tool (dsPICfdLite、フリーソフト)をダウンロードして、文献 [10] に従えば、FIR フィルタを設計し、マイコンプログラムに組み込むことができる。バンドパスフィルタはサンプリング周波数 195.3[kHz]、パスバンド周波数 10~20 [kHz]、ストップバンド周波数 8 [kHz]、24 [kHz]、パスバンドリップル 3 [dB]、ストップバンドリップル 40 [dB] として、Hanning 窓を採用し、Filter Lengthは40 タップに設定した。マイコンの信号処理部を図 13.22 のようにして、設計した FIR



フィルタの周波数特性を測定した.結果を図 13.23 に示す.実線が計算値であり,○印が 測定値である.通過帯域がほぼ 10~20 [kHz] であるバンドパスフィルタが得られている ことが分かる.

パスバンドリップルおよびストップバンドリップルの定義を以上の具体例を用いて述 べる.

パスバンドリップルとは、周波数 f が  $10 \le f \le 20$  [kHz] においてフィルタのゲイン G が  $-3 \le G \le 0$  [dB] であることである.

ストップバンドリップルとは、 $f \le 8 \text{ [kHz]}$ および 24 [kHz]  $\le f \text{ にて } G \le -40 \text{ [dB]}$ であることである.



図 13.23: FIR バンドパスフィルタの周波数特性(40 タップ)

図 13.23 の周波数特性は、パスバンドリップルについてはほぼ満たしているが、ストッ プバンドリップルは全く満たしていない. ディジタルフィルタの性能はサンプリング周波 数と Filter Length(タップ数)に依存する. Filter Length(タップ数)を大きくすれば、 指定した仕様を満たすフィルタを得ることができる. 試しに、タップ数だけを 300 に増 やし,他の条件を図 13.23 の場合と同じにして得た FIR フィルタの周波数特性を図 13.24 に示す.タップ数を 300 としたことで, $f \leq 8$  [kHz] および 24 [kHz]  $\leq f$  にて $G \leq -40$ [dB] を満たすフィルタが得られている.しかし,用いたマイコンでは,5.12 [ $\mu$ s1(=1/195.3 [kHz]) のサンプリング周期内に計算実行できるフィルタのタップ数は,バンドパス.ロー パスそれぞれにせいぜい 50 タップが限界である.本稿ではそれぞれに 40 タップの設定 とした.



図 13.24: FIR バンドパスフィルタの周波数特性(300 タップ)

FIR ローパスフィルタは, サンプリング周波数 195.3[kHz], パスバンド周波数 8.5 [kHz], ストップバンド周波数 9.2 [kHz], パスバンドリップル 3 [dB], ストップバンドリップル 40 [dB] として, Hanning 窓を採用し, Filter Length は 40 タップに設定した. 図 13.25 は FIR ローパスフィルタの計算値と実測値を示す. 9 [kHz] で約-6 [dB] のローパスフィルタ が得られた.

#### 13.7 調整

図 13.26 に混合回路の調整例を示す. 図中の値を目安にして調整すれば,あとは局部発信用コイル OSC の上面のネジを廻して局部発信周波数を調整することでラジオ放送を聞くことができる. 例えば NHK 名古屋 (729 [kHz])を聴く場合には,トランジスタ  $Tr_2$ のエミッタ電圧の周波数を 729 + 15 = 744 [kHz] とすればよい.



図 13.25: FIR ローパスフィルタの周波数特性



## 13.8 各部の波形

各部の波形を測定した.ただし、 $V_{DC_A3.3} = 5$  [V] である. $V_{DC_A3.3} = 3.3$  [V] の場合 と本質的な違いは無い.測定箇所を図 13.27 に示す.測定結果の例を図 13.28 に示す.(a) 放送信号  $v_s$ ,(b) 混合回路の出力電圧  $v_{mix\_out}$ ,(c) オペアンプの出力電圧  $v_{op2\_out}$ ,(d) マ イコンの出力電圧  $v_{micon\_out}$  である.放送信号はキャリアの周波数  $f_c = 700$  [kHz],音声 信号の周波数  $f_{voice} = 2$  [kHz] とし、変調度  $V_{voice}/V_c = 0.5$  とした.この信号を抵抗  $R_x$ とコンデンサ  $C_x$  を介してラジオの同調回路に印加した.局部発振周波数  $f_{Lo\_OSC} = 715$ [kHz] に調整した. $v_s$ の 700[kHz] 成分, $v_{mix\_out}$ の 715 [kHz] 成分は赤く塗りつぶされて いる. $v_{mix\_out}$ においてはトランジスタ  $Tr_2$ のスイッチングによる電圧変動が支配的とな り、この波形に重畳されている 15 [kHz] の中間周波成分および音声信号成分はほとんど







図 13.29: 混合回路の電圧波形例(時間軸を拡大)

見えない. この *v<sub>mix\_out</sub>* をオペアンプによるフィルタ回路に通した結果が *v<sub>op2\_out</sub>* である. ただし,この波形からは直流成分を除いてある. 15 [kHz] の中間周波成分と2 [kHz] の音 声信号成分が取り出されている.この信号をマイコンに取り込み,バンドパスフィルタ を通した後,全波整流を行い,さらにローパスフィルタを通した結果が *v<sub>micon\_out</sub>* である. 音声信号だけが取り出されていることがわかる.

図 13.29 は放送信号  $v_s$  と出力電圧  $v_{mix_out}$  および混合回路のエミッタ電圧  $v_e$  の波形を時間軸を拡大して示す.  $v_s$  には 700 [kHz] のキャリア信号,  $v_{mix_out}$ ,  $v_e$  には 715 [kHz] の局部発振信号成分が見える.音声信号はこの時間軸では変化がゆっくり過ぎて見えない.  $v_e$  が低い期間においてトランジスタ  $Tr_2$  が導通し,抵抗  $R_8$  の電圧降下により  $v_{mix_out}$  が低下している.逆に  $v_e$  が高い期間において  $Tr_2$  がほぼ非導通となり, $v_{mix_out}$  が電源電圧に近い値となっていることがわかる.

表13.1 は本章において初めて購入する電子部品の購入先を示す.その他の電子部品に ついては第1章の表1.1.1,第9章の表9.1.1を参照されたい.

## 表 13.1: 電子部品購入先

部品	型式・定格	単価(円)	数量	購入先
マイコン	dsPIC33FJ128GP802-I/SP	616	1	Digi-Key http://jp.digikey.com/
セラミック発振子	10 MHz	30	1	秋月電子通商 http://akizukidenshi.com
オペアンプ	NJM4580DD	50	1	同上

## 28 第13章 スーパーヘテロダインラジオの混合回路を利用したソフトウェアラジオ

2010年11月 2013年5月改訂

#### 著者

## 古橋武

名古屋大学工学研究科情報・通信工学専攻 furuhashi at nuee.nagoya-u.ac.jp