

## Kapitola 11. Stavba VFO pro vyšší pásma

### Pre-Mix oscilátor = PMO



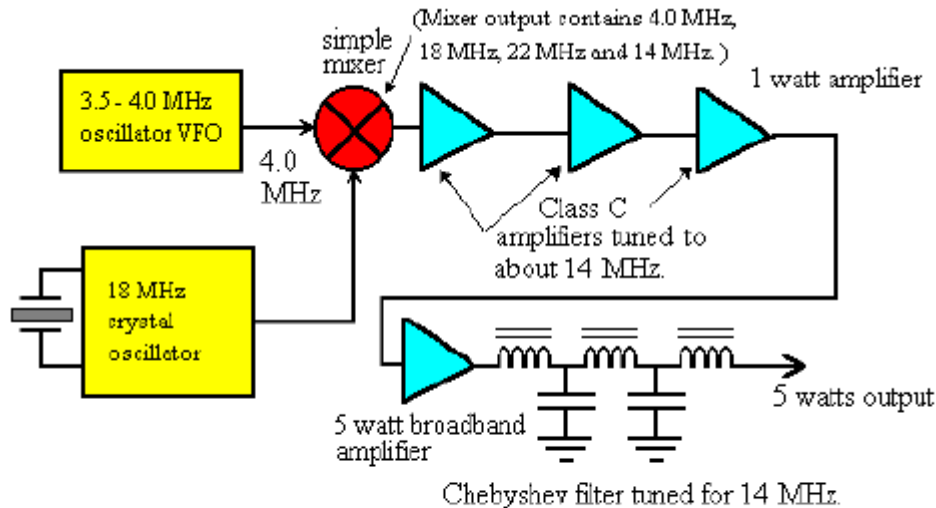
Na obrázku nahoře je ukázka QRP CW bloku pro pásmo 30m. Velmi připomíná krystalem řízený QRP modul popisovaný v 6.kapitole. V modulu je použit krystalem řízený premix oscilátor (PMO) ke konverzi nízkého kmitočtu VFO nahoru na požadované amatérské pásmo. Vstupem pro tento konkrétní modul je signál z VFO pro 80m a výstupní signál pokrývá 30m pásmo 10,100-10,150 Mhz. Vstupní VFO signál a stejnosměrné napájení jsou připojeny vzadu. Výstupní signál 5W vychází na červeném cinch konektoru na levé straně hliníkového chladiče. Vstup pro telegrafní klíč (označený modře) je vpravo. Čebyševův výstupní filtr je viditelný v popředí. Zesilovací filtry pro PMO jsou v zadní části. Bylo by to mnohem profesionálnější kdyby bylo vše uzavřeno v kovové stínící krabici, ale já mám rád, když vidím na všechny součástky. Při stavbě QRP CW si nemusíte se stíněním dělat starosti. Ale později uvidíte, že stínění je nezbytnost při stavbě SSB.

### **Dneska již nemůžeme násobit kmitočty.**

V dřívějších dobách bylo běžné postavit VFO na 1,8-2,0 Mhz nebo na 3,5-4,0Mhz. Následně, pro vyšší pásma jsme prohnali signál skrz řadu násobičů kmitočtu abychom získali 7, 14, 21 a 28 Mhz. Násobič kmitočtu byl jednoduše zesilovač naladěný na druhou nebo třetí harmonickou vstupního kmitočtu. Použitím zesilovače naladěného na násobek základního kmitočtu se vybere požadovaný harmonický kmitočtet. Například laděné zesilovače s cívkou s odbočkou, popsané v 6. kapitole fungují dobře pro tento účel.

Pokud je tvůj VFO oscilátor řízený krystalem, pak je násobení kmitočtu stále použitelné. Na druhou stranu, pokud tvé VFO ujíždí více než 2Hz, může se stát, že na vyšších pásmech uslyšíš připomínky. Například: Máš-li VFO na 80m, musíš kmitočtet násobit osmi abys dosáhl kmitočtu 28Mhz. Ale když tvé VFO ujíždí o 5Hz, násobený kmitočtet bude ujíždět o 40Hz na 28 Mhz.

Naštěstí, pečlivě postavený krystalový oscilátor pro vysoké kmitočty může být docela stabilní až do 30Mhz. Řešení problému s ujížděním spočívá v "přičtení" VFO na nízkém kmitočtu ke stabilnímu krystalovému oscilátoru na vysokém kmitočtu. Tyto krystalové oscilátory nazýváme Pre-Mix Oscilátory. (zkratkou PMO). Směšovač provádí sečtení kmitočtů tím, že doslova kombinuje dva sinusové signály. Výstupní signál obsahuje kromě obou vstupních signálů, také jejich součet a rozdíl. Za směšovačem následují filtry, které vyberou a zesílí pouze požadovanou složku. Na blokovém schématu níže je celý princip ukázán na QRP vysílači pro pásmo 20m.



### 20 Meter 5 Watt QRP Transmitter Block Diagram

#### Získání kmitočtu metodou Pre-Mix oscilátoru.

Na schématu výše je signál z VFO na 80m konvertován na 20m pásmo. Sinusový signál pro 80m je směřován se signálem z krystalového oscilátoru na kmitočtu 18,000Mhz. Pokud je VFO nastaven na 4,0 Mhz, výstup ze směšovače je ošklivá křivka, která obsahuje několik kmitočtů, konkrétně – 4,0Mhz, 18 Mhz, 22 Mhz a 14 Mhz. Laděním následujících tří zesilovacích stupňů se zbavíme "znečištění" a dostaneme čistý 14,00 Mhz sinusový signál, laditelný do 14,5 Mhz. Krystalový oscilátor může ujíždět o 1 nebo 2 Hz ale principiálně bude ujíždět naprosto stejně jak na 80m tak na 20m. Funkce směšovače je podobná směšovači v superhetovém přijímači, ale směšovače pro PMO nemusejí být tak precizní. Nízké šumové číslo a (image canceling ), nejsou nutné, protože oba vstupní signály mohou být tak veliké, jak potřebujeme.

#### Krystalové oscilátory jsou stabilní, že ?

Před několika lety jsem měl dojem, že mám problémy s VFO vyřešeny. Právě jsem si užíval devítiměsíční "VFO-prázdniny". Během této doby byl můj signál tak stabilní, že nikdo neměl potřebu se k němu vyjadřovat. Byl jsem na sebe docela hrdý. Potom jsem postavil QRP moduly pro 17 a 30 metrů. V tu chvíli se znova objevily připomínky a já byl náhle zmatený. Vždyť jsem používal stále stejné VFO !!! Co se mohlo změnit ?

Znova jsem zkontroloval moje VFO. Zjistil jsem, že když bylo studené, ujelo dolů o 20 Hz během první minuty. Poté, po několika minutách se stabilizovalo a nestabilita byla plus nebo minus 2-3 Hz. Samozřejmě, že kdykoli jsem začal vysílat VFO bylo studené. Z toho důvodu, pokud jsem vysílal několik minut, tak muselo vždy ujet. To ale přesto nevysvětlovalo stížnosti na ujetí o 100 Hz.

Samozřejmě, že to přeci nemohl být krystalový oscilátor v kmitočtovém konvertoru. Ujíždění krystalu !!!?? Nehoráznost !!! Zkontroloval jsem oba krystalové oscilátory pro 17 i 30 metrů. Oscilátor pro 30 metrů ujížděl dolů o 50 Hz během první minuty, 25 Hz během druhé minuty, a nakonec se ustálil o 150 Hz níže oproti kmitočtu při zapnutí.

#### Použij krystaly HC-49 nebo větší.

Problémem u mého konvertoru na 30m se ukázal být krystal. Byl to krystal v titěrném pouzdře, který jsem našel v mém šuplíku s veteší. Nevím přesně jaký typ (velikost) to byl. Na druhou stranu, od té doby vím, že žádný z těch mrňavých krystalů v mé sbírce není tak stabilní jako krystaly HC-49, nebo větší. Zvláště miniaturní harmonické krystaly jsou špatné. Ano, nakonec se přece jenom usadí a budou přiměřeně stabilní. Ale do té doby se během spojení přeladíš na někoho jiného. Pak se oscilátor ochladí a bude připraven znova ujíždět během příští relace...

Ne všechny miniaturní krystaly jsou špatné. Mám několik "half-size HC49" 9,00 Mhz krystalů, které fungují opravdu dobře v BFO pro přijímač a v MF filtru. Myslím, že základní ponaučení je, že bys měl kontrolovat stabilitu oscilátoru během kritické první minuty. Stabilita po 5ti minutách, je pro amatérský vysílač zajímavá, ale ne příliš důležitá .

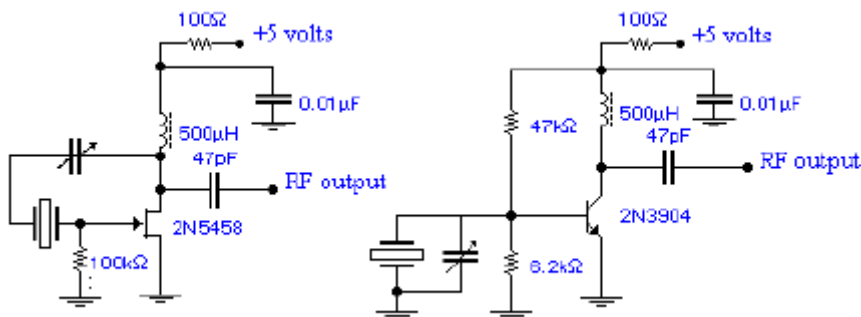
### **Zapouzdřené TTL oscilátory.**

Na desce pro 17 metrů jsem měl jeden z těchto zapouzdřených oscilátorů. Vypadají jako integrovaný obvod, krystal i oscilátor jsou v jednom pouzdře. Použil jsem ho, protože byl přesně na potřebném kmitočtu a náhodou jsem ho měl ve své sbírce veteše. Můj kus začal kmitat na správném kmitočtu, ale překvapivě rychle se ohříval. Potom klesal o 25 Hz za minutu. Ačkoli se ujíždění zpomalovalo, kmitočet nikdy nepřestal klesat. Náhodou jsem měl pytlík těchto oscilátorů na různých kmitočtech, a všechny se chovaly stejně. Všechny byly hrozné ! Všechny kromě těch na opravdu vysokých kmitočtech – řekněme 50 nebo 100 Mhz.... Tyto byly opravdu hrozné. Některé ujely až o 500 Hz za minutu. Jediná dobrá věc je, že se chovají všechny stejně. Všechny ujíždějí dolů.

### **Řešení ujíždění krystalů.**

Mohl bych nechat běžet krystalový oscilátor trvale. To by mohlo fungovat s těmi, které se ustálí. Pak bych ale možná musel poslouchat harmonické oscilátoru při příjmu. Ne, děkuji. Již tak mám v přijímači pár záznejů. Všimni si, že oscilátory s elektronkami mohou mít nakonec výhodu s ohříváním při zapnutí. Jelikož vlákno žhavení elektronky žhává trvale, oscilátor s elektronkou je stále ohříván a několik miliampér anodového proudu nezmění teplotu nijak výrazně. V minulých dobách se používaly "pece" s přesně řízenou teplotou, aby oscilátor pracoval při konstantní teplotě. Nevím jak tobě, ale mě to přijde příliš tvrdé.

### **Ne všechny oscilátory jsou zapojeny stejně.**



Dvě běžná zapojení krystalových oscilátorů

Na obrázku nahoře vidíme dvě běžná zapojení krystalových oscilátorů která jsem použil v některých mých prvních QRP PMO konvertorech. Proměnné kondenzátory jsou použity na přesné doladění. Oba oscilátory mají krystal připojený k bázi nebo gate. (Tuto vlastnost si dobře zapamatuj, a budeš vždy vědět, jakému typu oscilátoru se máš vyhnout). Podle mých zkušeností tato zapojení oscilátorů s krystalem v bázi ujíždějí po zapnutí dolů. Později, po minutě nebo dvou se ustálí.

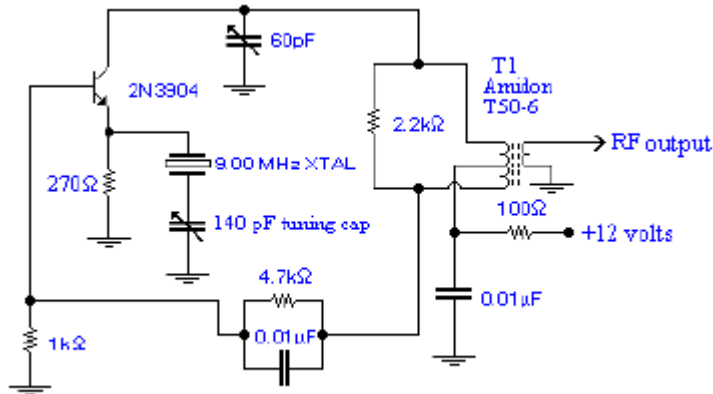
### **Navrhuj své konvertory kmitočtu tak, aby se ujíždění vyrušilo.**

Náhle jsem pochopil proč si nikdo nestěžoval na nestabilitu když jsem používal moje krystaly řízené kmitočtové konvertory na 40 ti, 20 ti a 15 ti metrech. Používal jsem v nich oscilátory s krystalem připojeným do báze. Avšak kmitočet krystalu byl 4,00Mhz NAD požadovaným pásmem. Jestliže oscilátory ujížděly během první minuty dolů, obvykle 20 Hz za minutu, moje 4,00 Mhz VFO rovněž ujíždělo dolů stejnou rychlostí. Například: (25Mhz-20Hz ujetí krystalu) minus (4 Mhz-20Hz ujetí VFO) = 21,000,000. Výsledkem byl relativně stabilní kmitočet, a tedy žádné stížnosti. Po pár minutách se ujíždění zastavilo, a krystalové oscilátory byly o malinko stabilnější než VFO.

Uvědom si, že pokud by býval byl krystalový oscilátor POD požadovaným pásmem, pak by se oba posuvy kmitočtu naopak sčítaly. Přitom mi také došlo, že můj přijímač byl takto navržen !!?? Ach

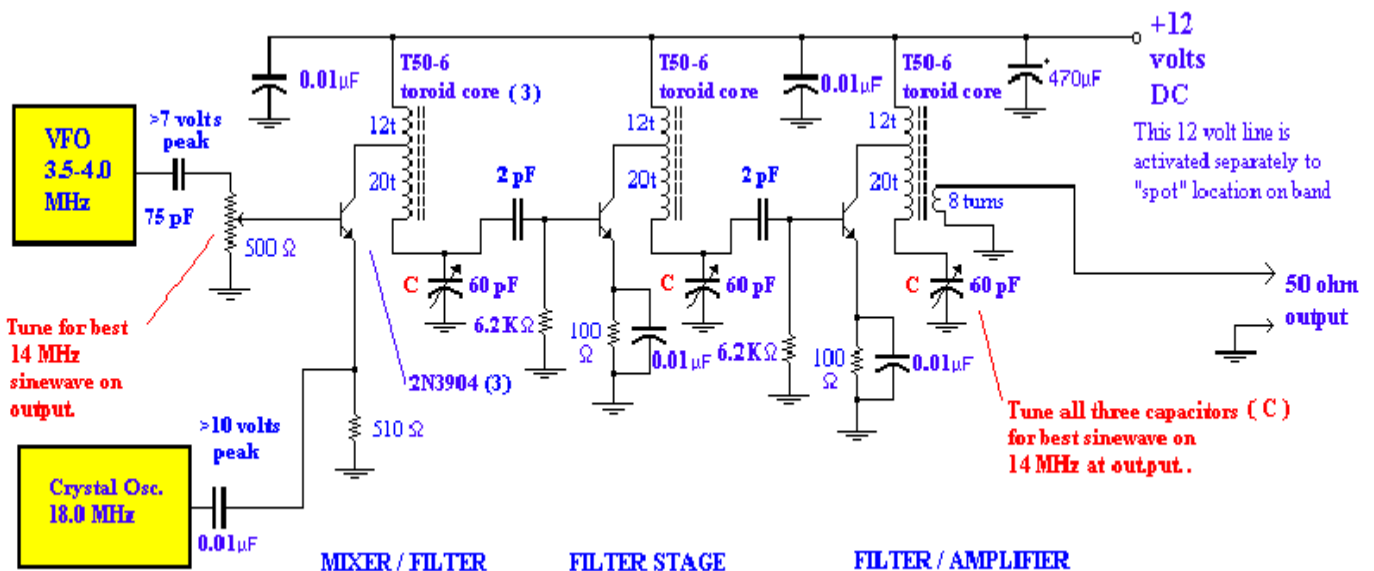
ano, žádný amatér si nikdy během QSO nestěžoval na můj přijímač. A samozřejmě - oscilátor přijímače běží non-stop, takže jeho počáteční drift není takový problém.

### Butler je lepší.



Prověřil jsem všechny oscilátory v mém zařízení, a zjistil jsem, že některé po zapnutí vůbec neujíždějí. Ty které byly stabilní používaly Butlerův krystalový oscilátor jako je na obrázku nahoře. Všimni si že krystal a jeho doladovací kapacita jsou připojeny paralelně k emitorovému odporu. Podobný oscilátor s tranzistorem FET funguje také a dokonce možná ještě lépe. Abych řekl pravdu, tak nevím proč, ale toto zapojení je stabilní od okamžiku zapnutí. Možná je to proto, protože krystal není připojen k P/N přechodu, který se zahřívá. V každém případě typický drift Butlerova oscilátoru není větší než jeden nebo dva Hz za minutu. Dva z mých oscilátorů ukazovaly nula Hz během první minuty. Toto je stejný oscilátor, který jsem doporučoval v šesté kapitole. V případě použití v jiných aplikacích, Butlerův oscilátor má také výhodu v tom, že sériový kondenzátor umí táhnout kmitočet níže, než oscilátory s krystalem v bázi.

### QRP založené na VFO



Moje standardní konstrukce QRP CW budiče je na obrázku výše. Bohužel každý QRP budič pokrývá pouze jedno pásmo. Na druhou stranu, jakmile je jednou naladěn a funguje, pokrývá celé pásmo, bez potřeby dalšího doladování nebo nastavování. Měl bych se zmínit, že ten samý filtrační řetězec může být navržen tak, aby mohl být přeladován pro několik různých pásem, například od 20ti do

10ti metrů. Potom ovšem přepnutí na jiné pásmo znamená přepnout krystalový oscilátor a přeladit celý řetězec na nové pásmo. To by nebylo příliš pohodlné přepínání pásem.

Doposud jsem postavil sedm verzí založených na tomto principu pokrývajících pásma od 40ti do 10ti metrů. Podíváme-li se na to jako na blok, můžeme celé schéma na obrázku nahoře považovat za VFO pro 14Mhz. Jinými slovy – to vše je potřeba na generování stabilní sinusovky na 14 Mhz. Jednoduchý krystalový oscilátor s krystalem na 14,00 Mhz udělá téměř to samé, až na to, že půjde ladit pouze pár khz. Pro nás domácí bastlíře je holt život v 21. století těžký.

Takže, proč jsem nepostavil jeden budič, který by fungoval na všech pásmech ? V minulosti, v době elektronek, se to dělalo celkem snadno. Na druhou stranu, spektrální čistota a stabilita našich signálů byla tehdy příšerná. Také práce s elektronikami je mnohem jednodušší. Pokud jsi bastlíř jen se základním vybavením jako já, zjistíš, že donutit třeba jen jedno pásmo fungovat podle dnešních norem, je mnohem těžší, než se může zdát. Mám za to, že právě toto je důvod, proč se téměř nikdo nepouští do stavby tohoto druhu Home Made zařízení. (myšleno od základů, na zelené louce). Proto důrazně doporučuji: Začni s něčím jednoduchým.

Na druhou stranu, pokud chceš poskočit dopředu a vrhnout se na stavbu modulů, které pokryjí dvě, nebo více pásem, měl by ses podívat na konvertory kmitočtu použité pro SSB v 15. kapitole. V tomto systému jsou zesilovače širokopásmové, lineární a oddělené od pásmových filtrů. V telegrafních PMO popsanych dále v této kapitole níže jsou jako filtry použity laděné zesilovače, které jsou snadnější na nastavení, ale méně univerzální.

## **Změna směru ladění**

V QRP budiči pro 20m je VFO pro 80m směřováno s kmitočtem 18 Mhz z krystalového oscilátoru. Uvědom si, že oscilátor by mohl pracovat také na 10,5 Mhz. Jako experiment jsem v mém QRP na 20m vyzkoušel oba. Jak 18 Mhz, tak 10,5 Mhz. Jediné, co jsem musel udělat bylo vyměnit krystal. Filtr naladěný na 14 Mhz zůstal beze změny. Provozní rozdíl je ten, že se obrátí směr ladění VFO. To se může hodit, pokud používáš VFO laděné varikapem a potřebuješ mít horní konec pásma na spodním konci VFO, jak jsem vysvětlil v minulé kapitole.

## **Směšovač potřebuje velký signál z místního oscilátoru.**

Směšovací stupeň na schématu nahoře je prostě VF zesilovač s bipolárním tranzistorem 2N3904, který je velice podobný zesilovačům ve filtračním řetězci. Tento směšovač je prostě zesilovací stupeň ve třídě C s emitorovým odporem 500 ohmů. Můžeme použít třídu C, protože vstupní signál je mnohem větší než 0,6 voltu. Jeden vstupní signál, obvykle z VFO přivádíme obvyklým způsobem do báze tranzistoru. Tento signál však můžeme regulovat pomocí odporového trimru. Signál místního oscilátoru je přiveden na emitorový odpor. Já obvykle připojuji vyšší kmitočet na tento odpor, ale vyzkoušel jsem oba způsoby. Vstup na emitorový odpor nemá, na rozdíl od bázového vstupu, žádné zesílení. Aby emitorový signál vybudil velký signál na kolektoru, musí být dostatečně velká amplituda signálu na emitorovém 500 ohmovém odporu.

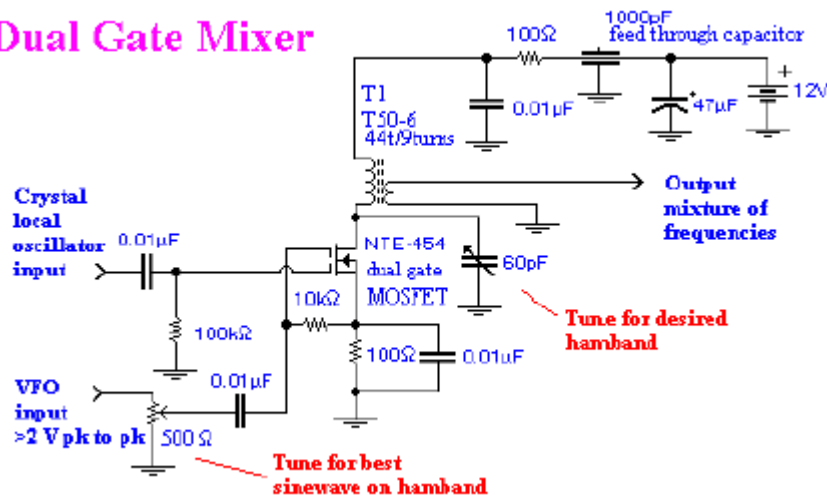
Moje těžce nabytá zkušenost je, že zesilovač místního oscilátoru, musí být dostatečně výkonný, aby byl schopen plné saturace směšovacího stupně. Naplno otevřít, naplno zavřít – jako spínač. Používám vstupní sinusový signál s úrovní alespoň 20V špička-špička. Ubohý 2 voltový signál z krystalového oscilátoru bude generovat malé rozdílové produkty na výstupu směšovače a bude potřeba mnoha filtračních stupňů na selekci požadovaného kmitočtu. Abych dosáhl 20 voltů š-š, musel jsem zesílit výstup z krystalového oscilátoru v zesilovacím stupni před přivedením signálu do směšovače. Vyhodil jsem dvě desky, než jsem na to přišel. (Asi nejsem příliš bystrý.)

Druhý vstupní signál – signál z VFO, může být malý, protože je zesilován tranzistorem. Později, až budeš ladit celý řetězec filtračního zesilovače (zesilovacího filtru ?) na nejlepší výstupní signál tak zjistíš, že maximum amplitudy a čistoty výstupního signálu se objeví při určitém specifickém nastavení vstupního trimru. Nejlepší úroveň vstupu z VFO prostě není maximum.

LC laděný obvod v kolektoru směšovacího tranzistoru je naladěný na požadovaný součet, nebo rozdíl vstupních kmitočtů. S pomocí vzorců z literatury pro toroidní jádro CWS(Amidon) T50-6 spočítej indukčnost tak aby obvod rezonoval na požadovaném pásmu, s kapacitním trimrem který máš k dispozici. Stejně jako jsme to udělali v 6.kapitole. Zjistil jsem, že jádra T37 jsou příliš malá, a nedají takový zisk na jeden stupeň, jaký dají jádra T50. Naproti tomu jádra T68 jsou již zbytečně velká.

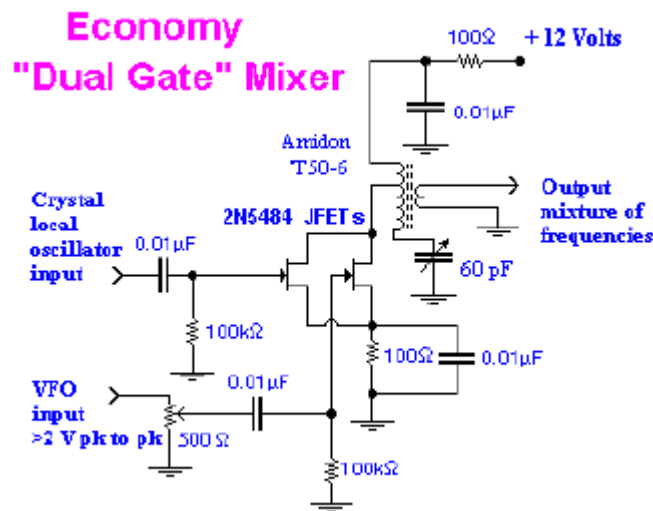
## Směšovače s tranzistory Dual gate MOSFET. ("Dvoubázový" MOSFET)

### Dual Gate Mixer

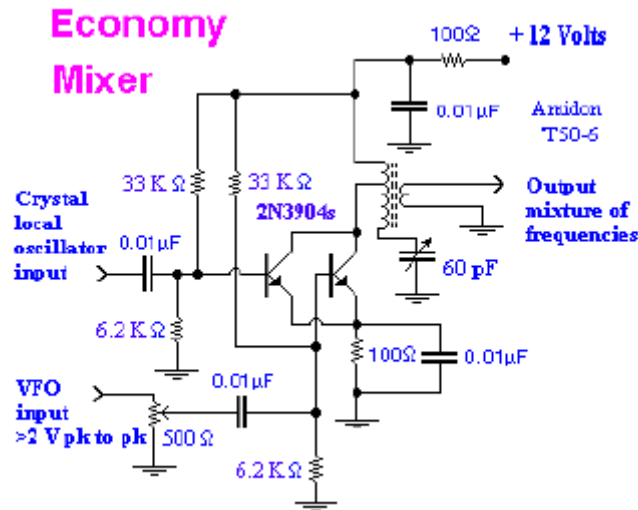


Základní výhoda směšovače s bipolárním tranzistorem který jsme si právě popsali je, že je levný. Tranzistory Dual-gate-MOSFET jsem začal používat ve směšovačích pro přijímače. Zjistil jsem, že jsou mnohem lepší v několika parametrech. "Dvoubázový Mosfet" je malý VF tranzistor s dvěma vstupními hradly. Jinak v principu funguje stejně jako výkonové MOSFETY popsané v 6.kapitole. Vzhledem k tomu, že obě hradla mají dostatečné napěťové zesílení, může být pro oba vstupy použit malý signál. Zjistil jsem, že oběma hradlům stačí 2 volty špička-špička, a také že výstup se mnohem snadněji ladí. Bohužel dual-gate-MOSFET stojí 5 dolarů za kus v porovnání s 20ti Centy za bipolár. Jejich použití mi odstranilo některé problémy, a tak moje pozdější konvertory obvykle používají dražší směšovač. Vyzkoušel jsem NTE-221, NTE-222 a NTE454. V této aplikaci je jejich použití celkem bezproblémové a jsem přesvědčen, že jakýkoli dual-gate bude fungovat dobře. Později uvidíš, že směšovač pro superhet není tak bezproblémový.

### Ekonomický "dual gate" směšovač.



Tento "dual-gate" směšovač je vyroben z dvou paralelních JFETů. Dva JFETY stojí zhruba desetinu ceny jednoho Mosfetu a řeší tedy problém dostupnosti a ceny. Stejně jako dual-gate Mosfet, toto zapojení má výhodu, že oba vstupy mají zisk. Pro účel PMO jsou tato dvě zapojení zaměnitelná. Ještě musím říci, že když jsem zkoušel použít toto zapojení jako směšovač přijímače, měl tento dual JFET příliš malou citlivost. Zatím jsem ho nezkoušel jako produkt-detektor, ale věřím, že pro tento účel by zapojení fungovalo bez problémů.



Pokud chceš opravdu ušetřit, můžeš použít stejný trik s paralelními bipolárními tranzistory. Pokud budou oba vstupní signály slabé, budou oba tranzistory potřebovat předpětí báze – 33k odpory. Pokud bude jeden ze vstupních signálů dostatečně velký, řekněme 5 voltů nebo více, nebude potřeba bázevý odpor pro tento vstup. Toto zapojení by mělo být dostatečně citlivé i pro směšovač přijímače. Avšak pozor – protože v cestě je PN přechod, bude více šumět, než směšovač s dual-gate MOSFETem. Proto ho nedoporučuji pro přijímače.

### Ladění směšovače

Poněkud dále v této knize, v kapitole o přijímači (kapitola 13) a o SSB (kapitola 15) budou příklady neladěných, širokopásmových směšovačů, které by rovněž bylo možné použít. Širokopásmové směšovače nepotřebují ladění a jsou méně náchylné k oscilacím. Na druhou stranu mají menší zisk a je tedy potřeba více stupňů abychom dosáhli stejné výkonové úrovně.

### Filtrování potřebného kmitočtu ze směsi

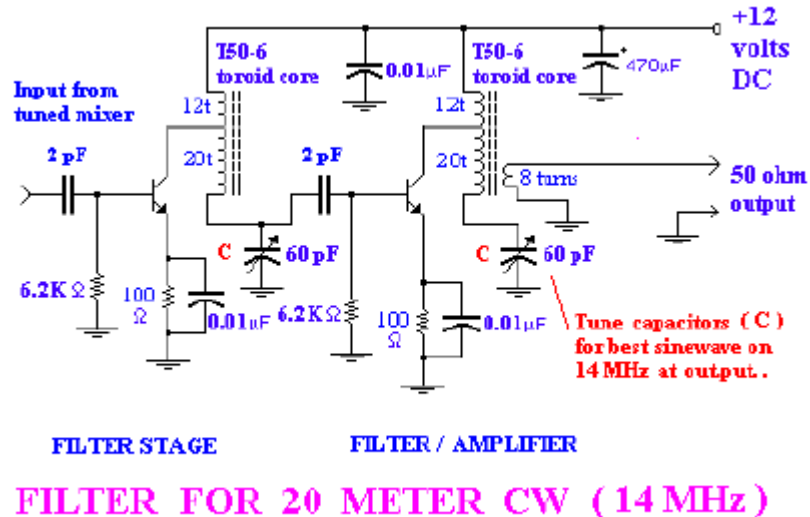
Signál na drainu (kolektoru) směšovacího tranzistoru je složen ze směsi čtyř kmitočtů a my musíme pouze jeden vybraný vyfiltrovat na čistou sinusovku. Původně jsem uvažoval o použití Čebyševových filtrů, jak je popsáno v Handboku. Ale odradilo mě velké množství indukčností a kapacit, potřebných k dosažení čistého výstupu. Nakonec jsem došel k závěru, že Čebyševovy filtry mají svůj klad v tom, že je lze navrhovat pro libovolně nízké impedance, tedy pro signály většího výkonu. V našem případě stavby PMO je signál na vysoké impedanci a proto postačí několik relativně jednoduchých paralelních LC filtrů. Čebyševovy nejsou potřeba. Tento přístup je popsán v části o SSB vysílači v kapitole 15.

Můj CW vysílač používá dva ostře laděné zesilovače jako filtry, naprosto stejné jako MF zesilovač v přijímači. Snadnost filtrace závisí na tom, jak jsou od sebe - požadovaný kmitočet, vstupní kmitočty a ostatní produkty směšování - kmitočtově vzdáleny. Například na 14Mhz je 4,0 Mhz VFO 28% z požadovaného kmitočtu. 14 Mhz v porovnání s 18 Mhz je 77% požadovaného kmitočtu. To je docela blízko, ale nevádí. Teď si představ, že použiješ 32 Mhz krystal na pásmo 10 m (28 Mhz). S použitím VFO na 4,0 Mhz je požadovaný kmitočet 88% kmitočtu krystalu. Zjistíš, že ladění tohoto obvodu je mnohem více kritické, ale stále ještě proveditelné. Obecně: Použití krystalového oscilátoru POD požadovaným výstupním kmitočtem usnadní ladění filtru.

Shrnutí: Metoda laděných zesilovačů je spolehlivá pro CW a extrémně vysoké Q. Lze tak oddělit kmitočty, které jsou poměrně blízko. Na druhou stranu, není vhodná pro použití ve vysílači SSB, protože zesilovače s vysokým Q mají tendenci k oscilacím během mezer v řečovém signálu.

### Pásmová propust "Filtrační zesilovač"

Každý zesilovací stupeň je v principu stejný jako stupeň směšovače s bipolárním tranzistorem, který jsme si již vysvětlili. Tady je však emitorový odpor překlenut kondenzátorem, takže z pohledu VF je emitor připojen přímo na zem. Důvod zapojení RC do série s emitorem je stabilizace zesílení a snížení stejnosměrného proudu odebíraného stupněm. Můžeme použít zesilovače ve třídě A nebo C. Já často používám zesilovače ve třídě A – tedy s nastaveným klidovým proudem - vždycky s odporem 33k. (stejně jak to bylo v 6.kapitole). Zesilovače ve třídě A odebírají více proudu než třída C, ačkoli schémata jsou velice podobná. Jsou však schopny zpracovat signál o jakékoli amplitudě. Jinak řečeno, zesilovače ve třídě A fungují v mnohem širším rozsahu amplitud vstupních signálů a neprodukují harmonické, které by bylo nutné filtrovat.



### Stupeň VF filtru-zesilovače

Na obrázku výše je dvoustupňový filtrační zesilovač. Spolu s laděným filtrem směšovače tedy celkem tři stupně. Ty mi vždy stačily na kterékoli krátkovlnné pásmo. (s použitím VFO na 80 m). Avšak, pokud bys zkusil dva kmitočty které se liší pouze o 10%, může být použití pouze tří stupňů jen tak, tak použitelné, jak již bylo vysvětleno dříve. Pokud máš problém se získáním čisté sinusovky, prostě přidej další laděný stupeň. Na našem obrázku jsou stupně ve třídě C. Pokud chceš nastavit je do třídy A odpory 33k ohm. Potom budou schopny zpracovat i menší úrovně signálu.

### Použij malé vazební kondenzátory

VELKÉ TAJEMSTVÍ při stavbě "filtračních zesilovačů" je : **použít malé vazební kondenzátory mezi jednotlivými stupni.** Všimni si kapacit 2pF mezi stupni na našem schématu. Účelem těchto stupňů je filtrace, nikoli výkonový zisk. LC laděný obvod "zvoní jako zvon" pokud je na vstupu obsažen kmitočt na který je naladěný. Toto "zvonění" zdůrazňuje vybraný kmitočt. Pokud, ve snaze získat vyšší výkon pro další stupeň, zatížíš laděný LC obvod, je to jako bys položil ruku na zvonící zvon – zvonění bude zatlučeno a filtrační efekt je pryč. Abys zabránil utlumení zvonění, použij malé 2pF kondenzátory. Samozřejmě, na 80-ti metrech lze akceptovat i 5pF. Ale na 10-ti metrech by 1pF byl lepší. Nakonec - 2pF fungují přes celý rozsah krátkých vln.

Uvědom si, že v případě použití velké vazební kapacity, řekněme 50pF, se těchto 50pF stane součástí LC rezonančního obvodu, ovlivní jeho naladění a sníží Q. Také měj na paměti, že osciloskopická sonda přidává dalších cca 5pF. Pro konečné nastavení filtračního stupně musíš sondu přiložit ke stupni, který následuje za tím stupněm, který nastavuješ.

S jedním filtračním stupněm za směšovačem bude křivka na osciloskopu stále ošklivá. Za druhým filtračním stupněm by se však již měl čítač zachytit na správném kmitočtu. Při ladění VFO by stupnice čítače měla spolehlivě ukazovat kmitočt bez ujíždění či přeskokování. Při pečlivém naladění dvou filtračních stupňů by sinusovka měla vypadat téměř dokonale. Možná budeš znechucený, až poprvé zkusíš naladit všechny tři stupně najednou, ale nevzdávej to. Když se ti čítač zachytí na požadovaném kmitočtu, připoj se na kapacitní trimr posledního stupně a jemně dolad



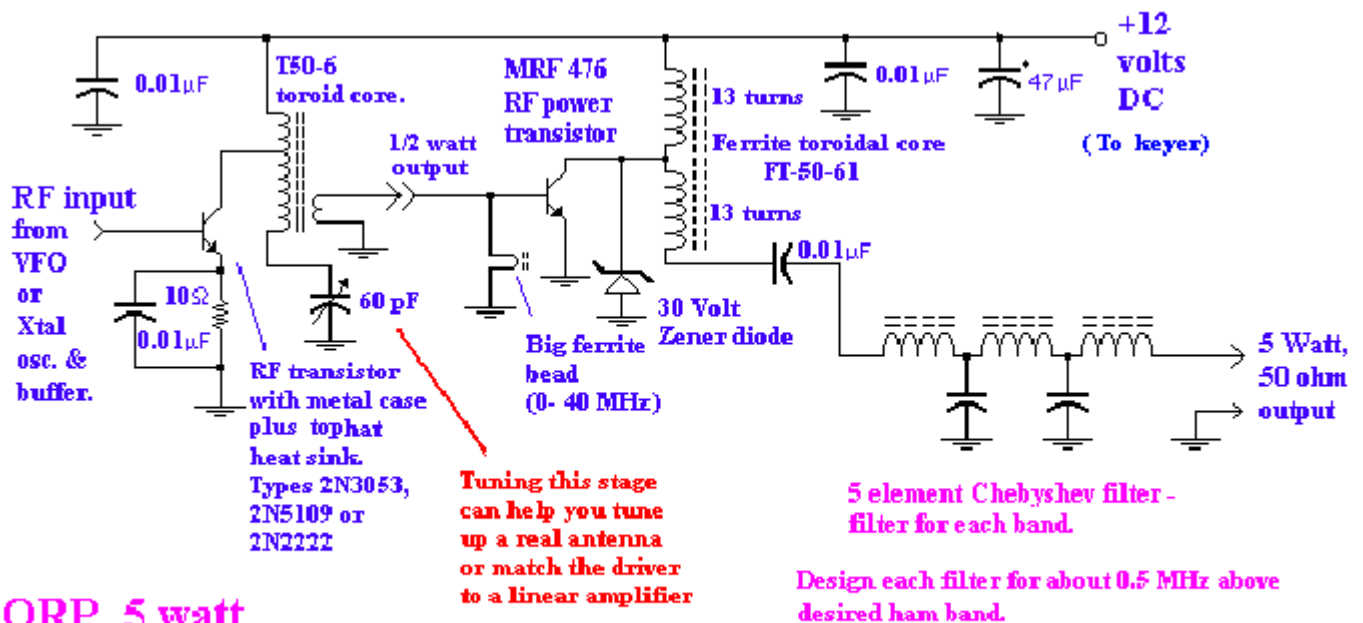
předchozí stupně na nejlepší sinusovku. Pamatuj, že dokonalý signál se objeví, až když nastavíš vstupní úroveň VFO pomocí odporového trimru R1. Teď pochopíš, proč je vstup připojen přes trimr.

### Kde sehnat krystaly pro oscilátory.

Ano, budeš potřebovat specifický krystal pro každé pásmo. Naštěstí, pokud použiješ VFO na 80 m, lze běžné krystaly pro mikroprocesory použít pro běžná amatérská pásma. (např: 11 Mhz, 18 Mhz, 25 Mhz a 32 Mhz pro 40, 20, 15, a 10 metru). Mouser Electronics a Digi Key je prodávají za 1 dolar/kus. Pro WARC pásma a 160 metru buď něco utratíš, nebo musíš být vynálezavý. Jak jsem vysvětlil dříve, nepoužívej bloky TTL oscilátorů.

Laciné keramické rezonátory, někdy též označované jako "krystaly" také nejsou dobré řešení. Značná nestabilita ti nestojí za pár ušetřených dolarů.

### Stupně QRP výkonového zesilovače.



### QRP 5 watt amplifier

Tvoje VFO je nyní přeladitelné přes požadované amatérské pásmo. Abychom zvýšili úroveň tohoto signálu na 3 až 5 wattů, budeme potřebovat dva, nebo tři stupně výkonového zesílení, jak bylo popsáno již dříve v 6.kapitole.

Šasi mého vysílače má díry pro šroubky, kam lze vložit až tři QRP desky navržené pro různá pásma. Pro změnu pásma přepojím vstupní a výstupní konektory na jinou desku.

Moje QRP desky mají dva zesilovací výkonové stupně. První stupeň je laděný. Druhý je širokopásmový zesilovač za kterým následuje Čebyševův filtr – dolní propust navržená pro 50 ohmů. Myslím, že toto zapojení slučuje výhody obou metod. Dejme tomu, že připojím QRP výstup do bezindukční 50 ohm zátěže. Žádná ze sedmi QRP desek, které jsem postavil nemá problém dodat čistý sinusový signál do umělé zátěže. Ladění je totiž velice snadné dokud nemusíš připojit reálnou anténu na koncový stupeň.

### Ladení QRP výstupu do antény nebo zesilovače.

Předpokládám, že po naladění do umělé zátěže připojíme QRP do výkonného koncového stupně, nebo do anténního tuneru. Náhle zjistíme, že QRP výstup je silně zkreslený. Výstupní stupeň širokopásmového zesilovače může dokonce přejít do "šumového módu". Pokud bych navrhl oba stupně jako širokopásmové, neměl bych nic na nastavení. Zdá se to divné, ale dotažení laděného stupně obvykle přizpůsobí širokopásmový výstup k mému koncovému stupni. Obecně platí, že čím

nižší kmitočety, tím snáze se přizpůsobuje zesilovač s anténou. Přizpůsobení 80-ti a 40-ti metrů je snadné. Pásmo 10-ti metrů je tvrdší a tak jsem zde stále nedosáhl s mým lineárním koncem (popsaným ve 12. kapitole) výkon větší než asi 20 wattů.

Samozřejmě mám velkou úctu k těm, kdo doma vyrábějí tranzistorová VKV zařízení.

Shrnutí: Až budeš stavět zesilovač se vstupem navrženým na obvyklých reálných 50 ohmů, možná zjistíš, že má velkou reaktanci (kapacitu nebo indukčnost), a je tedy poněkud jiný, než jsi plánoval. Uvědom si, že Čebyševovy filtry jsou navrženy pro určitou vstupní a výstupní impedanci. Jinými slovy – filtry nefiltrují, pokud nejsou přizpůsobeny.

---