

SUPERMOUSE Rx – RECEPTOR ACOMPANHANTE

PARTE1: PROJETO E PROTÓTIPO



Operando o Supermouse, senti falta de um receptor que “casasse” com o pequeno transmissor, porque ficou esquisita a recepção no HRO50, umas 100 vezes maior do que ele. Daí surgiu a idéia de projetar um receptor que pudesse ser agregado ao Supermouse Tx, na forma de uma “linha separada” ou de um transceptor. Segue a descrição do projeto e construção do protótipo.

As premissas seriam no mesmo escopo do Tx, ou seja:

Menor número de componentes;
Facilidade de obtenção dos materiais;
Custo baixo;
Facilidade de montagem;
Melhor desempenho possível dentro das restrições acima.

Como sempre, há compromisso: não se pode obter um receptor completo de primeiríssima linha a preço de banana com meia dúzia de componentes. Mas também em prol da simplicidade não compensa ter um desempenho tão ruim e tão poucos recursos que tornem difíceis os comunicados.

O mínimo a ser conseguido seria:

- Recepção em AM e SSB para 80 e 40 metros;
- Ganho e ruído aceitáveis;
- Rejeição de interferências idem;
- Indicador de intensidade de sinal (S meter);
- Controle de ganho de RF;

- VFO integrado, de preferência com indicação digital;

Antes de atacar o projeto vamos fazer umas considerações sobre as características mais importantes dos receptores em geral, do ponto de vista desempenho, bem como as medições utilizadas para avaliação. Não pretendo fazer um tratado sobre o assunto, mas creio que um pouco de teoria ajuda a realizar na prática. Se o colega não tem paciência ou vocação para ir mais a fundo, poderá mesmo assim montar o receptor e obter bons resultados.

Como o termo “decibel” aparece aqui com frequência, seria bom dar uma refrescada no que ele significa:

Decibel, ou dB, é uma medida de proporção relativa entre dois valores numéricos, em geral ganho de potência elétrica ou sonora. Um valor em dB corresponde a 10 vezes o logaritmo na base 10 da proporção a representar:

$$X \text{ dB} = 10 \log (P1/P2)$$

O logaritmo na base 10 é a potência a que se eleva o número 10 para obter o número do qual se quer calcular o log.

Exemplo: se P1 for 100 vezes maior que P2, $P1/P2=100$. Sendo 100 igual a 10 elevado à potência 2, $\log 100=2$ e portanto $X= 10 \log (P1/P2) = 20\text{dB}$.

Da mesma forma se a proporção P1/P2 for:

1	=>	0dB
2	=>	3dB
10	=>	10dB
1.000	=>	30dB
0,1	=>	-10dB
0,001	=>	-30dB
1.000.000.000	=>	90dB

Note que para proporções menores que 1, normalmente representando atenuação, o valor em dB é negativo.

Quando a proporção é entre tensões, define-se dB como $= 20 \log V1/V2$. Desta forma, o mesmo número em dB representa a proporção entre tensões ou potências para o mesmo valor de impedância de carga.

Por exemplo, um amplificador aplica 100W numa carga de 50 ohms com 1W de entrada, também 50 ohms: o ganho será de 20dB quer se considere a potência ou a tensão:

$$10 \log (100\text{W} / 1\text{W}) = 20\text{dB}$$

$$20 \log (70,7\text{V} / 7,07\text{V}) = 20\text{dB}$$

Usa-se também o decibel como medida absoluta, nesse caso em proporção com um determinado valor, agregando uma letra para diferenciar:

dBm = proporção em dB entre o valor medido e 1 milliwatt, p /ex: 30dBm=1W

A utilidade da medida em dB é que sendo logarítmica, pode representar com facilidade grandes variações de forma mais intuitiva, permitindo visualizar num mesmo gráfico valores de microwatts até quilowatts. Além disso, as multiplicações tornam-se somas, p/ ex: um pré-amplificador com ganho 20dB (100 vezes) seguido de um amplificador de ganho 3dB (2 vezes), terá no conjunto ganho de $20+3= 23\text{dB}$ (200 vezes).

Bom, vamos às medições de desempenho de receptores, que infelizmente não obedecem a nenhum consenso: Fabricantes de equipamentos profissionais, de receptores para radioamadores e de uso geral não se entendem muito bem sobre o que e como medir para a comparação e avaliação de seus rádios. Vou citar aqui as práticas do pessoal técnico da ARRL (Amateur Radio Relay League), a associação de radioamadores norte-americanos, que publica regularmente as avaliações dos equipamentos do nosso hobby. As características mais importantes de desempenho são:

1- Seletividade, ou Banda Passante:

É a capacidade do receptor em separar o sinal desejado dos demais sinais e ruídos presentes na antena. Normalmente a separação é obtida inserindo-se um filtro em algum estágio da amplificação, que deixam passar integralmente a faixa desejada, eliminando todas as demais frequências.

É claro que no mundo real não existem filtros como esse, sempre há a atenuação dentro da faixa e alguma passagem de sinais fora dela. Especifica-se portanto a seletividade do filtro (e do receptor) como a atenuação em dB para determinadas frequências acima e abaixo da frequência central, por ex: -6dB para +/- 3kHz e -60dB para +/- 20kHz.

2- Sensibilidade:

É a capacidade do receptor em amplificar um sinal fraco de RF vindo da antena até o nível adequado para acionar o alto-falante. Aparentemente dependeria apenas de incluir tantos estágios de ganho quantos necessários, mas o problema é que o ruído elétrico gerado internamente nos semicondutores (ou válvulas) acaba se sobrepondo ao sinal desejado.

Especifica-se então como sensibilidade o valor em microvolts de um sinal de RF aplicado na entrada, que provoca uma relação sinal-ruído de 0dB obtido na saída de áudio, ou seja, a potência média do ruído igual a potência do tom de 1kHz.

Este valor também é chamado de “noise floor” (piso de ruído) ou Minimal Discernible Signal (MDS, menor sinal perceptível), quando representado por valores em dBm, p/ ex: -120dBm, que corresponde a $0,000.000.000.000.001\text{W}$, ou 1 quatrilhonésimo de watt.

Em AM define-se a sensibilidade como o nível em uV do sinal modulado em 30% por um tom de 1kHz que resulta em saída de áudio 10dB acima do noise floor.

A medida da sensibilidade depende da banda passante, porque o valor da tensão de ruído aumenta com a largura da banda enquanto o tom de áudio não se modifica com a dita cuja. O pessoal da ARRL usa 500Hz.

Nas bandas baixas de HF o noise floor tem importância relativa, porque o ruído gerado pela atmosfera e interferências diversas costuma ser muito maior que o ruído interno dos receptores. Muita sensibilidade em 80 e 40m deve ser evitada porque prejudica outras características, como veremos adiante.

3- Faixa Dinâmica (dynamic range) por Bloqueio e IMD (Intermodulation Distortion)

São medidas de quanto um sinal fora da banda passante afeta a recepção: ao receber um sinal fraco, uma estação forte em frequência próxima pode não ser audível mas provocar a redução do sinal fraco, é o chamado bloqueio; ou interagir com outro sinal forte e provocar o aparecimento de sinais audíveis dentro da banda passante, neste caso por IMD.

Esta característica é de longe a mais difícil de ser obtida: Receptores com alta rejeição de bloqueio e baixa IMD tendem a ser caros e complicados.

A dificuldade consiste em evitar que os estágios anteriores à filtragem final saturem, por isso os filtros devem ficar o mais “próximos” possível da antena, para que os estágios de ganho posteriores apenas amplifiquem os sinais desejados. Mas na prática é impossível obter filtros que acompanhem a frequência de recepção, daí o apelo aos receptores super-heterodinos que primeiro convertem a frequência desejada para uma frequência intermediária fixa, onde se aplicam os filtros. Mas aí aparece o problema de saturação dos estágios anteriores à FI por sinais fora da banda passante, vejamos porque:

Sinais fortes detectados dentro da banda passante provocam a redução de ganho dos estágios de RF e FI por ação do AGC (controle automático de ganho), estabilizando o nível de áudio na saída. Mas para sinais fora da banda, o AGC não atua, deixando alto o ganho dos estágios anteriores ao filtro enquanto se recebe um sinal fraco. Sem a ação do AGC, estes estágios saturam com o sinal forte, reduzindo o ganho para o sinal fraco. Deste ponto de vista, quanto menos pré-amplificação de RF e menor número de conversões melhor, deixando a maior parte do ganho por conta da FI, após a filtragem.

Especifica-se a Faixa Dinâmica por Bloqueio como a relação em dB entre o sinal fora da faixa que provoca atenuação de 1dB no sinal recebido e o “noise floor”, anotando-se o afastamento em frequência. p/ex: 90dB para offset de 50kHz.

A medida da Faixa Dinâmica por IMD é um tanto difícil de ser realizada e não funciona bem para alguns tipos de receptores, portanto vamos considerar somente por bloqueio, que de certa forma acompanha os resultados por IMD e é suficiente para a avaliação do nosso SMRx.

Curiosamente os antigos rádios a válvula apresentam boa faixa dinâmica: Devido à alta tensão nas placas em comparação com os sinais, elas suportam níveis muito mais altos sem distorcer ou saturar.

4- Rejeição de imagem:

Problema típico dos superheterodinos, trata-se da entrada de sinais indesejáveis situados do “lado oposto” à frequência do oscilador local, com a mesma diferença da frequência da FI.

Por ex: na recepção em 7,000MHz com FI de 455KHz, o oscilador local poderá estar em 7,455MHz. Um sinal em 7,910MHz terá a mesma diferença de 455KHz para o oscilador local e entrará na amplificação de FI com a mesma amplitude do sinal desejado, a menos que seja atenuado por um filtro antes do conversor, e este deverá acompanhar a frequência de recepção ou deixar passar a faixa toda a ser recebida (7,000 a 7,300 no caso da banda de 40m), atenuando fortemente as frequências da imagem (7,910 a 8,110 MHz).

Os receptores de comunicação mais antigos resolviam o problema conectando mecanicamente em tandem os capacitores variáveis de sintonia de antena e do oscilador local. Os modernos utilizam filtros fixos por banda, que são comutados automaticamente.

Quanto menor for a frequência de FI em relação à frequência a ser recebida, mais difícil fica a filtragem, devido a proximidade entre o sinal e a imagem. Uma solução popular é adotar múltiplas conversões: se o sinal, digamos, 14Mhz for convertido primeiro para 3MHz e depois para 455kHz, a imagem da 1ª conversão estará em 8MHz, bastante afastado do sinal desejado e portanto mais fácil de filtrar, e a imagem da 2ª conversão estará também proporcionalmente afastada dos 3MHz, em 2,090MHz. Porém a dupla conversão aumenta os problemas de bloqueio e IMD, por haver mais estágios de ganho antes da filtragem final, passíveis de saturação e distorções.

Os receptores modernos resolveram o problema adotando FI de frequência alta, próxima a 10MHz, possível devido aos filtros a cristal que conseguem boa seletividade nessas frequências. No entanto as múltiplas conversões ressurgiram recentemente nos rádios que utilizam filtros DSP (digital signal processing), que voltaram a demandar FI baixa. Manter o desempenho com várias conversões é um capítulo a parte, o que explica a complexidade e o preço desses receptores.

Especifica-se a rejeição de imagem em dB , indicando a relação entre a amplitude de um sinal na frequência imagem e a de um sinal dentro da banda que provoque a mesma saída de áudio. São típicos valores de -50dB ou mais.

5- Estabilidade

O oscilador local dos super-heterodinos é quem determina a estabilidade de frequência do receptor. É bastante difícil conseguir osciladores variáveis LC com estabilidade a longo prazo melhor do que algumas centenas de hertz, principalmente em frequências mais altas, bem como dar a indicação precisa no dial.

Os sintetizadores digitais, que usam um cristal de quartzo como referência, resolveram este problema mas criaram um outro: a estabilidade a curto prazo, que consiste de modulação em frequência ou fase. No caso dos receptores este ruído provoca o aparecimento de sinais interferentes dentro da banda passante quando um sinal forte fora da banda combina-se com o oscilador local “ruidoso”, portanto convém obter a maior pureza espectral possível. Não achei testes da ARRL para estabilidade e ruído de fase em receptores.

Osciladores LC acompanhados de um frequencímetro digital resolvem o problema da indicação de frequência mas não o da estabilidade, obrigando o operador a realizar correções periódicas se quiser se manter no mesmo lugar do espectro.

O PROJETO

Analisando os projetos de receptores simples existentes na Internet feitos pelos colegas daqui e do exterior, identifiquei um circuito integrado muito popular, o TDA1072 da Phillips que apesar de não mais ser fabricado ainda é vendido em vários sites na Internet.

Mesmo tendo sido projetado para recepção de broadcast em ondas médias, ele tem especificação de sensibilidade bem interessante, mais que suficiente para dispensar estágios adicionais. Andei escutando a recepção com o TDA1072 nas versões de simples e dupla conversão (utilizando um CI adicional) montados pelos colegas, e confesso que não fiquei muito animado: No radio de conversão simples falta ganho e rejeição de interferências, e no dupla sobra ruído gerado internamente. Mas se as especificações do CI pelo manual parecem boas, o que estaria havendo?

Depois de muito quebrar a cabeça e experimentar, as conclusão é que deve-se tomar cuidado com os níveis de impedância do TDA1072: A entrada de RF é da ordem de 5k, da saída do conversor 500k e entrada de FI é 3k, bem diferentes do que se costuma ter em projetos utilizando transistores discretos, e por isso não se pode aplicar soluções e componentes comumente usados nos radinhos de onda média. Acertando o casamento das impedâncias, o ganho resultou suficientemente alto para dispensar qualquer amplificação além do TDA (que, como veremos adiante, já a tem demais).

FILTRO DE FI 455KHz

Há no datasheet do TDA1072 (ver anexo) as especificações para o filtro de FI. Tentei o melhorzinho, o no.4, com 3 ressoadores cerâmicos SFU455B e um transformador sintonizado. Acontece que os transformadores de FI ainda existentes por aí foram projetados para amplificadores discretos, o secundário vai direto à base do transistor onde a impedância é muito baixa. A relação de espiras em relação ao primário é de 30:1, sendo que o datasheet do TDA recomenda 2:1 (descasamento de impedância de 15.000%). O efeito disso é baixar tremendamente o ganho da FI, além de saturar o estágio conversor e arruinar a faixa dinâmica.

Como não é fácil reenrolar aquele transformador microscópico, resolvi a parada usando um divisor capacitivo no primário (C9 e C10, ver esquema), retirando o capaci-

tor interno de 150pF (basta quebrá-lo, é um tubinho cerâmico dentro de um rebaixo da bobina). Também foi necessário isolar os níveis DC entre o conversor e a entrada da FI por meio do capacitor C20.

Os filtros cerâmicos SFU455B, tais como o CI e os transformadores, também são obsoletos, mas como estes, encontra-se facilmente no Ebay e até na Santa Ifigênia. Mas não são os originais da Murata e sim chineses, e como seria de esperar, funcionam mal: a banda passante é muito aberta e fora da frequência especificada.

Por sorte existe na praça uma família de filtros cerâmicos de 6 elementos e boa qualidade, usados em rádios Kenwood e Yaesu, fornecidos por vários fabricantes a preço razoável. Adotei o LTM455GW, que demonstrou ter boa largura para AM (-6dB a 9kHz) e ainda permite uma recepção decente em SSB, se bem que ajudado por um truque: um filtro passa baixos de áudio com o corte em 4.5kHz que atenua os sinais situados 4,5 e 9kHz abaixo da frequência recebida. Desta forma o receptor mantém a banda passante de 4.5kHz mesmo com o filtro cerâmico de 9kHz. Em AM o filtro de áudio não interfere, porque o cerâmico já atenua os sinais a partir de 4.5kHz acima e abaixo da portadora.

Calculei o filtro de áudio com a ajuda do programa Filter Pro Desktop, disponível gratuito no site da Texas Instruments, usando os seguintes parâmetros:

Filtro ativo Chebyshev passa baixas de 3ª ordem, topologia Sallen-Key, 1dB de ripple e 16dB de ganho na banda passante

Freq. de corte 6db: 4,5kHz

A simulação resultou em atenuação de -23dB em 9khz.

Para o elemento ativo do filtro aproveitei o pré amplificador do circuito integrado TDA1015, que também incorpora o amplificador de potência de áudio.

FILTROS DE RF

Adotei a conversão simples porque já existindo pré de RF no TDA1072 e ganho mais do que suficiente, o conversor adicional iria prejudicar a faixa dinâmica e aumentar o ruído, além da complicação extra. Em contrapartida a eliminação da imagem na conversão simples exige filtro mais elaborado do que um circuito LC sintonizado.

Por outro lado, esse filtro tem a vantagem de atenuar, além da imagem, todos os sinais fora da faixa de amador, diminuindo as chances de interferência ou dessensibilização. De um modo geral, pode-se esperar um desempenho melhor com a conversão simples desde que o filtro seja adequado.

Calculei os filtros de RF utilizando o ótimo programa ELSIE, que roda em Windows e está disponível grátis no site da ARRL. Seguem os dados utilizados para o cálculo:

Filtro de 40m, Butterworth 3ª ordem, entrada capacitiva:

Freq. central: 7,200 MHz

Banda passante: 200kHz

Impedância de entrada: 50 ohms

Impedância de saída: 1000 ohms

Q dos indutores: 150

Q dos capacitores: 1000

Filtro de 80m, Butterworth 2ª ordem, entrada indutiva:

Freq. central: 3,700 MHz

Banda passante: 200kHz

Impedância de entrada: 50 ohms

Impedância de saída: 1000 ohms

Q dos indutores: 150

Q dos capacitores: 1000

Pela simulação no ELSIE a atenuação de imagem é 63dB em 40m e 47dB em 80m, razoável se considerarmos que não há emissoras fortes nas frequências da imagem.

Aproveitando a alta impedância do pré-amplificador de RF do TDA1072, a transformação de impedâncias de 1:20 dos filtros proporciona um ganho adicional de 13dB sem aumentar o nível de ruído, porque o filtro é passivo.

Notem que o filtro de 40m tem entrada capacitiva e o de 80m entrada indutiva, permitindo que funcionem como um diplexador: o de 40m tem alta impedância em 80m e vice-versa, portanto podem ser ligados em paralelo sem que um interfira no outro.

O pré de RF do TDA é um amplificador diferencial e tem 2 entradas idênticas acessíveis (pinos 16 e 17), que aproveitei para entrar separadamente com os sinais dos filtros, sendo que cada um deles tem um circuito ressonante paralelo na saída, desacoplando a entrada do TDA para a frequência do outro. Desta forma, consegue-se a recepção nas duas bandas sem necessidade de comutar os filtros e nenhum prejuízo quanto a ganho, ruído ou banda passante.

VFO

Tenho observado a oferta de vários geradores de RF de baixo custo na Internet, utilizando CI sintetizadores DDS (direct digital synthesis) da Analog Devices, AD9850 e AD9851. A pureza espectral e estabilidade desses CIs é excelente, tanto que são usados em vários receptores de comunicação atuais. Em nosso caso, pode-se usar o tradicional oscilador com capacitor variável acoplado a um dial ou frequencímetro, mas dada a disponibilidade dos DDS creio que não compensa. Além disso o DDS alcança as duas bandas sem necessidade de comutação, e como não precisamos comutar os filtros de RF, simplifica-se um bocado.

Como não encontrei um gerador DDS que tivesse todas as características desejáveis para operar como VFO, acabei fazendo um a partir do zero, o qual pretendo por à venda futuramente no ebay. O protótipo que aparece nas fotos tem as seguintes especificações:

Frequência: 1 a 30MHz

Potência de saída: 10dBm (10mW)

Pureza espectral: melhor do que 90dB em toda a banda

Comutação de offsets de frequência para Tx/Rx e AM/SSB

Display: 16 caracteres + barra indicadora analógica com 32 elementos:

Smeter em Rx e Watts em Tx

Modo de sintonia: encoder rotativo

Seleção de dígito/faixa: botão acoplado ao encoder + giro
Memorização da última frequência antes do desligamento
Configuração em memória não-volátil:
 Offset de frequência da FI quando em AM (-455kHz)
 Offset de frequência quando em SSB (-451kHz)
 Ajuste de escala da barra analógica independente para Rx e Tx

Para selecionar o dígito, aperte o knob para dentro e gire, o traço abaixo do número se desloca para a esquerda ou direita. Solte o knob e gire, a frequência muda a partir do dígito selecionado.

A idéia é que o VFO DDS possa ser usado tanto no receptor como no transmissor, e no caso de transceptor, apenas um VFO atende aos dois.

RECEPÇÃO EM SSB

A injeção do oscilador de batimento em estágios de FI anteriores à detecção como nos antigos receptores a válvula dá mau resultado, porque a presença desse sinal aciona o AGC que dessensibiliza o rádio, exigindo um controle crítico do nível de injeção. O correto é aplicar o sinal de saída da FI num demodulador de produto, isolando o sinal de batimento do detetor de amplitude que aciona o AGC. Mas o TDA1072 não dá acesso ao sinal de FI, portanto para quem quiser recepção SSB o jeito é usar o TDA1572, que é tão fácil (ou difícil) de conseguir quanto o seu irmão mais velho, e é idêntico a ele, inclusive a pinagem: apenas tem dois pinos adicionais sendo um deles ligado internamente à saída de FI. O TDA1072 poderá ser usado na mesma placa, mas o rádio não receberá SSB.

O circuito integrado SA602 acumula as funções de oscilador de batimento e demodulador de produto, sendo a saída de áudio comutada entre ele e o detetor de AM pela chave S1. A frequência do oscilador é determinada por L8.

O filtro cerâmico de FI um tanto largo não garante a separação de estações SSB em uma faixa congestionada, mas serve perfeitamente em condições mais favoráveis, com o bônus de receber as transmissões em alta fidelidade com a qualidade que elas merecem.

A sintonia fixa do BFO somente permite receber uma das bandas laterais, mas como em 40 e 80m só se usa LSB, isso não representa problema.

A recepção em SSB demanda AGC mais elaborado, daí os componentes C26 e R10 que retardam a resposta a longo prazo do AGC, do tipo “hang” : Variações curtas de intensidade devido ao QSB são compensadas rapidamente, mas um sinal forte reduz o ganho por um tempo prolongado, resultando em recepção mais agradável em condições de ruído.

ATENUADOR DE RF

O ganho conseguido superou as expectativas, e numa banda ruidosa como os 80 metros o ruído de fundo na ausência de sinal realmente incomoda, principalmente em SSB. Por essa razão incluí o controle de ganho P1 que aplica tensão positiva na malha do AGC reduz o ganho em até 40dB, silenciando o receptor quando os sinais fortes o permitem.

AMPLIFICADOR DE AUDIO

Utilizei no protótipo um alto-falante de computador com amplificação própria, mas no esquema está incluído o integrado TDA1015 que fornece uns 4W, mais o controle de volume, filtro de áudio e saída para fones, que serão incorporados na placa impressa final.

MEDIDOR DE INTENSIDADE

O TDA1572 tem uma saída para medir a intensidade do sinal, que é a tensão do AGC “bufferizada”, suficientemente linear (na verdade logarítmica) para construir um Smeter calibrado. O VFO DDS possui um conversor analógico-digital que permite a indicação em forma de barra no display. A barra pode indicar potência na transmissão e intensidade de sinal na recepção, sendo possível a sua calibração pelo menu do VFO. Calibrei para indicar meia escala com intensidade S9 (50uV na antena) e o controle de ganho de RF a meio curso.

PROTÓTIPO

Foi montado sobre placa impressa, originalmente feita para complementar os conversores bolados pelo Amer PY2DJW, que me presenteou com uma e foi de grande valia. Mas como houve muitas modificações e acréscimos, tive de fazer uns “puxadinhos” que acabaram resultando numa bela gambiarra, veja aí:



Não há como escapar de alguns ajustes: as bobinas dos filtros de RF foram ajustadas para o máximo ganho em 7170kHz esticando-as (ou encolhendo) um pouco e depois fixadas com cola. A bobina de FI foi ajustada para máximo ganho em 455kHz, e a do oscilador de batimento para 459kHz.

No protótipo há uma mistura com SMDs para facilitar a montagem em gambiarra, mas a placa final pretendo fazer face simples e somente componentes normais “through hole”.

RESULTADO DAS MEDIÇÕES

Procurei reproduzir os procedimentos da ARRL para avaliação de receptores, os detalhes são encontráveis no site deles.

Equipamentos utilizados: Gerador de sinais HP8640B, osciloscópio Tektronix 2235, voltímetro true rms HP3403C, gerador de áudio HP204C e analisador de espectro Tektronix496, tudo coisa velha mas confiável. Seguem os resultados comparativos com o receptor do Icom IC746pro, medidos com o mesmo processo e equipamentos:

	Noise floor	Banda passante	Freq. teste
SM Rx	-110dBm	9kHz	7200kHz
IC746PRO	-120dBm	3.5kHz	7200kHz

Nota: As sensibilidades se equivalem se consideramos a diferença de largura de banda.

	Sensibilidade AM	Banda passante	
SM Rx	-90dBm (10uV)	9kHz	7200kHz
IC746PRO	-90dBm (10uV)	10kHz	7200kHz

	Aten. da imagem	Offset	
SM Rx	-55dB	-910kHz	7200kHz
	-45dB	-910kHz	3700kHz

Nota: Os valores resultaram um pouco abaixo do esperado, provavelmente devido ao acoplamento parasita entre as bobinas dos filtros.

IC746PRO	-70dB	+910kHz	7200kHz
	-50dB	-910kHz	3700kHz

	Blocking	Offset	
SM Rx	80dB (3mV)	-50kHz	7200kHz
IC746PRO	110dB (100mV)	-50kHz	7200kHz

Varição de ganho de RF (atenuador no máximo ganho):

3dB entre 7100kHz e 7300kHz

5dB entre 3500 e 3700kHz

Banda passante do filtro de FI:

-6db 9kHz

-40dB 20kHz

Como era de se esperar, com algum cuidado consegue-se bom desempenho em sensibilidade, imagem e ruído, muito próximos de um receptor de qualidade como o IC746pro, mas faixa dinâmica é outra história: 30dB de diferença, o SMRx bloqueia com 3mV na antena enquanto o 746pro só o faz com 100mV. Se você estiver numa DXpedition com outros colegas próximos transmitindo na mesma banda, melhor não usar o SMRx.

O TDA1572 teria melhor faixa dinâmica se não houvesse pré de RF e o ganho fosse concentrado na FI, mas como foi feito para radinhos portáteis e automotivos que quase não tem antena, acaba sendo meio fraco nesse quesito.

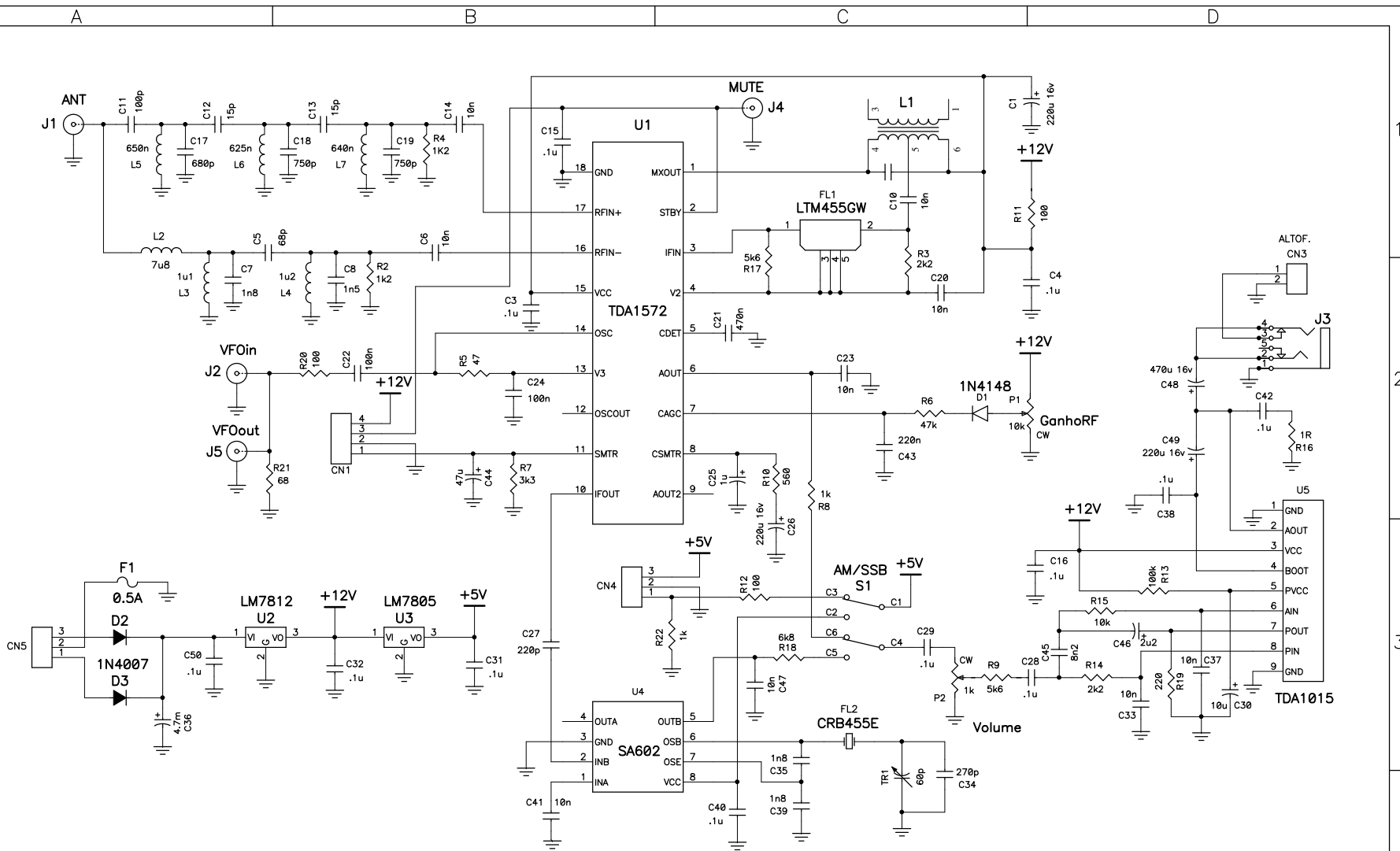
A favor do SMRx tem o fato de só apresentar resposta espúria na frequência imagem, enquanto o IC746pro o faz em várias frequências, certamente devido às múltiplas conversões. E, claro, trata-se de um radio com poucas peças enquanto o Icom tem milhares delas.

NO AR

A recepção é bastante agradável, com boa resposta de audio. Em SSB percebe-se umas “rebarbas” bem agudas quando tem estações próximas, mas não chegam a atrapalhar muito e espero reduzi-las com o filtro de áudio. O AGC funciona bastante bem, idem o atenuador de RF. A sintonia com o encoder do VFO é um tanto estranha, seria melhor um knob grande e resolução mais fina, mas rapidamente acostuma-se. A seleção de dígito e de banda é bastante pratica, bem mais fácil do que trocar as gavetas do HRO50. E a sensação de operar uma estação inteiramente construída por você mesmo certamente é recompensadora.

Aguardem a parte2, com a placa impressa, caixa e instruções para montagem e ajustes!

Em tempo: a linda ratinha do desenho chama-se Krakatoa Katy.



- L1 – transformador de F1 455Khz amarelo ou branco, capacitor interno
- L2 – 22 esp. fio 28 em nucleo ferrite 4 x 15mm ou 5u6 e 2u2 SMD em serie
- L3 – 20 esp. fio #22 diam. int. 7mm
- L4 – 21 esp. fio #22 diam. int. 7mm
- L5 – 12 espiras fio #22 diametro interno 7mm
- L6 e L7 – 11 espiras fio #22 diametro interno 7mm
- C5,C7,C8,C9,C10,C11,C12,C13,C17,C18,C19,C34,C35,C39 ceramicos NP0, mica prateada ou styroflex

Title		
Size	Number	Rev
A3		
Date		Drawn by
Filename		Sheet of

SUPERMOUSE Rx – RECEPTOR ACOMPANHANTE

PARTE2: MONTAGEM FINAL



Já que muitos colegas torceram o nariz para a montagem SMD, resolvi fazer o Rx usando tecnologia dos anos setenta: circuitos analógicos e componentes normais em placa impressa de face simples. Pode ser até mais fácil de montar, mas o “layout” da placa deu MUITO trabalho! O problema foi conseguir um plano de terra razoável para os circuitos de RF. Aliás, me parece impossível usar SMD em face simples, porque ao contrario dos componentes “trough hole”, os SMD não permitem passar ligações entre os pinos, resultando num monte de jumpers e plano de terra insuficiente. Ainda assim tive de usar alguns jumpers para garantir a continuidade do plano de terra.

Para combinar com o Supermouse Tx, fiz a placa de modo a caber no mesmo tamanho de caixa de alumínio, compondo uma “linha separada”.

É claro que pode-se montar um tranceptor em uma única caixa, mas temos o problema da fonte chaveada do Tx ficar sempre ligada e interferir na recepção. Poderia modificar o Tx para desligar totalmente a fonte durante a recepção, mas os circuitos de controle e VFO teriam de ser alimentados pela fonte linear do Rx, exigindo mais modificações que não estou a fim de fazer.

Para permitir o uso de um único VFO, a placa do Rx tem uma saída de RF que pode ser usada para excitar o transmissor, desde que o VFO tenha a capacidade de deslocar a frequência de FI durante a recepção. O DDS (direct digital synthesis) pode fazer isso com facilidade, mas para um VFO analógico é praticamente impossível.

Para dizer a verdade, não combina muito o VFO digital com este receptor antiquinho, gostaria de ver os colegas usando nele um VFO analógico. Mas cuidado com a estabilidade! Em AM não tem muita importância, mas em SSB...

Segundo o critério de fazer tudo em casa e não usar SMD, as bobinas do filtro de entrada RF são enroladas à mão, e as bobinas de FI e do oscilador de batimento provei-

tadas dos antigos radinhos à pilha, que ainda existem por aí. Apenas é necessário arrancar fora o capacitor cerâmico de sintonia, conforme já foi descrito na Parte1. Qualquer bobina miniatura de 455KHz serve (atenção, existem as sub-miniatura, que não servem). Normalmente elas tem o núcleo pintado de amarelo, branco ou preto, é indiferente porque só iremos usar o enrolamento primário, sem conexão ao tap central ou ao secundário.

Uma opção interessante é fabricar a placa em casa, o que é possível utilizando a famosa técnica do ferro de passar roupa:

- 1- Imprima o desenho **BotInv.pdf** em uma impressora laser, da forma mais forte possível, em papel fotográfico liso;
- 2- Limpe a placa virgem com bom-bril até o cobre ficar brilhante;
- 3- Fixe o papel impresso sobre a placa com fita durex;
- 4- Esfregue com força o ferro de passar roupa bem quente sobre o papel, até que todo o toner seja transferido para a placa;
- 5- Remova o papel com cuidado para não arrancar o toner do cobre.

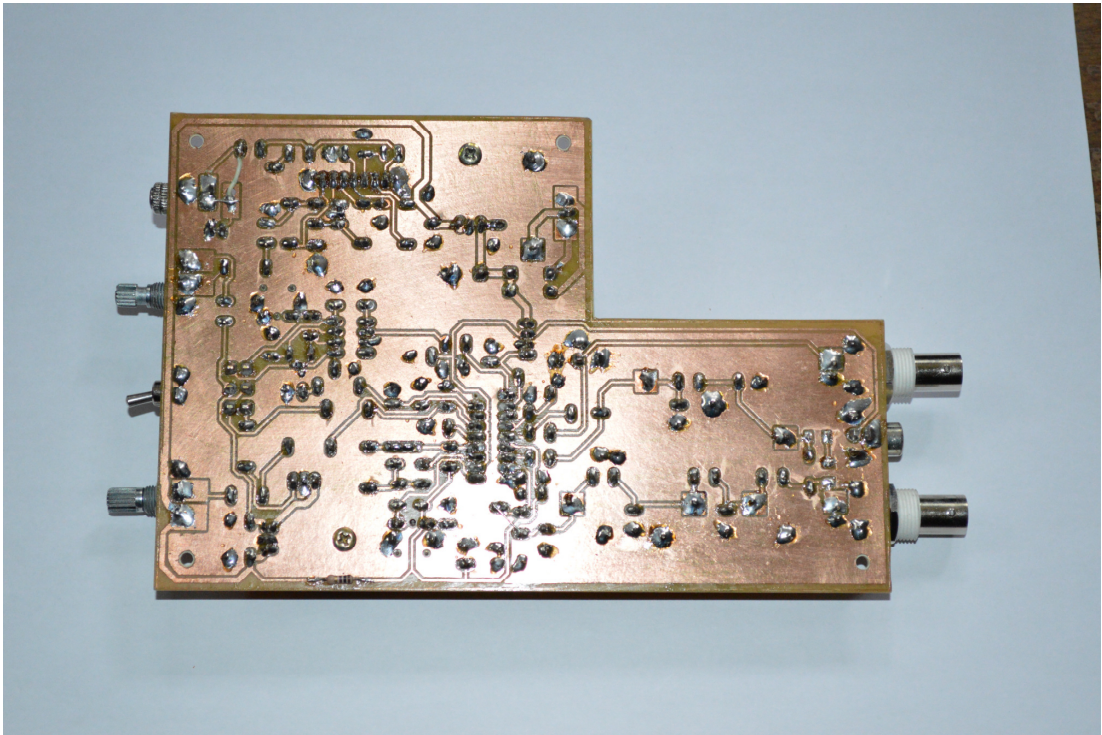
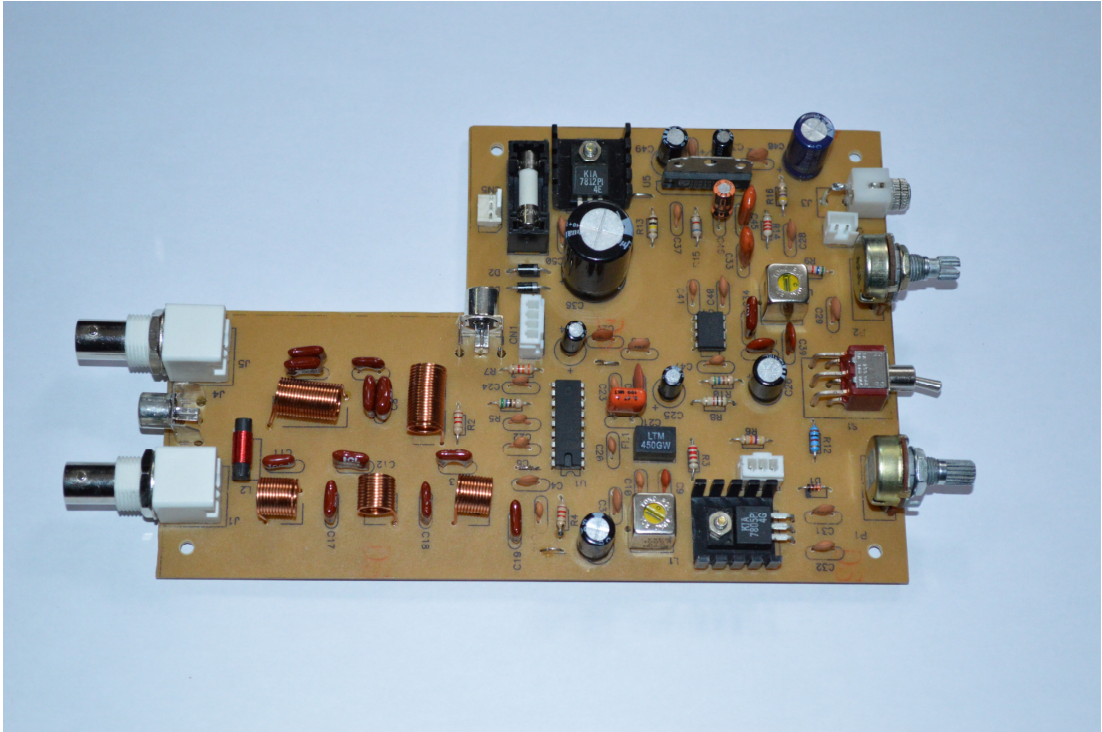
É possível que você tenha de repetir este processo várias vezes, até pegar o jeito e a transferência seja feita sem falhas.

- 6- Faça a corrosão usando solução de percloroeto de ferro, movimentando sempre a placa na bandeja para corroer por igual;
- 7- Lave bem e remova o toner com bom-bril deixando o cobre limpo;
- 8- Faça a furação usando brocas apropriadas em uma fresadora Dremel ou similar, usando os furos no cobre como guia;
- 9- Recorte a placa nas suas dimensões finais;
- 10- Transfira para o lado oposto da placa o desenho **TopSilkInv.pdf** dos componentes usando o mesmo processo do ferro de passar, ajustando o melhor possível a coincidência do desenho com os furos;
- 11- Aplique no lado do cobre uma camada bem fina de tinta automotiva spray transparente. Existe na praça um verniz especial para este fim, que facilita a soldagem, embora não proteja tão bem contra o manuseio.

A bonita placa do protótipo na foto abaixo foi fabricada pelo Cardoso PY2AZ utilizando este processo. Se você não conseguir fazer uma, fale com ele!

A placa pode ser de fenolite, como no protótipo, ou de fibra de vidro. A de fenolite tem maior perigo de soltar as trilhas durante a solda, mas é mais fácil de furar e cortar.

O desenho da placa final anexo tem algumas diferenças em relação ao protótipo: alguns componentes foram acrescentados, algumas posições mudadas e o conector de áudio J3 também não é o mesmo. O protótipo da foto foi gambiarrado para ficar de acordo com o esquema atual, por isso tem uns resistores pendurados e ligações com fios.



Note o detalhe das bobinas, foi necessário abrir um pouco para ajusta-las, ver o procedimento de ajuste mais adiante. Mas não é crítico: o ajuste é desejável mas não obrigatório, já que o circuito é bem tolerante a variações, afetando apenas o ganho ao longo das faixas.

A idéia do filtro de áudio funcionou muito bem: Em AM o filtro cerâmico de 9kHz fica centrado em relação a portadora, resultando em banda passante de áudio de 4,5kHz, porque tem as duas bandas laterais. Em SSB, o oscilador do detetor de produto fica posicionado na borda superior do filtro, a 4,5kHz acima do centro dele, portanto em 459,5kHz. Como já comentamos na Parte1, isso resulta numa largura de banda para LSB de 9kHz, permitindo a passagem de estações logo abaixo do sinal sintonizado, emitindo chiados e ruídos de frequência alta no áudio. A inclusão do filtro de áudio de 4,5kHz resolveu esse problema, permitindo uma recepção bem agradável nos dois modos. É claro que o filtro de áudio não vai “segurar” um sinal super forte logo abaixo do sinal sintonizado, que ainda irá produzir ruídos e dessensibilizar o rádio por acionamento do AGC, mas esta é uma situação um tanto rara e a solução adotada compensa pela simplicidade: A alternativa “correta” seria usar outro filtro cerâmico mais estreito e comutá-lo, que daria bem mais trabalho e custo do que o filtro ativo de áudio, para o qual usei o pré-amplificador já existente no TDA1015 e mais meia dúzia de pecinhas comuns.

Mais simples ainda seria fazer o batimento no centro do filtro, em 455kHz, mas isso deixa passar a banda lateral superior, o que demonstrou ser bem chato porque os sinais interferentes são de baixa frequência, além de aumentar o ruído em 3dB (lembra que o ruído depende da largura de banda?)

Tive algum problema com a estabilidade do oscilador de produto, resolvido com a adoção de capacitores de mica prateada e NP0. No esquema tem a relação dos capacitores que precisam ter variação zero com a temperatura (estes do oscilador) e baixa perda (no caso dos filtros de RF). Capacitores de mica prateada, cerâmicos NP0 e styroflex reúnem as duas características e podem ser usados indiferentemente. Para os de maior valor há na placa a previsão de montar dois em paralelo.

Outra modificação em relação ao projeto original foi que o ganho do filtro de áudio resultou excessivo e instável, resolvido baixando o ganho do pré amplificador com um resistor de shunt (R19). O filtro teve de ser recalculado segundo os novos parâmetros abaixo:

Tipo chebyshev passa baixas de 3ª ordem, topologia Sallen-Key
1dB de ripple
6dB de ganho na banda passante
freq. de corte: 4,5kHz

O nível de injeção de sinal do VFO deve ser observado: pode provocar aumento do ruído quando muito alto ou dessensibilizar o rádio se muito baixo. O melhor valor é cerca de 0,3Vrms no pino 14 do TDA1572, para tanto incluí um atenuador de 10dB (R5, R20 e R21), já que a saída do VFO DDS é de 1Vrms. Se alguém for usar um VFO com potência diferente, deve modificar o divisor para obter o valor correto.

Apareceu um pepino, desses que você só percebe quando é tarde demais: A placa não entrava na caixa! Os conectores na parte traseira saem pra fora da placa, assim como os potenciômetros de volume e ganho de RF na parte dianteira. Como a caixa tem as paredes de frente e fundo fixas, e ainda tem as bordas de fixação da tampa pra atrapalhar, a placa montada não entra. A solução foi abrir um rombo na parede traseira da caixa, de modo a passar a placa com conectores e tudo: enfia-se a traseira da placa no buraco, encaixa-se a parte dianteira nos furos, desloca-se a placa para a frente e fixa-se com os parafusos. Ficou meio porco, mas resolveu.

O alto-falante foi montado na tampa da caixa, um oval de 2" x 3.5" do tipo usado em TVs LCD, que tem desempenho muito bom apesar do tamanho. Forrei a tampa com uns pedaços de plástico colados com fita dupla-face grossa, com a finalidade de reduzir as ressonâncias da caixa.

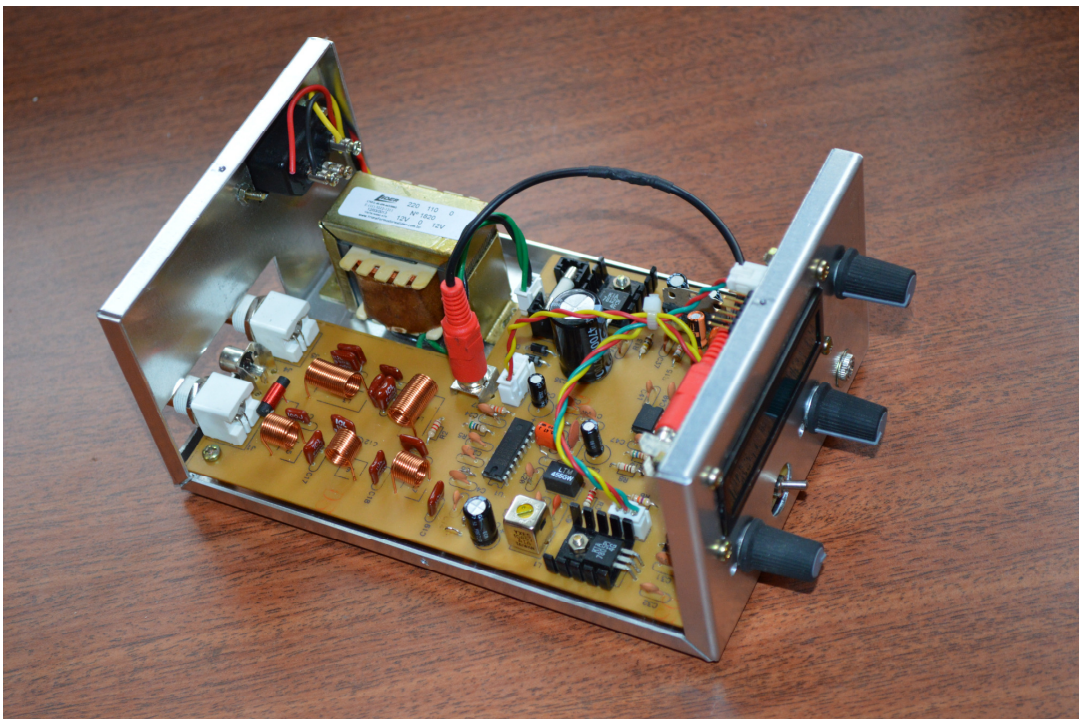
Se você quiser alta fidelidade, pode ligar um falante externo no plugue do fone.



Design minimalista



O furo na traseira



Montagem e conexões



A “Linha Separada”

Modificação de última hora:

Mesmo com os capacitores NP0, o oscilador do detetor de produto dá uma variação de algumas dezenas de hertz a longo prazo e o ajuste é muito crítico. A modificação consiste em utilizar um ressoador cerâmico de 455KHz e “puxá-lo” para a frequência correta, uma vez que a estabilidade destes é pelo menos dez vezes melhor do que o oscilador LC.

Usei um desses amarelinhos com 2 pinos (CRB455E), que são fáceis de achar na praça e no ebay, em série com um capacitor “trimmer” e um capacitor fixo NP0.

O problema é que o capacitor série diminui a frequência de ressonância nominal em vez de aumentar, e não dá para ajustar em 459,5kHz. Mas é fácil o ajuste para 450,5kHz, posicionando o oscilador no “canto inferior” do filtro de 9kHz.

Para inverter o uso do filtro em SSB (usar a metade inferior em vez da superior), tive de fazer o batimento por cima, levando o VFO acima da frequência de recepção. Funcionou às maravilhas, indicando sempre no display a frequência exata em SSB depois de ajustado.

Os ajustes abaixo foram modificados para a nova configuração, bem como os desenhos anexos da placa e do esquema.

Ajustes

Para quem tem prática é possível ajustar o SMrx “na orelha”, sem nenhum tipo de instrumento, mas um transceptor com display digital calibrado e um voltímetro ajudam muito para quem quer tudo nos conformes:

Ligue o transceptor na antena, transmitindo em 3700kHz AM ou CW , baixa potência;
Conecte um resistor de 47 ohms em J1, junto com um pedaço curto de fio;
Ligue o voltímetro entre a saída de S Meter (pino 1 de CN1) e o terra, para ter mais precisão que as barrinhas do display;
Sintonize o SMrx em 3700kHz em AM, ganho de RF na posição média;
Ajuste L1 para a máxima indicação do SMeter;
Ajuste L3 e L4 para obter a máxima indicação, afastando e aproximando as espiras na extremidade. O ajuste é interativo, repita-o até obter o maior sinal;
Sintonize o transceptor e o SMrx em 7200kHz;
Ajuste L5, L6 e L7 de modo semelhante ao ajuste anterior;
Mude o SMrx para SSB, e ajuste TR1 para “beat zero”.
Note que este último ajuste vale para o VFO dds, que diminui a frequência de saída em 4,5kHz quando em SSB, sem mudar o display. Outro VFO que não faça isso automaticamente deverá ser ajustado para 7195,5kHz.

Resumo das frequências no ajuste:

AM, 40 metros:

Display VFO: 7200kHz

Portadora do sinal: 7200kHz

Saída VFO: 7655kHz

LSB, 40 metros:

Display VFO: 7200kHz

Portadora suprimida: 7200kHz

Saída VFO: 7650,5kHz

Oscilador de batimento: 450,5kHz

AM, 80 metros:

Display VFO: 3700kHz

Portadora do sinal: 3700kHz

Saída VFO: 4155kHz

LSB, 80 metros:

Display VFO: 3700kHz

Portadora suprimida: 3700kHz

Saída VFO: 4150,5kHz

Oscilador do detetor de produto: 450,5kHz

Operação

Tendo poucos controles, o SMrx requer uma certa ginástica, porque o encoder do VFO acumula várias funções:

- Apertando o knob e girando, escolhe-se o dígito;
- Soltando o knob e girando, muda a frequência a partir do dígito escolhido;
- Em LSB, para “clarificar” muda-se para o dígito para centenas ou dezenas de hertz e ajusta-se para o melhor áudio.

Normalmente uso a sintonia de AM e SSB em kHz, e mudança de banda em 100 kHz. A estabilidade do detetor de produto com o ressoador cerâmico é ótima, e como as transmissões em SSB costumam ter precisão de frequência, dificilmente é necessário clarificar e pode-se manter o dígito em kHz.

O AGC é um tanto rápido para SSB: O controle de ganho de RF deve ser reduzido até o ponto em que o ruído de fundo fique em nível razoável.

Mesmo com o falante interno o áudio é bastante agradável e inteligível, com reforço de médios e agudos, tanto em AM como em SSB.

A seletividade é boa, nem muito aberta, nem muito fechada. Com a faixa congestionada em SSB (situação meio rara nos últimos tempos), realmente um sinal muito forte 5kHz abaixo provoca algum ruído, mas não vi caso em que impedisse a recepção.