

STŘEDOŠKOLSKÁ ODBORNÁ ČINNOST

VYSÍLAČ SSB PRO RADIOAMATÉRSKÉ PÁSMO 40m

Filip Klapil

Olomouc 2014

STŘEDOŠKOLSKÁ ODBORNÁ ČINNOST

Obor SOČ: 10. Elektrotechnika, elektronika a telekomunikace

VYSÍLAČ SSB PRO RADIOAMATÉRSKÉ PÁSMO 40m

40m SSB TRANSMITTER

Autor: Filip Klapil

Škola: VOŠ a SPŠE Božetěchova 3, Olomouc

Kraj: Olomoucký

Konzultant: Ing. Pavel Lorenz

Olomouc 2014

Poděkování:

Tímto bych chtěl poděkovat panu Ing. Pavlu Lorenzovi za odborné rady během vývoje a konstrukci vysílače. Dále děkuji za maximální ochotu a čas věnovaný odborným konzultacím.

Datum: 28. 3. 2014

.....

Filip Klapil

Čestné prohlášení:

Prohlašuji, že jsem svou práci SOČ zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu v práci uvedenou.

Prohlašuji, že tištěná verze a elektronická verze soutěžní práce SOČ jsou shodné.

Nemám závažný důvod proti zpřístupňování této práce v souladu se zákonem č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) v platném znění.

Datum: 28. 3. 2014

.....

Filip Klapil

ANOTACE:

Tato práce se zabývá návrhem a realizací zařízení pro dálkový přenos informace. Cílem bylo vytvořit VF vysílač s modulací SSB pro radioamatérské pásmo 40 metrů. Postupně je rozebrána kompletní problematika zpracování signálu od mikrofону k anténě.

KLÍČOVÁ SLOVA:

Vysílač, modulace SSB, QRP, příčkový krystalový filtr

1 OBSAH

1	OBSAH	6
2	ÚVOD	8
3	KONCEPCE ŘEŠENÍ	9
4	ŘEŠENÍ JEDNOTLIVÝCH BLOKŮ	11
4.1	NF předzesilovač.....	11
4.1.1	NF předzesilovač s NE5534	12
4.1.2	Napájení elektretového mikrofonu.....	13
4.1.3	Impedanční přizpůsobení.....	13
4.2	Kruhový balanční modulátor.....	14
4.2.1	Modulátor	15
4.2.2	Zesilovač s J310	16
4.3	Základní oscilátor (BFO)	16
4.4	Příčkový krystalový filtr	18
4.5	Směšovač.....	22
4.5.1	Impedanční přizpůsobení.....	23
4.5.2	Směšovač	23
4.5.3	Zesilovač SSB	25
4.6	Koncový stupeň	26
4.6.1	Budič.....	27
4.6.2	QRP Koncový stupeň vysílače 5W	27
5	FINÁLNÍ KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ.....	29
5.1	MODULÁTOR.....	30
5.1.1	Schéma.....	30
5.1.2	Výkres osazení součástek (vrchní strana DPS)	31
5.1.3	Výkres osazení součástek (spodní strana DPS)	31
5.1.4	Výkres plošného spoje (vrchní strana DPS).....	32
5.1.5	Výkres plošného spoje (spodní strana DPS).....	32
5.1.6	Seznam součástek	33
5.2	FILTR.....	34
5.2.1	Schéma.....	34
5.2.2	Výkres osazení součástek (vrchní strana DPS)	35
5.2.3	Výkres osazení součástek (spodní strana DPS)	35
5.2.4	Výkres plošného spoje (vrchní strana DPS).....	36

5.2.5	Výkres plošného spoje (spodní strana DPS).....	36
5.2.6	Seznam součástek	37
5.3	SMĚŠOVAČ	38
5.3.1	Schéma.....	38
5.3.2	Výkres osazení součástek (vrchní strana DPS)	39
5.3.3	Výkres osazení součástek (spodní strana DPS)	39
5.3.4	Výkres plošného spoje (vrchní strana DPS).....	40
5.3.5	Výkres plošného spoje (spodní strana DPS).....	40
5.3.6	Seznam součástek	41
5.4	KONCOVÝ STUPEŇ	42
5.4.1	Schéma.....	42
5.4.2	Výkres osazení součástek (vrchní strana DPS)	43
5.4.3	Výkres osazení součástek (spodní strana DPS)	43
5.4.4	Výkres plošného spoje (vrchní strana DPS).....	44
5.4.5	Výkres plošného spoje (spodní strana DPS).....	44
5.4.6	Seznam součástek	45
6	ZÁVĚR	46
7	SEZNAM OBRÁZKŮ.....	47
8	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY A STUDIJNÍCH MATERIÁLŮ	48

2 Úvod

Abychom přenesli informaci na velké vzdálenosti, používáme buďto komunikace kabelové (optika, kabel) či bezdrátové. Pro bezdrátovou komunikaci používáme VF vysílač a přijímač. Vysílač nízkofrekvenční signál z mikrofonu namoduluje na vysokofrekvenční nosnou vlnu, tu následně zesílí a vyšle například do antény (bezdrátový přenos). V mé práci se zabývám VF vysílačem v pásmu 7MHz s modulací SSB, pro radioamatérské použití. Z angličtiny SSB Single Side Band (jedno postranní pásmo). Jak již z názvu vyplívá, jedná se o modulaci s jedním postranním pásmem a potlačenou nosnou vlnou. Získáme tím menší šířku přenášeného pásma a modulace se tak stává účinnější oproti AM (Amplitude Modulation – amplitudová modulace), kdy se vysílají obě postranní pásma i nosná vlna. Postranní pásma se dělí na USB (Uper Side Band – horní postranní pásmo) nebo LSB (Lower Side Band – dolní postranní pásmo). Šířka přenášeného pásma dle ITU 3K50J3E je 3.5 kHz (50 Hz- 3.55 kHz). V praxi 300 – 3.4 kHz.

Historie SSB se začíná psát roku 1915, kdy Američan John Renshaw Carson patentoval první SSB vysílač. Již před 1. Světovou válkou U.S. Navy (americké námořnictvo) experimentovalo s tímto typem dálkové komunikace. Do komerčního využití vstoupilo SSB roku 1927 na dlouhovlnném transatlantickém veřejném radiotelefonním okruhu mezi New Yorkem a Londýnem. Radioamatéři se ke svému slovu dostali až po konci 2 sv. války, kdy začali mohutně experimentovat s SSB provozem. Dnes se SSB provoz používá převážně v radioamatérském provozu, kdy radioamatéři po celém světě navazují spojení na KV. [1]

3 KONCEPCE ŘEŠENÍ

Nyní napíši pár úvodních vět o koncepci mého vysílače. Každý blok poté podrobně popíši v sekci princip. Blokové schéma je na *obr. 1*.

Signál z mikrofону je přiveden na selektivní mikrofonní předzesilovač (také zesilovač s pásmovou propustí, z angl. Active Band-Pass Filter). Ve svém vysílači přenáším hlasovou informaci o šířce spektra 2.1 kHz (300 Hz – 2.4 kHz). Tato šířka je dostatečná pro srozumitelnost a barvu hlasu.

V dalším bloku se signál impedančně upraví a zesílí pro balanční diodový modulátor, který namoduluje již zesílený signál z mikrofonu, na signál z bloku BFO (Basic Frequency Oscillator). Vzniká produkt DSB (Double Side Band) o pevné frekvenci 4 193.306 kHz. Tento produkt je srovnatelný s AM, ovšem má již potlačenou nosnou vlnu. To znamená, že pokud nemodulujeme, nevysílá se v ideálním případě žádná nosná vlna. Potlačení se měří v dB jako poměr napětí signálu nezakresleného produktu modulovaného na 90% a signálu nemodulovaného. Toto potlačení by mělo být alespoň 30-40 dB. V profesionálních vysílačích se dosahuje potlačení okolo 50-60 dB.

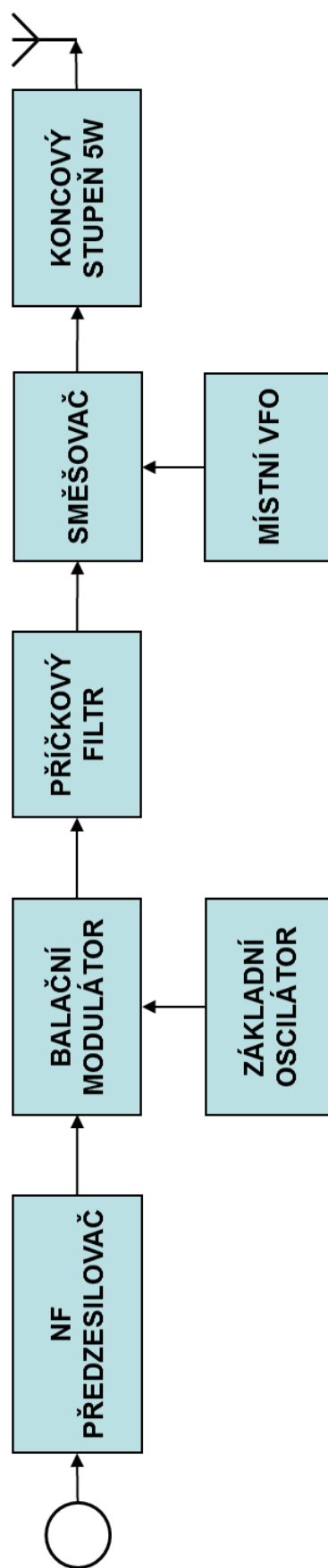
Před filtrací jednoho postranního pásma je signál zesílen. K filtraci je použit 6 krystalový příčkový filtr. Příčkový filtr se vyznačuje vysokou jakostí a strmostí propustného pásma. Filtr má v propustném pásmu útlum a ten je kompenzován následným zesilovačem.

Abychom nyní vzniklý SSB produkt posunuli do požadovaného pásma 7 MHz a zároveň jej mohli také i přeladovat, musíme použít další, nyní již přeladitelný oscilátor a směšovač. Výstupem směšovače je napětí o frekvenci, jenž je dána rozdílem frekvence oscilátoru a výstupní frekvence z filtru. Platí zde rovnice $f_{out} = f_{VFO} - f_{in}$.

Modul VFO (Variable Frequency Oscillator) přeladitelný oscilátor je částí přijímače, na kterém jsem v předchozích letech pracoval. V příloze C uvedu pro zajímavost jednoduchý popis přijímače a jeho schéma.

Z důvodu příliš malého výstupního napětí ze směšovače pro koncový stupeň, je vřazen za pásmovou propust ještě zesilovač. Následuje budící zesilovač, který signál výkonově zesílí pro dostatečné vybuzení výkonového zesilovače. Na výstupu výkonového zesilovače je zařazen přizpůsobovací obvod typu Pí článek, který transformuje impedanci na 50 ohmů a potlačuje vyšší harmonické kmitočty.

Obr. 1. *Blokové schéma vysílače*

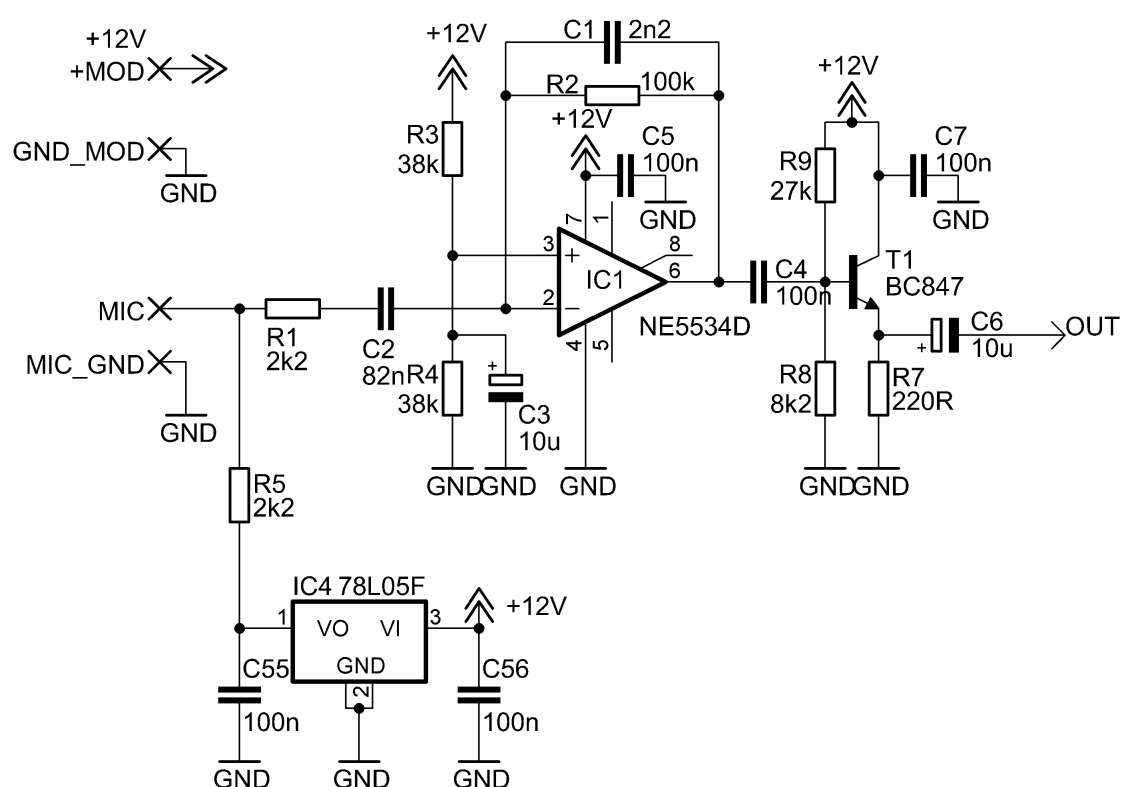


4 ŘEŠENÍ JEDNOTLIVÝCH BLOKŮ

4.1 NF předzesilovač

Tento blok se skládá ze třech dalších menších funkčních celků. A to NF předzesilovače, napájení elektretového mikrofону a impedančního přizpůsobení pro balanční modulátor. Celé schéma bloku je na obr. 2

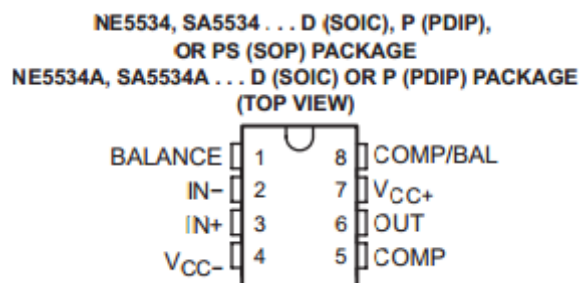
Obr. 2. Schéma zapojení NF předzesilovače



4.1.1 NF předzesilovač s NE5534

Tento zesilovač slouží k zesílení mikrofonního signálu a selekci pásma 300 – 2400 Hz. Použil jsem operační zesilovač s pásmovou propustí v invertujícím zapojení. Z nabídky místního prodejce jsem vybral OZ s nejmenším možným šumem. Stal se jím NE5534 (obr. 3). Rozsah jeho napájecího napětí je maximálně ± 22 V, výrobce doporučuje ± 5 V až ± 15 V.

Tento OZ se vyrábí jak v pouzdru DIL08 tak i v SMD provedení SO08. Při zkušebním zapojení jsem používal pouzdro DIL. Ve finální konstrukci je použita SMD varianta s označení NE5534D. [9]



Obr. 3. Zapojení NE5534

Následující katalogové údaje jsou uváděny při okolní teplotě 25 °C a napájecím napětí ± 15 V.

Tabulka č. 1: Katalogové údaje IO NE5534

Parametr	Měřicí podmínky		MIN	TIP	MAX	Jednotka
R_i vstupní odpor			30	100		k Ω
Z_0 výstupní impedance	$A_{VD} = 30$ dB $C_C = 22$ pF	$R_L \geq 600 \Omega$ $f = 10$ kHz			0,3	Ω
V_n ekv. vst. šum. napětí	$f = 30$ Hz			5,5	7	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 1$ kHz			3,5	4,5	
I_n ekv. vst. šum.proud	$f = 30$ Hz			1,5		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 1$ kHz			0,4		

Operační zesilovač je zapojen jako zesilující selektivní filtr. Jelikož je použito invertující zapojení OZ a operační zesilovač je napájen nesymetrickým napájením, je nezbytné nastavit klidové výstupní napětí OZ tak, aby při zesilování vstupního signálu nedocházelo ke zkreslení. Toto klidové výstupní napětí je nastaveno na $1/2 U_{CC}$ a to proto, aby byl umožněn symetrický rozkmit výstupního signálu vůči této hodnotě a nedocházelo k omezení tohoto výstupního napětí saturačním napětím výstupních tranzistorů OZ, které může podle katalogových údajů výrobce dosahovat až 3 V jak pro kladnou tak i pro zápornou větev.

Pro nastavení výstupního klidového napětí $U_{CC}/2$ je použit napěťový dělič R3 a R4, který je blokován kondenzátorem C3, který zajišťuje střídavé spojení neinvertujícího vstupu se zemí.

Rezistory R1 a R2 uvádí OZ do režimu invertujícího zesilovače a zároveň s kondenzátory C1 a C2 tvoří pásmovou propust. Přenos se vypočítá dle vztahu pro invertující zesilovač a to $a_u = 20 \cdot \log \cdot A_u$, kde zesílení $A_u = -\frac{R_2}{R_1}$. Ideální přenos by se měl pohybovat okolo 30 dB. Kondenzátor C1 s rezistorem R2 tvoří dolní propust. Mezní frekvencí poté odpovídá vztah $f_{MD} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_2}$. Horní propust vytváří sériová kombinace R1 a C2. Její mezní frekvence se vypočítá jako v předchozím případě $f_{MH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_2 \cdot R_1}$. Kondenzátor C2 zároveň plní funkci vazební kapacity pro oddělení stejnosměrné složky. [2]

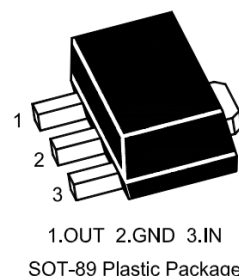
Napájecí napětí operačního zesilovače je pak blokováno kondenzátorem C5.

4.1.2 Napájení elektretového mikrofonu

Z důvodu použití elektretového mikrofonu, pracujícího na kapacitním principu kdy je také v pouzdře mikrofonu integrován i zesilovač typu J-FET, je zapotřebí přivést mu napájení. K tomu slouží stabilizátor s 78L05 (obr. 4).

Napětí je následně blokováno kondenzátory C55 a C56.

Rezistor R5 je pracovním rezistorem J-FETového tranzistoru v elektretovém mikrofonu. Střídavé napětí z elektretového mikrofonu je přiváděno na vstup zesilovače přes rezistor R1 a kondenzátor C2.



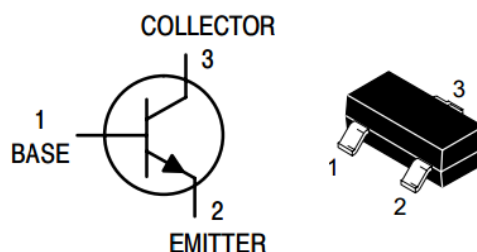
Obr. 4. Zapojení 78L05

4.1.3 Impedanční přizpůsobení

Zesilovač je zapojen jako emitorový sledovač a používá se všude tam, kde jsou zapotřebí vyšší proudové nároky na výstupu. V mém případě malá vstupní impedance modulátoru, která příliš zatěžuje výstup OZ. Pro tento účel se nejvíce hodí pracovní třída A. Tato třída má pracovní bod umístěný v polovině převodní charakteristiky. Takže se může využít jako jednočinný zesilovač. Má velmi malé lineární zkreslení, ovšem také velmi malou účinnost, která nám v tomto případě nezpůsobuje příliš velké energetické ztráty.

Základem všeho je tranzistor BC847 (obr. 5). Ten je zapouzdřen v SOT23. Rezistor v emitoru slouží jako teplotní stabilizace. Zároveň nastavuje klidový pracovní bod. Jeho hodnotu vypočítáme pomocí ohmova zákona, kdy napětí volíme s ohledem na zvolenou pracovní třídu. Proud I_{CP} je žádaný klidový pracovní proud. Ten jsem volil 10 mA. Bázové rezistory R8 a R9 tvoří napěťový dělič, vytvářející na bázi takové napětí, při

kterém zůstává tranzistor trvale otevřen. Předpokládáme, že prahové napětí přechodu U_{BEP} je 0,7 voltu, potom napětí na rezistoru $U_{R8} = U_{R7} + U_{BEP} = 2,7V$. Na rezistoru $R9$ pak vzniká úbytek napětí o velikosti zbytku do napájecího napětí U_{CC} . Tedy $U_{R9} = U_{CC} - U_{R8}$. Následně vypočítáme proud do báze, kterému odpovídá vzorec $I_B = I_C / h_{21E}$ ($I_E \approx I_C$), z kterého vypočítáme proud protékající děličem $R8, R9$. Ten by měl být alespoň 10krát větší, takže volíme proud 333uA. Dopočítáme hodnoty rezistorů děliče. Kondenzátory $C4$ a $C6$ následně slouží jako vazební kapacity, které oddělují stejnosměrnou složku ze signálu.

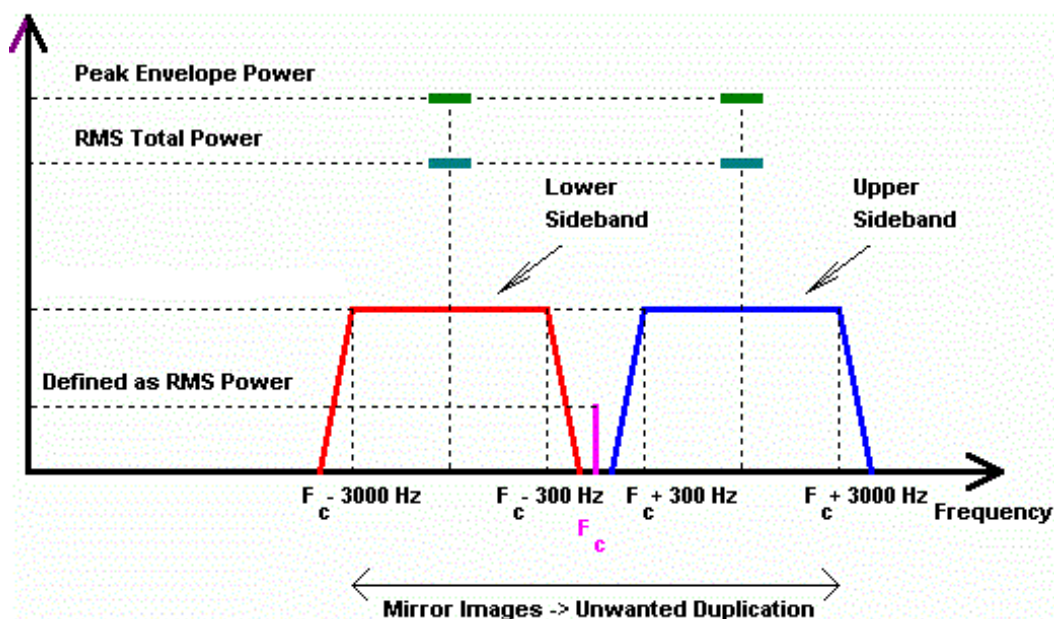


Obr. 5. Zapojení BC847

4.2 Kruhový balanční modulátor

Cílem kruhového balančního modulátoru je namodulovat nízkofrekvenční signál na nosnou frekvenci. Zároveň musí splňovat podmínku SSB provozu s potlačením nosné vlny a to o min 40 dB. Výstupní napětí z balančního modulátoru je zesíleno zesilovačem s J-FETem J310. Ten napětí zesílí a zároveň upraví impedanci. Výstupem modulátoru jsou tedy dvě postranní pásma s potlačenou nosnou vlnou. Frekvenční spektrum výstupu je na obr. 6. Schéma tohoto celku je na obr. 7.

Obr. 6. Frekvenční spektrum signálu DSB s potlačenou nosnou vlnou [4]



Je tvořen čtveřicí schotkyho diod KAS44

8). Dále se skládá ze vstupního transformátoru navinutém na hrníčkovém jádře. Na primárním je navinuto 0.25mm tenkým smaltovaným je navinuto 200 závitů. Sekundární vinutí s 50 závitů, je navinuto bifilárně smaltovaným vodičem o průměru 0.25 mm. Transformátor TR2 je navinut trifilárně na toroidním jádře opleteným vodičem. Průměr použitého vodiče je 0.25 mm a je jím navinuto 25 závitů. Označením bifilární či trifilární je označeno vinutí, které je vinuto zároveň více (dvěma, třemi) vodiči. Začátky vinutí jsou na obrázku značeny tečkou.

Při vývoji funkčního modelu bylo použito diod GAZ51. Tyto diody byly spárovány měřením prahového napětí.

Samotné měření prahového napětí diod probíhá tak, že měřená dioda se připojí na zdroj elektrického napětí a měří se proud protékající diodou. Tento proud se zvolí například na 1 mA a zapisuje se hodnota napětí právě při tomto proudu protékajícím diodou. Tímto měřícím postupem jsem postupně změřil všechny dostupné diody a z nich pak vybral 4 o co nejvíce shodném prahovém napětí.

Tyto diody jsem ve finální konstrukci nahradil čtveřicí schotkyho diod KAS44. Výhodou této součástky je, že jednotlivé diody mají stejné parametry. Jsou zapouzdřené v jednom pouzdře TO50.

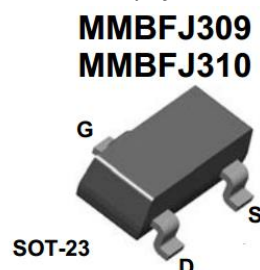
Poslední úprava zapojení nastala použitím děliče z trimru R19 a rezistorů R17 a R18. Nastavením trimru modulátor jednak vybalancujeme, ale také zároveň nastavíme největší možné potlačení nosné.

4.2.2 Zesilovač s J310

Zesiluje napětí pro příčkový XTAL filtr. Zároveň filtruje další nežádoucí produkty modulátoru a upravuje impedanci pro příčkový filtr.

Tranzistor T3 (obr. 9) se napájí přes rezistor R14 a cívku TR5, která zároveň s kondenzátorem C13 tvoří rezonanční obvod o frekvenci 4.193 MHz. Primární vinutí transformátoru TR5 je navinuto na toroidním jádře N05 o 20 závitů vodičem o průměru 0.6 mm. Sekundární vinutí je navinuto stejným vodičem o 5 závitů. Tyto vinutí mají zavedenou magnetickou vazbu, to znamená, že jednotlivá vinutí se nevinou na sebe nýbrž vedle sebe. Napájení je blokováno kondenzátorem C14. Rezistor R13 určuje vstupní odpor a vazební kondenzátor C12 odděluje stejnosměrnou složku od zbytku obvodu. V laboratoři jsme změřili napěťový přenos řádově A_U přibližně 5×.

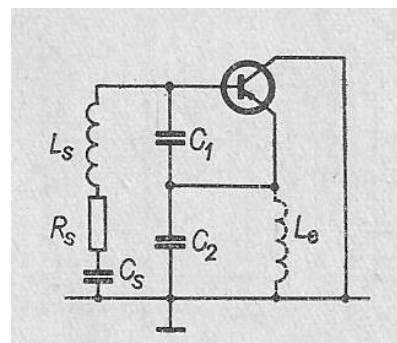
Obr. 9. Zapojení J310



4.3 Základní oscilátor (BFO)

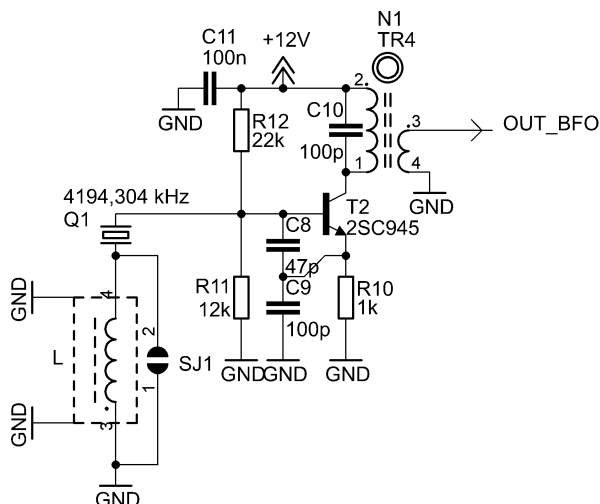
Jedná se o krystalem řízený oscilátor se společným kolektorem. Je odvozen od zapojení Clappova oscilátoru (obr. 10), kdy člen $L_S C_S R_S$ je realizován krystalem. Ten se vyznačuje vysokou stálostí kmitočtu. Jeho návrh je stejně snadný jako jeho uvedení do chodu a úpravy na něm. Další výhodou tohoto zapojení je že můžeme dosáhnout kmitočtů nad mezním kmitočtem tranzistorů f_{max} . Hodnoty

Obr. 10. Zapojení Clappova osc.



součástek se vypočítají stejně tak, jako jsem uvedl u návrhu zesilovače s BC847. Z toho plyne, že se v základě jedná o emitorový sledovač doplněný o kladnou zpětnou vazbu. Jeho schéma zapojení je na obr. 11.

Obr. 11. Schéma zapojení základního oscilátoru (BFO)



Oscilátor se uvádí do oscilací zavedením kladné zpětné vazby. K tomuto účelu v zapojení slouží rezistor R10 a kapacity C8 a C9. Zvětšíme-li poněkud vazbu, nastavíme oscilátor do potřebné pracovní třídy. S ohledem na vlastnosti oscilátoru, kdy vyžadujeme kmity na základním kmitočtu, nám nejvíce vyhovuje třída A, kdy je minimální zkreslení první harmonické. Třída B se používá při návrhu oscilátorů kmitajících na sudých harmonických kmitočtech. Abychom nastavili oscilátor do pracovní třídy A, volíme napětí na emitorovém rezistoru R10 3,5V. Proud protékající rezistorem je přibližně stejně velký jako proud v kolektoru, tedy 3,5mA. Podle Ohmova zákona poté hodnota rezistoru R10 vychází 1k.

Napěťový dělič R11 a R12 tvoří na bázi předpětí, potřebné k otevření tranzistoru. Za předpokladu, že se jedná o křemíkový tranzistor, volíme napětí pro přechod 0,7V. Výsledná hodnota napětí na rezistoru R11 je pak rovna součtu otevíracího napětí a napětím na emitorovém rezistoru. Napětí horního rezistoru je poté zbytkem do napájecího napětí. Pravidlem je, že při návrhu tranzistorového oscilátoru či zesilovače, volíme proud děličem jako desetinásobek proudu do báze. Proud do báze je I_C/h_{21_E} . ($I_C \approx I_E$; $h_{21_E} \gg 1$). V tomto případě je děli R11, R12 navržen pro větší příčný proud.

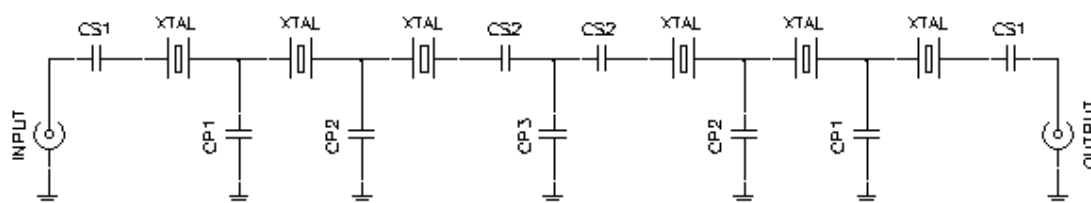
Jako výstupní člen oscilátoru je použit transformátor TR4 navinutém na jádře materiálu N1. Sekundární vinutí je navinuto telefonním drátkem 0.6 mm. Primární vinutí transformátoru o 15 závitů 0.6 mm vodičem je paralelní rezonanční obvod, který je naladěný kondenzátorem C10 na frekvenci 4.193 MHz do rezonance. Rezananční kmitočet se vypočítá z Thomsnova vztahu $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$. Posun frekvence základního oscilátoru vůči příčkovému krystalovému filtru se provádí zařazením sériového kondenzátoru nebo sériové cívky L (zvýšení nebo snížení frekvence). [3]

4.4 Příčkový krystalový filtr

Jak bylo již psáno, modulátor nám vytváří DSB signál s potlačenou nosnou vlnou. To znamená, že kromě značně potlačené nosné vlny se v DSB signálu nacházejí i další dvě postranní pásma. Cílem je tedy sestavit filtr, který má velmi ostré přechody mezi pass-band a stop-band. Tímto vybereme jen 1 postranní pásmo, a veškeré ostatní odfiltrujeme. Tedy dosáhneme ještě dalšího potlačení nosné vlny. Pro tento účel je nejvhodnější použít krystalový filtr.

Příčkový krystalový filtr se skládá z 2, 3, 4, 6 i 8 stejných krystalů zapojených za sebou a pár dalších kondenzátorů, vytvářející požadovanou šířku přenášeného pásma (obr. 12). K dosažení co nejlepších parametrů musíme použít krystaly s co nejvíce shodnými parametry. Ideální je použít krystaly od stejného výrobce, nejlépe stejné série. Měl jsem k dispozici krystaly společnosti Tesla.

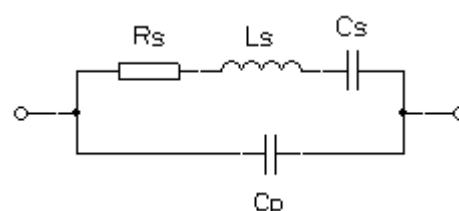
Obr. 12. Ilustrační schéma zapojení příčkového krystalového filtru pro 6 krystalů



Takto navržené filtry dosahují šířky pásma od řádově stovek Hz do tisíců Hz, v závislosti na počtu použitých krystalů. Charakteristická impedance se opět odvíjí od počtu použitých krystalů, tedy vlastně šířce pásma. Úzkopásmové filtry mají velmi malou impedanci (do několika ohmů), kdežto širší filtry mají vyšší impedanci (stovky ohmů).

Jak jsem se již zmiňoval, k návrhu filtru potřebujeme nejprve znát přesné parametry krystalu. Rozptyl parametrů z výroby krystalů je velký a proto musíme provést výběr krystalů z většího množství měřením základních parametrů. Toto měření spočívá v základě na měření sériové rezonanční frekvence, kdy rozdíl ve frekvencích by neměl být větší jak 100 Hz.

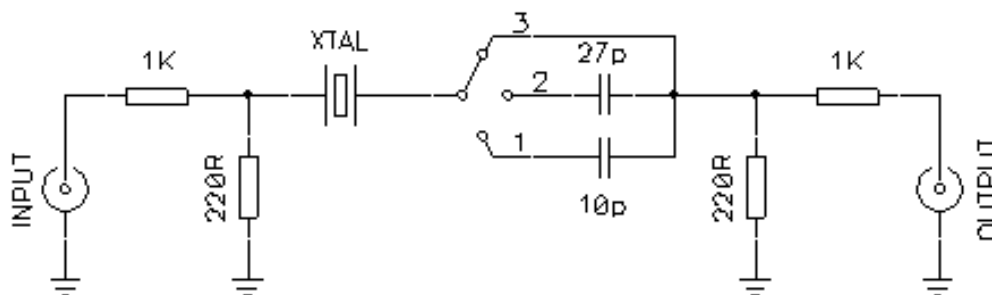
Každý krystal si vlastně můžeme představit jako RLC rezonanční obvod (obr. 13). Abychom mohli sestavit příčkový filtr, musíme znát přesnou hodnotu C_s a L_s .



Obr. 13. Náhradní zapojení krystalu

Následující testovací zapojení (obr. 14) umožňuje měření L_S , C_S a C_P . Parametr R_S tímto zapojením bohužel změřit nelze, ale jeho hodnota se pohybuje řádově v desítkách ohmů. Měřící zapojení se nedoporučuje používat s patící pro krystal a přepínačem, protože by se mohly uplatňovat parazitní kapacity. Velmi důležité je také změřit přesnou hodnotu C_1 a C_2 .

Obr. 14. Testovací zapojení pro měření L_S , C_S a C_P



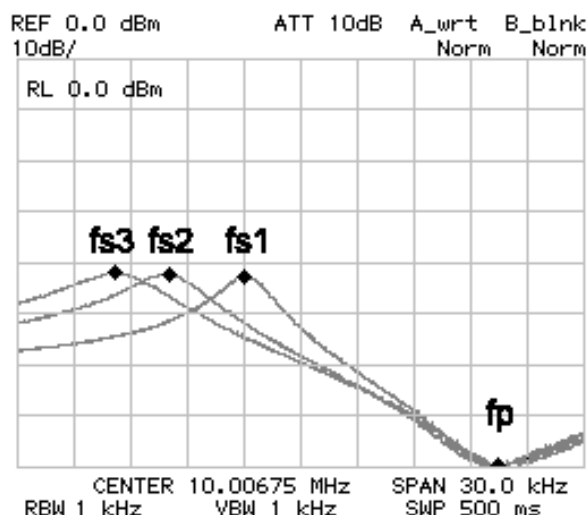
Toto testovací zapojení je velmi jednoduchý filtr, pomocí kterého jsme schopni určit, na kterých frekvencích je útlum minimální (sériová rezonance krystalu) a maximální (paralelní rezonance).

Existuje několik způsobů jak změřit hodnoty, které jsou následně potřebné do internetové kalkulačky ekvivalentních hodnot součástí krystalu. Jelikož jsem měl k dispozici pouze NF generátor, přijatelných parametrů frekvenční stability a rozlišení v přeladění v jednotkách Hz, musel jsem použít předcházejících obvodů balančního modulátoru, pro transpozici z pásma nízkých frekvencí na kmitočet krystalu (tedy 4,193 MHz).

Jako první změříme sériovou rezonanci (maximální napětí -> minimální útlum) s připojeným kondenzátorem 10 pF. Tuto frekvenci si zapíšeme jako f_{S1} . Následně připojíme kondenzátor 27 pF a změřenou frekvenci zapíšeme jako f_{S2} . Poslední sériovou rezonanci změříme v poslední pozici, tedy připojeno napřímo, bez jakéhokoliv kondenzátoru. Ta bude f_{S3} . Nakonec změříme f_P , a to v zapojení jako v předešlém bodě. Ovšem nebudeme tentokrát hledat maximum ale minimum (maximální útlum).

Výsledná frekvenční charakteristika odpovídá grafu níže (obr. 15). Pro kontrolu musí být $f_{s3} < f_{s2} < f_{s1} < f_p$. [5]

Obr. 15. Frekvenční charakteristika při testovacím měření krystalu



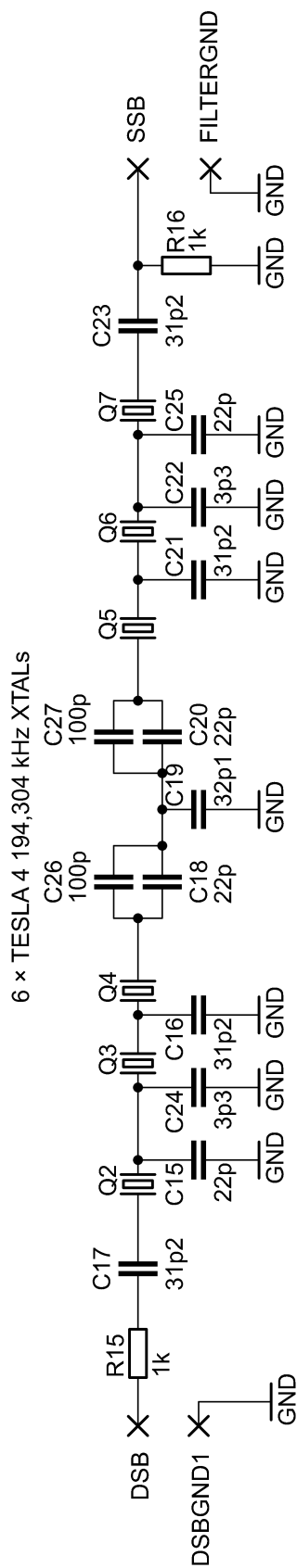
Tyto změřené hodnoty nakonec zadáme do internetové kalkulačky nacházející se na konci následující stránky:

<http://www.giangrandi.ch/electronics/crystalfilters/xtaltest.html>. Po kliknutí na Calculate nám program vypočítá hodnoty ekvivalentních součástek krystalu a ty si zapíšeme pro pozdější použití v dalším programu nacházejícím se na stránce: <http://www.giangrandi.ch/electronics/crystalfilters/xtalladder.html>.

V této internetové kalkulačce se už vypočítají konkrétní hodnoty součástek filtru. Kalkulačka umí navrhnout příčkový filtr pro 2,3,4,6 nebo 8 krystalů. Počet krystalů, se kterými budeme chtít filtr navrhnout, volíme přepínačem Number of poles. Pokud do kolonky Filter pass-band ripple zadáme hodnotu 0, navrhne se nám filtr typu Butterworth. Ten se vyznačuje minimálním zvlněním, ovšem přechod mezi pass-band a stop-band je velmi velký, což je nežádoucí. Mnohem lepších vlastností dosahuje filtr typu Chebychev. Má sice větší zvlnění (do 3dB), ale přechod mezi pass-band a stop-band je více ostrý. Do poslední kolonky Target bandwidth zadáváme požadovanou šířku filtrovaného pásma. Po kliknutí na Calculate nám program v okénku níže vypíše vypočítané výsledky. [6]

Vypočtené hodnoty součástek je nutno volit s co největší přesností v řádech pF. Jelikož by kondenzátory z vyšších řad jako E24 či E48 byli příliš drahé a velmi těžko bych je sehnal, použil jsem paralelních spojení kondenzátorů z řady E12. Dosáhl jsem tak přijatelných výsledků za použití dostupných součástek. Schéma filtru je na obr. 16.

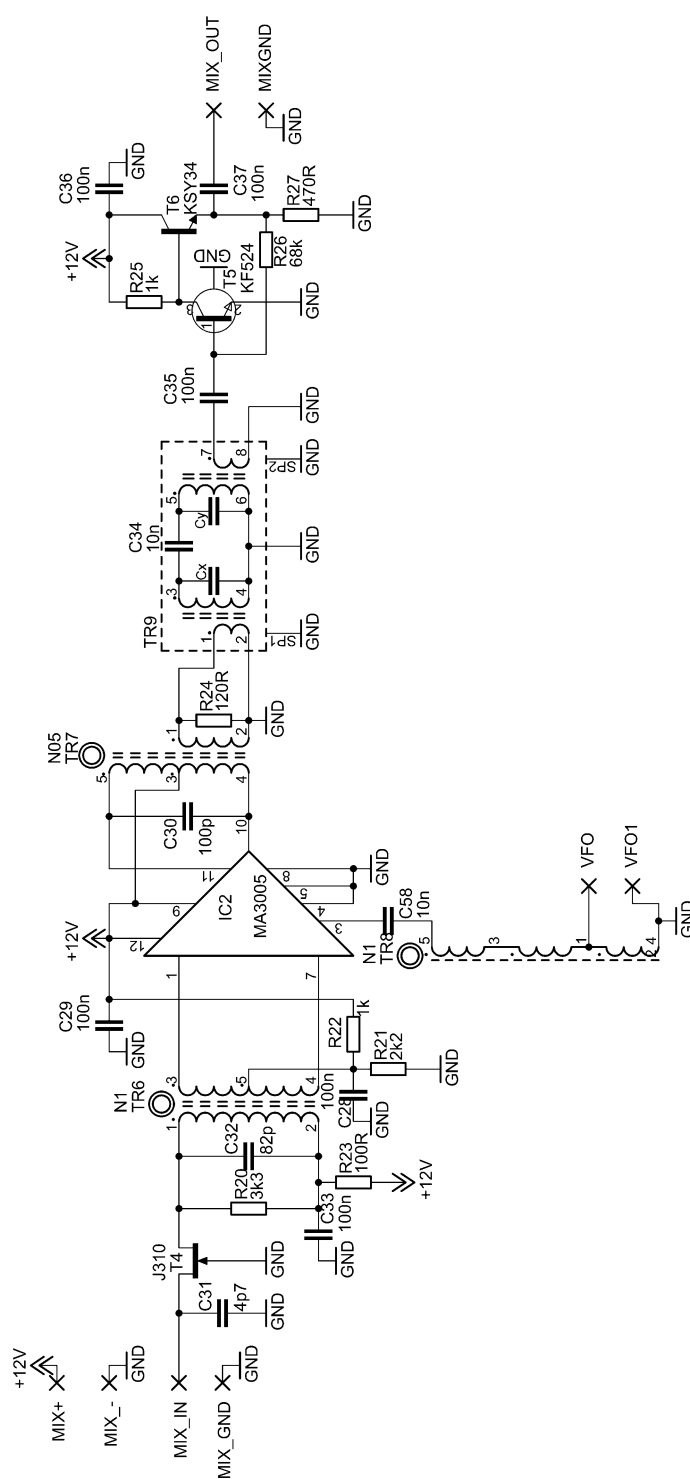
Obr. 16. Schéma příčkového krystalového filtru



4.5 Směšovač

Jak bylo již v koncepci řešení uvedeno, je potřeba provést transpozici pásma. K tomuto účelu se používá elektronický obvod funkcí podobný modulátoru, ovšem vstupy směšovače jsou dva vysokofrekvenční signály. Vstupní signál z filtru se impedančně upraví a hlavně zesílí. Následné zapojení tvoří samotný směšovač a výstupní zesilovač DSB. Schéma celkového obvodu směšovače je na obrázku č. 17

Obr. 17. Schéma zapojení směšovače



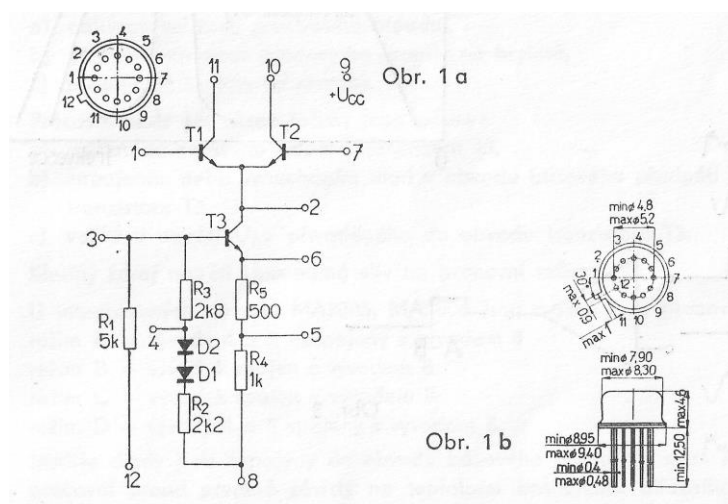
4.5.1 Impedanční přizpůsobení

Směšovaný VF signál z filtru o frekvenci 4.192 MHz je impedančně přizpůsoben a zesílen použitím zesilovače s J-FETem J310 (T4). Jako výstupní člen slouží laděný obvod TR6 (jádro N1, primární vinutí 20 závitů, sekundární vinutí bifilárně 10 závitů). Primární vinutí TR6 je naladěno do rezonance 4,192 MHz pomocí kondenzátoru C32. Takto upravený signál je poté symetricky přivedeno na vývody směšovače MA3005 (1 a 7).

4.5.2 Směšovač

Základem celého zapojení je integrovaný obvod MA3005 (MA3006 – liší se vstupní napětovou nesymetrií). Tento univerzální obvod pro vysokofrekvenční použití může splňovat následující funkce: široko a úzkopásmové zesilovače, směšovače, omezovače, detektory, oscilátory, modulátory, rovněž je možnost použití v pulsní a digitální elektronice. [7] Jeho vnitřní zapojení je na obrázku 18-1 a. Jeho pouzdro je pak znázorněno na obrázku 18-1 b.

Obr. 18. a, b: Vnitřní zapojení IO MA3005 (MA3006) a jeho pouzdro



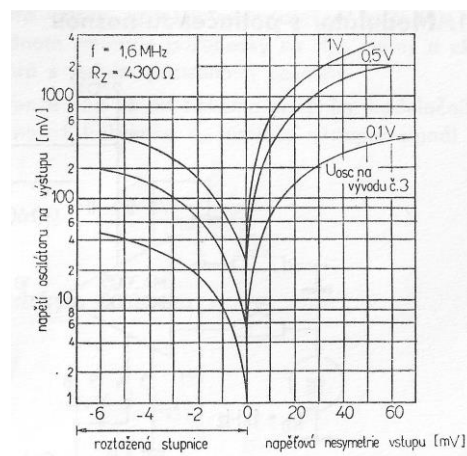
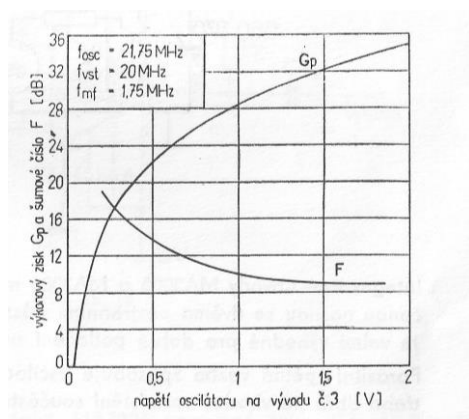
Použitím výstupního laděného obvodu s odbočkou (vyvážený výstup) uprostřed TR7 (jádro N05, primární vinutí 15 závitů, sekundární 2 závity, vodič o průřezu 0.6 mm), dosáhneme žádaného potlačení oscilátorového napětí. Laděný obvod je naladěn na střed pásma 7.1 MHz kapacitou C30.

Hodnota zisku a vznik harmonických kmitočtů ve směšovači jsou závislé na amplitudě oscilátorového napětí a pracovním bodu. Velikost napětí z oscilátoru VFO určíme měřením směšovacího produktu v laboratoři (osciloskop, VF milivoltmetr).

Maximálního zisku směšovače se dosáhne při napětí oscilátoru asi 2,5V (obr. 19).

Abych dosáhl takového napětí, použil jsem transformátor TR8. Ten právě napětí z VFO přibližně třikrát zvětší. Je navinut jako trifilární cívka na toroidním jádře N1 (10 závitů vodičem o průřezu 0.6 mm).

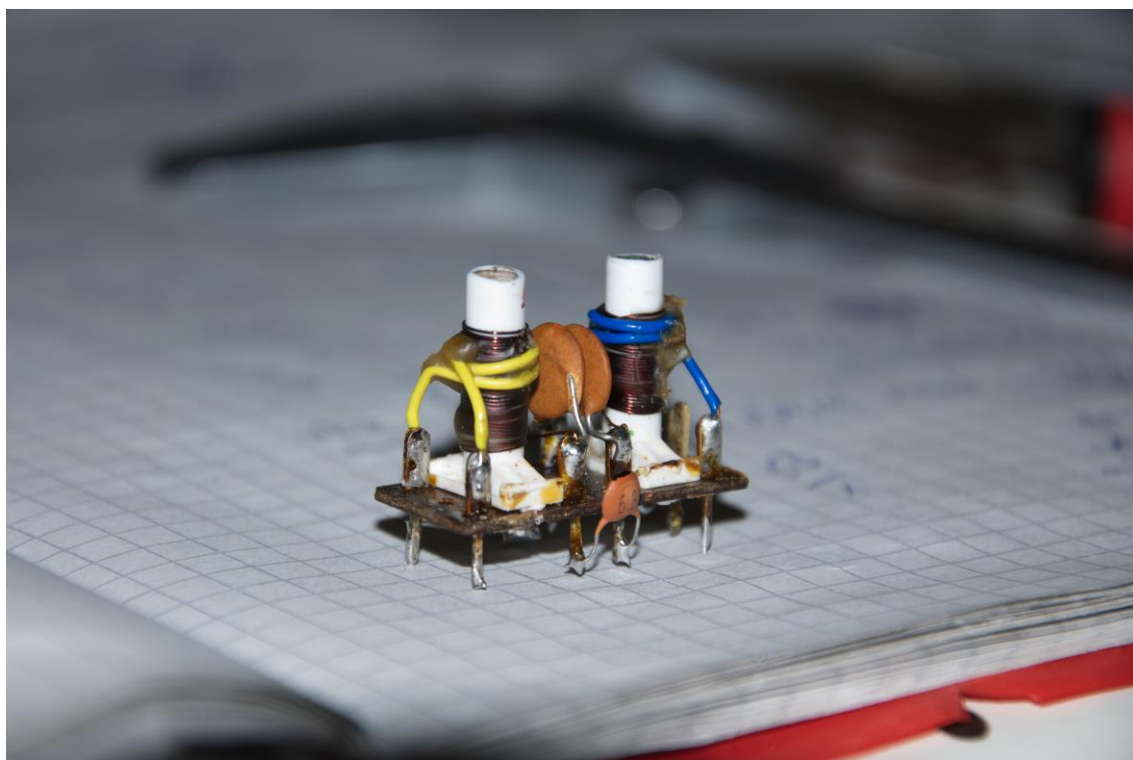
Obr. 19. Závislost zisku směšovače na napětí z oscilátoru (vlevo) a vliv vstupní nesymetrie na potlačení oscilátorového napětí na výstupu (vpravo)



Katalogové zapojení směšovače je upraveno pro připojení nesymetrického zdroje napájení. Tato úprava spočívá v užití děliče R21 a R22. Napájení je pak blokováno kondenzátorem C28 a C29.

Z důvodu, že výstupní signál obsahoval velké množství nežádoucích produktů, byl jsem nucen použít širokopásmovou propust TR9 (obr. 20). Ta je vytvořena dvojicí laděných paralelních LC obvodů (LV1, L1, Cx, C34, L2, Cy, LV2).

Obr. 20. Výstupní širokopásmová propust TR9 (odkrytovaná)



4.5.3 Zesilovač SSB

Za pomoci tranzistorů T5 a T6 bylo původně navrženo budit koncový stupeň. Napětí na výstupu však bylo nízké pro vybuzení koncového zesilovače, proto je pak použit další zesilovač s tranzistorem T7. Ten bude popsán v kapitole Koncový stupeň.

Tuto dvojici v první řadě tvoří tranzistor T5. Ten má za úkol napětí zesílit. Tranzistor byl vybírán s ohledem na požadovanou frekvenci. Ve funkčním modelu jsem použil jako tranzistor T5 KF124. Tento tranzistor se vyrábí v plastovém pouzdře K401. Ve finální konstrukci jsem použil tranzistor KF524 v pouzdře K507. Tento tranzistor má obdobné parametry jako KF124, ovšem je zapouzdřen ve stíněném pouzdře.

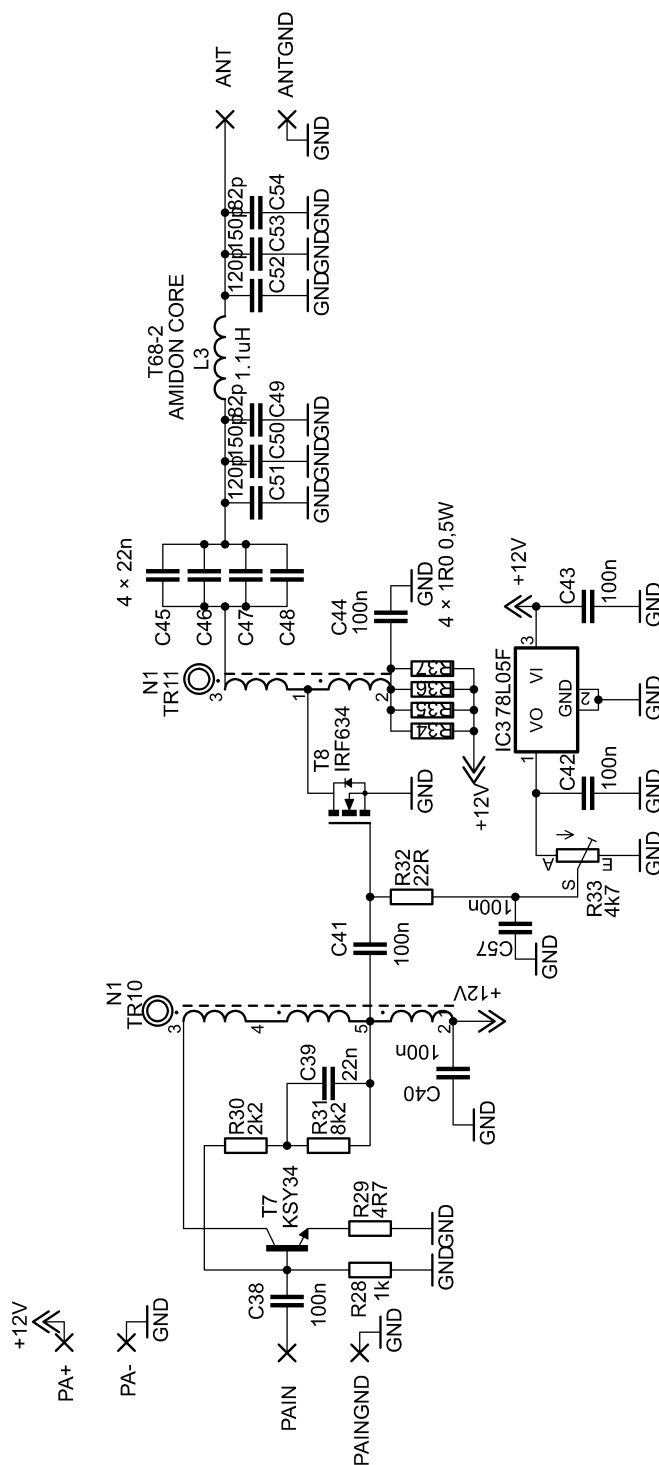
Tranzistor T6 představuje KSY34, ten obvod proudově posiluje.

Pracovní rezistor R25 v kolektoru tranzistoru T5 se volí s ohledem na požadovaný napěťový přenos. Pro maximální rozkmit výstupního napětí, tak aby nebyla žádná z půlperiod ořezaná, se toto napětí volí jako polovina U_{CC} . Taktéž i napětí na rezistoru R27 se volí s ohledem na maximální rozkmit napětí na výstupu. Rezistor R26 se volí s ohledem na pracovní třídu (pracovní třída A). Jako vazební kondenzátory zde slouží C35 a C37. Pro blokování napětí je použit kondenzátor C36.

4.6 Koncový stupeň

Těsně před anténním výstupem je zařazen koncový stupeň. Aby byl koncový stupeň naplno vybuzen, je zapotřebí použít budič s tranzistorem T7. Schéma celého celku koncového stupně je na obrázku 21.

Obr. 21. Schéma zapojení koncového stupně



4.6.1 Budič

Zesilovač s tranzistorem T7, jak jsem se již zmiňoval, byl doplněn z důvodu nedostatečného vybuzení koncového stupně. Bez něj bych dosahoval malého výstupního výkonu koncového stupně.

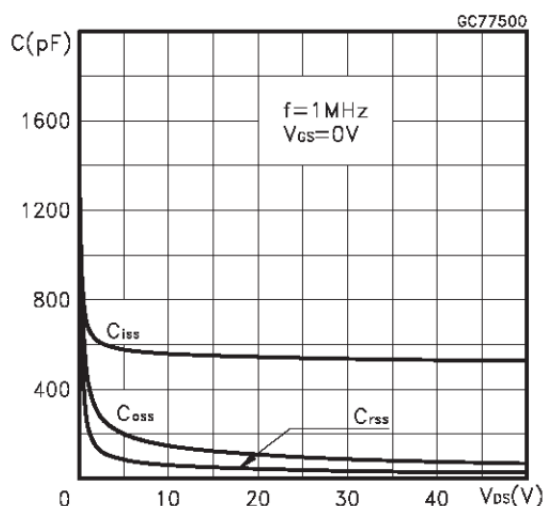
Tento zesilovač je osazen tranzistorem KSY34, který je uveden do pracovní třídy A. Emitorový rezistor R29 slouží jako záporná zpětná vazba a podílí se na zajištění teplotní stability a zvětšuje vstupní impedanci. Kondenzátor C39 umožňuje regulaci střídavé záporné zpětné vazby. To vede ke stabilitě zesílení tohoto zesilovače. TR10 (materiál N1, trifilárně navinuto 10 závitů, vodič 0.6 mm) je dynamická zátěž tranzistoru. Velikost impedance je závislá na změnách napětí a proudu. Poměr transformace napětí je 1:3. Transformace impedance je mocnina, tedy 1:9. Při očekávané hodnotě impedance 50 ohm nám vychází hodnota dynamické impedance na 450 ohm.

Jelikož je zesilovač nastaven na možné vyšší výstupní proudy, je nutno kompenzovat výkonové ztráty. Proto jsem tranzistor doplnil o chladič.

4.6.2 QRP Koncový stupeň vysílače 5W

Jako koncový tranzistor jsem použil zapojení s MOS-FETem IRF630. Jedná se o spínací tranzistor pro silové aplikace. Je tedy důležité si uvědomit, že se vyšší vstupní kapacita společně se vstupní impedancí podílí na dolní propusti. Po dosažení do vzorce pro dolní propust nám vychází při poklesu 3dB hodnota f_0 na přibližně 7 MHz. Důsledkem toho je nižší účinnost na vyšších kmitočtech, a tedy nutnost vyššího buzení koncového zesilovače pro dosažení potřebného výstupního výkonu v případě použití zesilovače na vyšších kmitočtech. Kapacita přechodu je také závislá na napětí U_{DS} . Tato závislost je zobrazená na obrázku 22.

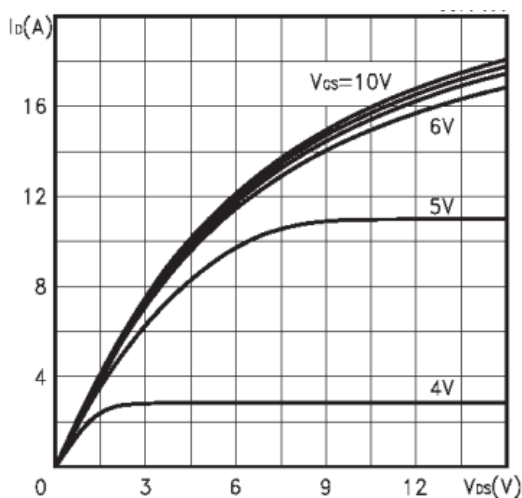
Obr. 22. Závislost vstupní kapacity C_{iss} na napětí V_{DS} (U_{DS})



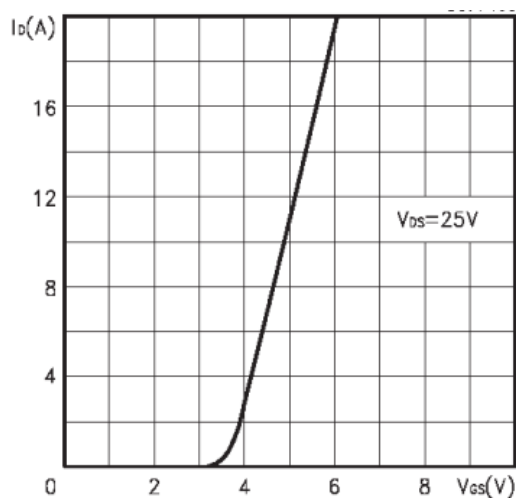
K nastavení pracovního bodu slouží napětí ze stabilizátoru IC3. To je přes dělič R33 a rezistor R32 přivedeno na Gate tranzistoru. Toto napětí blokuje kondenzátorem C57. Pracovní bod ovlivňuje pracovní třídu a výstupní výkon. Při příliš malém napětí je tranzistor uzavřen a výstupní výkon je značně omezený. Klidový pracovní proud jsem volil okolo 50mA což odpovídá pracovní nastavené pracovní třídě AB.

Následující grafy znázorňují výstupní charakteristiky a zpětně převodní charakteristiku stupně s IRF630. [8]

Obr. 23. Výstupní charakteristiky



Obr. 24. Zpětně převodní char.



Transformátor TR11 (toroidní jádro o průměr 10 mm, jádro z materiálu N1, 10 závitů navinutých bifilárně vodičem 3×0.4mm (každý z vodičů bifilárního vinutí je složen ze tří zkroucených izolovaných vodičů o průměru 0.4mm). Tento transformátor transformuje výstupní impedanci tranzistoru T8 na impedanci 50 ohmů.

Výstupní PÍ člunek (C49-54, L3) potlačení vyšších harmonických kmitotů. Jeho hodnoty součástek se vypočítají na stránce [10]
<http://www.qsl.net/wa2whv/radiocalcs.shtml>.

Cívka L3 je navinutá na železoprachovém jádře Amidon T68 – 2. Počet závitů se vypočítá na stránce [11]
http://www.changpuak.ch/electronics/amidon_toroid_calculator.php. Do internetové kalkulačky se zadá požadovaná indukčnost, velikost jádra (v našem případě T-68) a materiál (2). Program nám potom vypočítá, kolik závitů musíme navinout na jádro. Použil jsem 1 mm tlustý smaltovaný drát z důvodu vyšších výkonových nároků.

5 FINÁLNÍ KONSTRUKČNÍ ŘEŠENÍ

Vysílač je ve funkčním vzorku realizován na 4 samostatných oboustranných DPS. Pro vysokofrekvenční aplikace je nejvhodnější použít materiál dielektrika DPS FR4. Ten má nejlepší vlastnosti na vyšších frekvencích.

Při návrhu DPS jsem zohledňoval kritéria pro návrh vysokofrekvenčních zapojení. Zejména se to týká použití tloušťky spojů na tištěném spoji (páskové vedení), rozlévání mědi na obou stranách DPS z důvodů stínění. Nutno podotknout, že druhá strana DPS slouží výhradně jen jako stínění. Vhodné je také dodržovat zásady oddělení vstupů a výstupů bloku. Ty by se neměli nacházet blízko sebe. Špatně rozvržené součástky se mohou následně navzájem ovlivňovat a zapojení se může stát nestabilní.

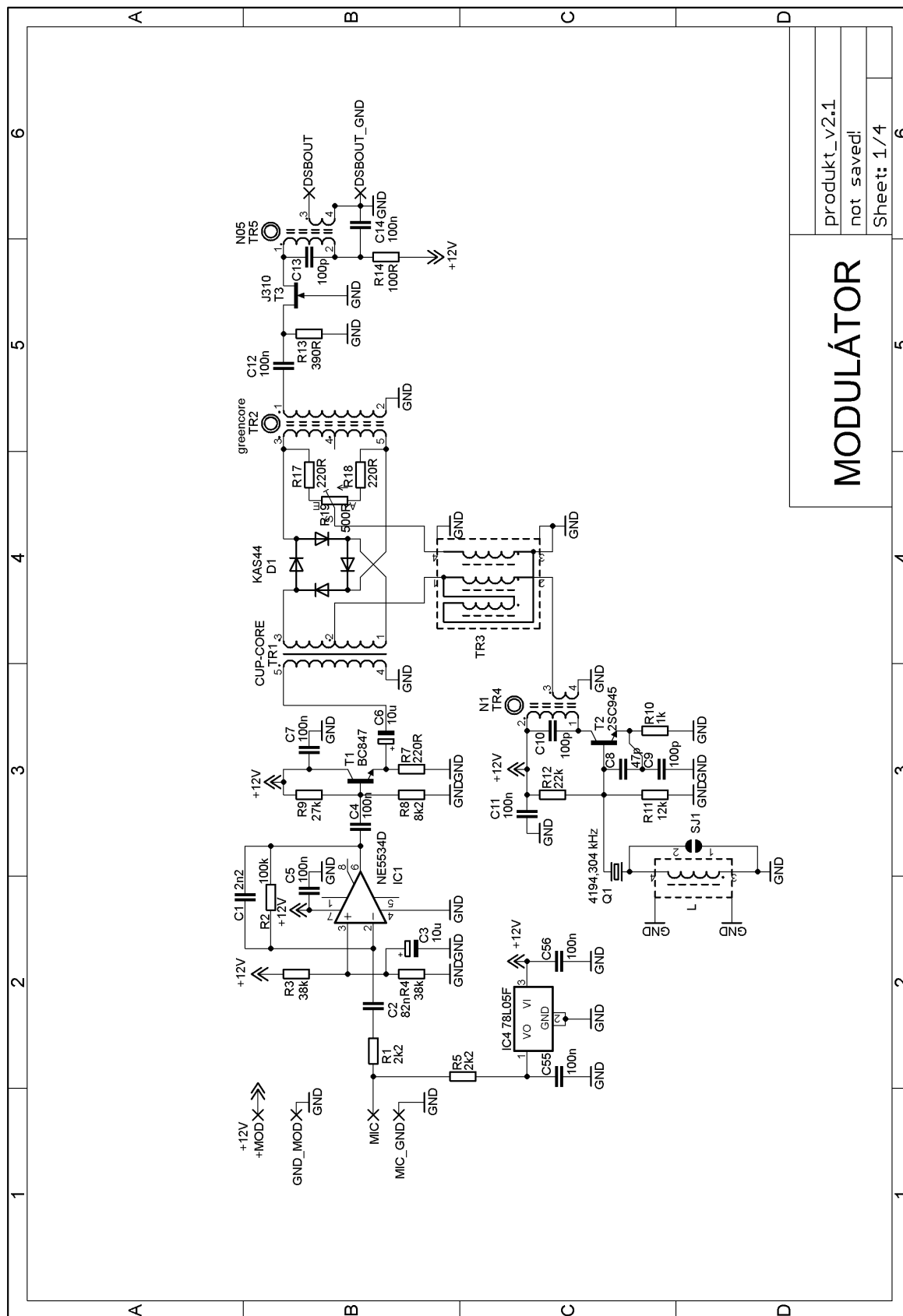
Každý blok je primárně stíněn pocínovaným plechem. Ten tvoří po obvodu desky plošného spoje krabičku. Při navrhování takového stínění jsem musel také uvažovat o servisovatelnosti vysílače. Ten se pak může v budoucnu různě vylepšovat. Například vylepšit krystalový filtr.

Celý vysílač je pak umístěn do konzole, která je umístěná v hlavní stíněné krabici spolu s přijímačem. Přijímač je umístěn ve spodním patře této krabice. Bloky jsou pak mezi sebou popropojovány koaxiálním kabelem RG174.

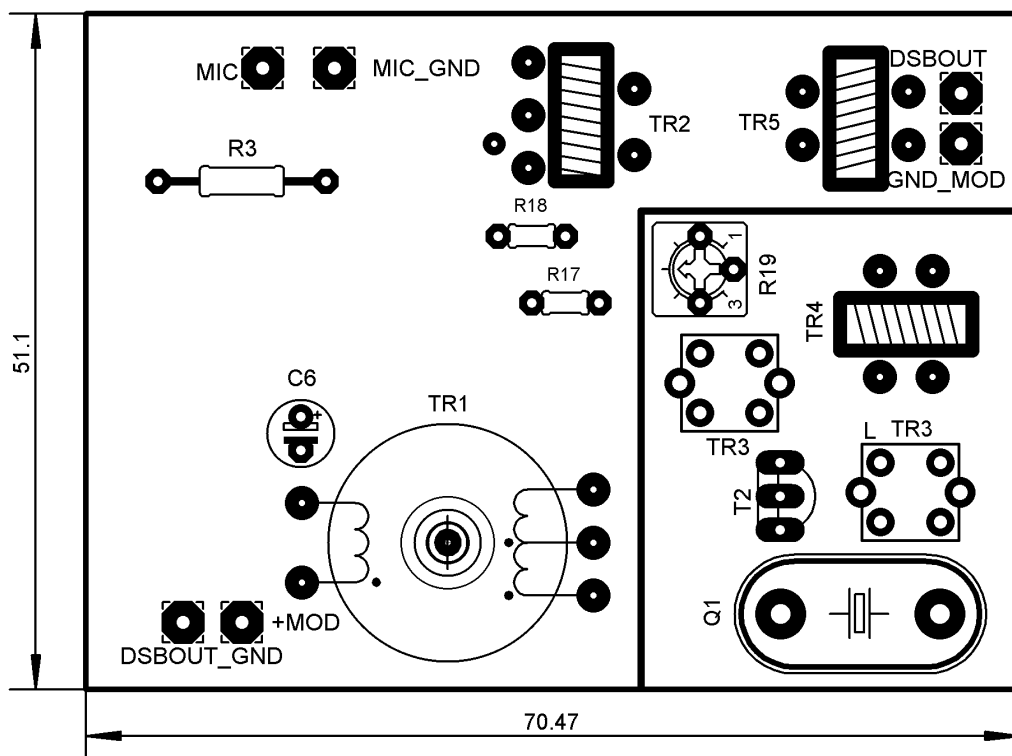
Na následujících stránkách uvedu kompletní schéma zapojení každé jednotlivé desky plošných spojů společně se vzorem plošného spoje (TOP, BOTTOM), osazovacím předpisem a v poslední řadě vrtacím předpisem.

5.1 MODULÁTOR

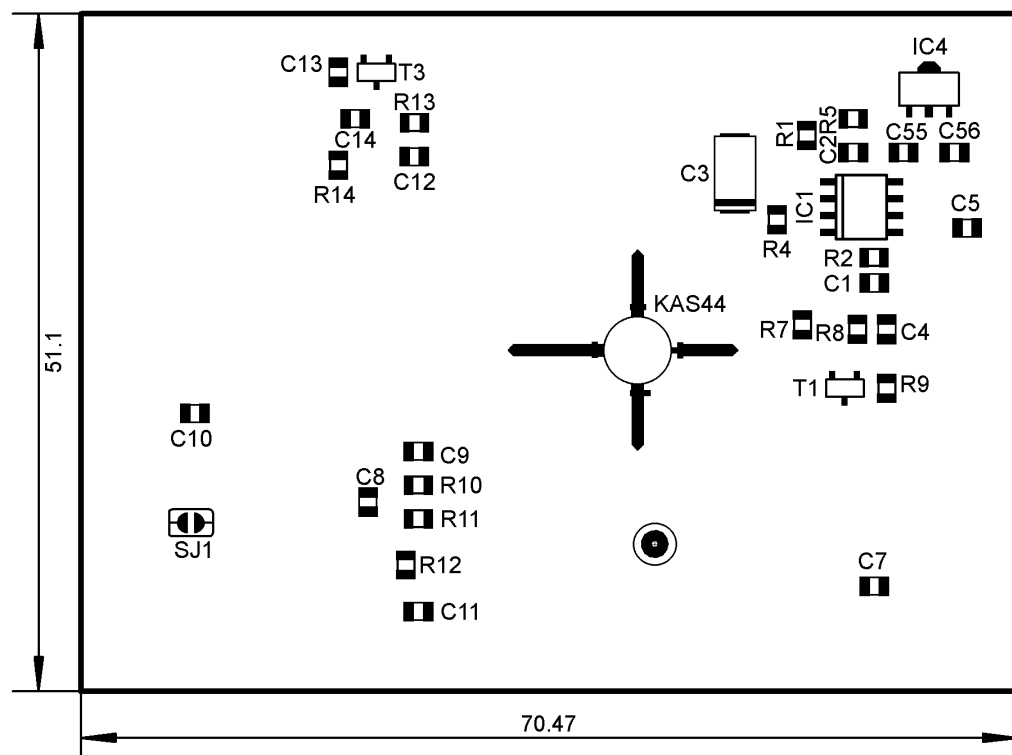
5.1.1 Schéma



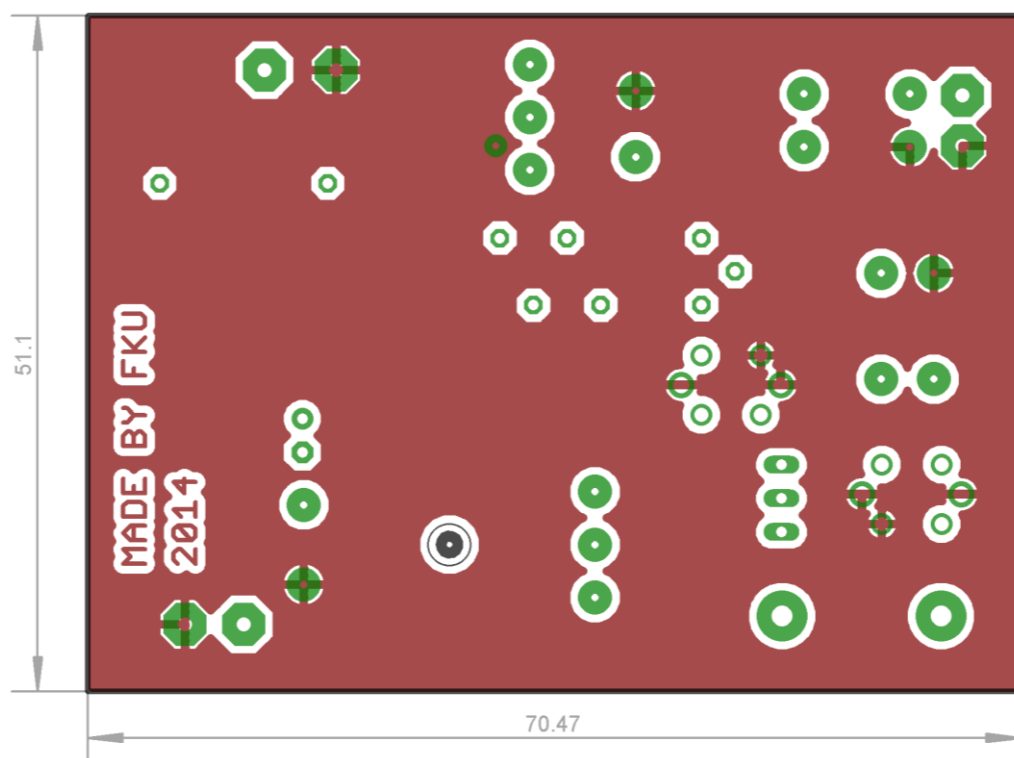
5.1.2 Výkres osazení součástek (vrchní strana DPS)



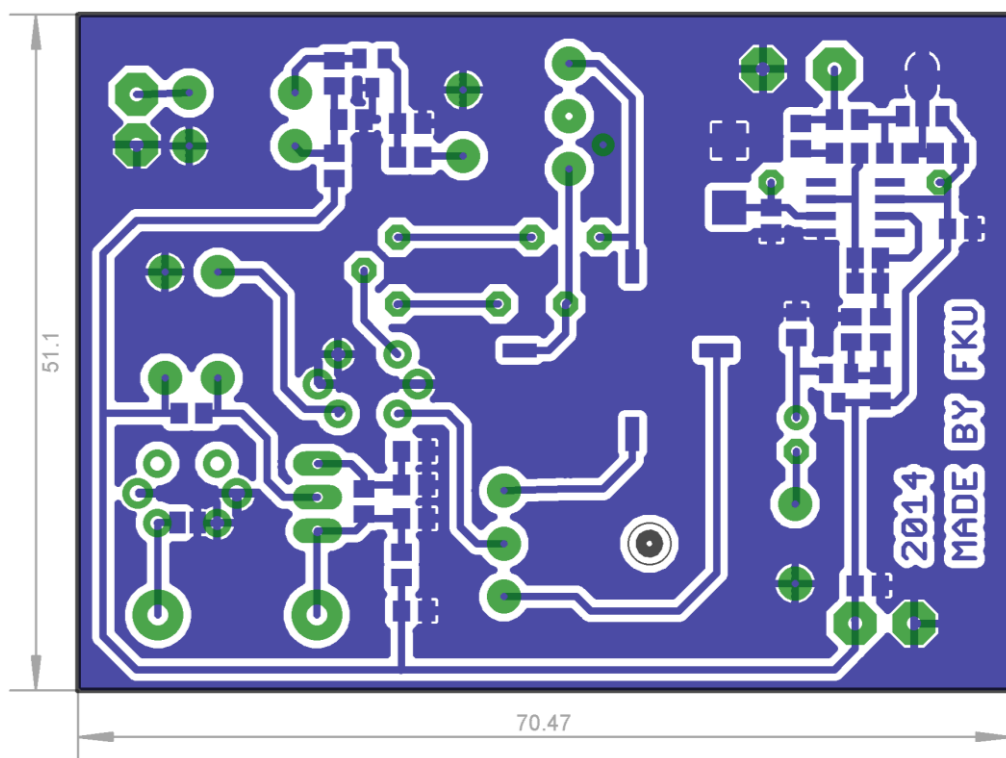
5.1.3 Výkres osazení součástek (spodní strana DPS)



5.1.4 Výkres plošného spoje (vrchní strana DPS)



5.1.5 Výkres plošného spoje (spodní strana DPS)

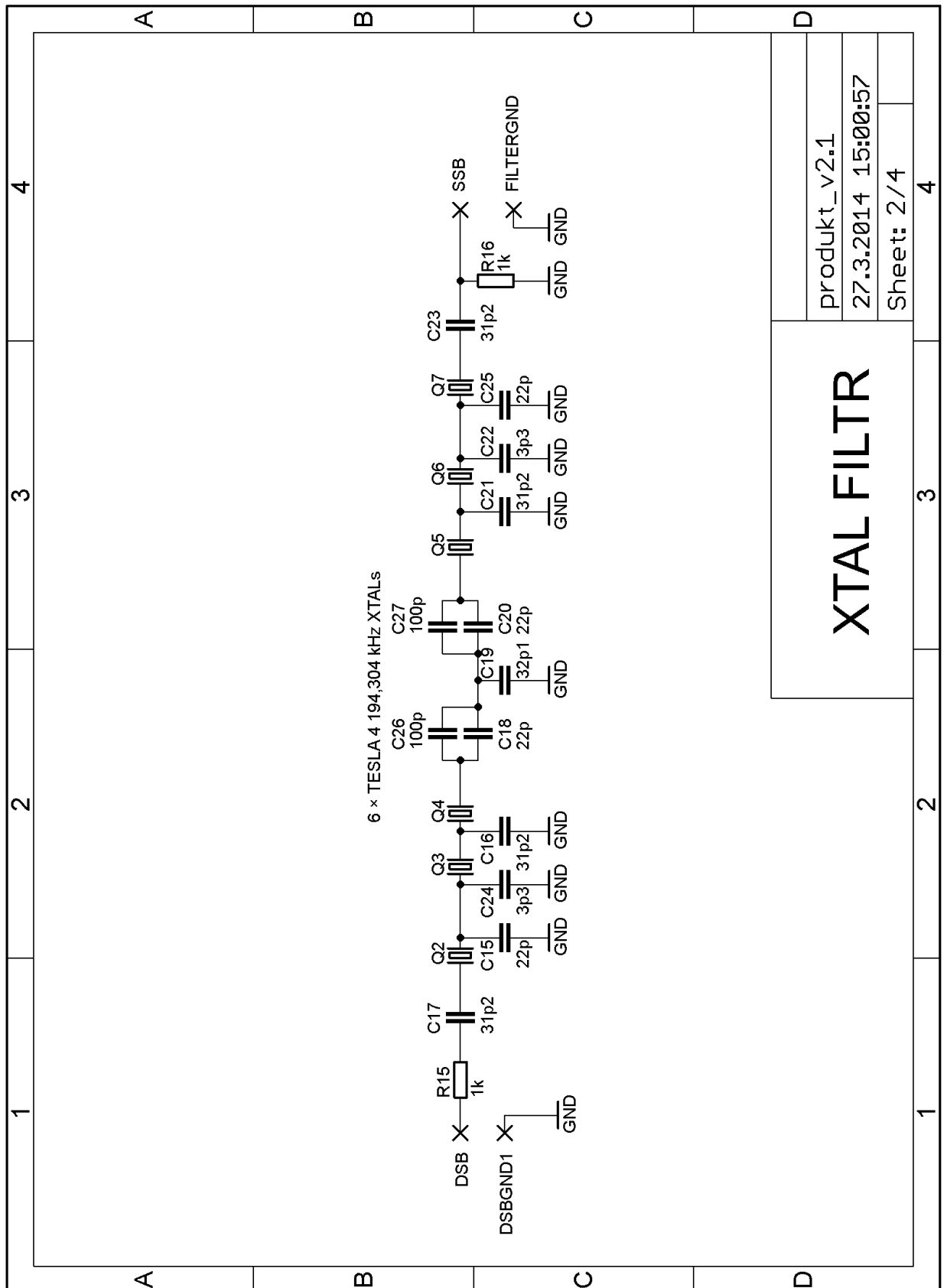


5.1.6 Seznam součástek

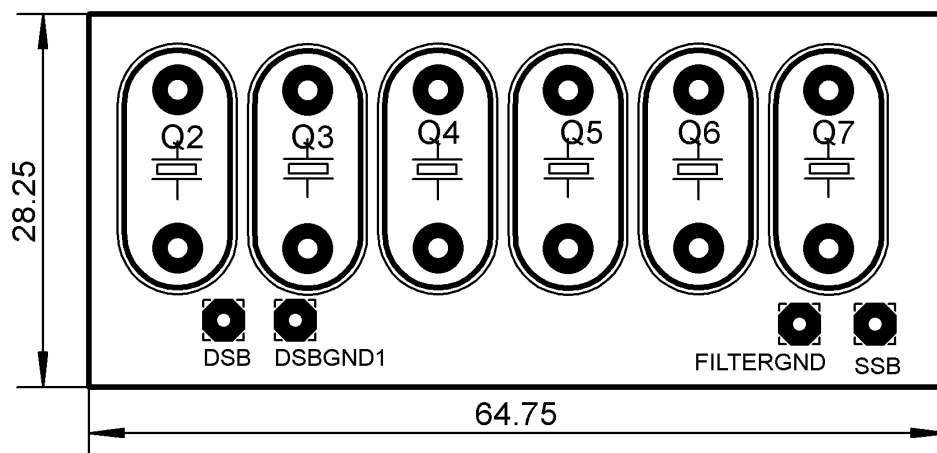
R12k2	C5 100n
R2100k	C6 10u/16V
R338k	C7 100n
R438k	C8 47p
R52k2	C9 100p
R7220R	C10 100p
R88k2	C11 100n
R927k	C12 100n
R101k	C13 100p
R1112k	C14 100n
R1222k	C55 100n
R13390R	C56 100n
R14100R	D1 KAS44
R17220R	T1 BC847
R18220R	T2 2SC945
R19500R (trim)	T3 J310
C12n2	IC1 NE5534D
C281n	IC4 78L05
C310u/16V	Q1 4.194,304 kHz
C4100n	Cívky – viz text

5.2 FILTR

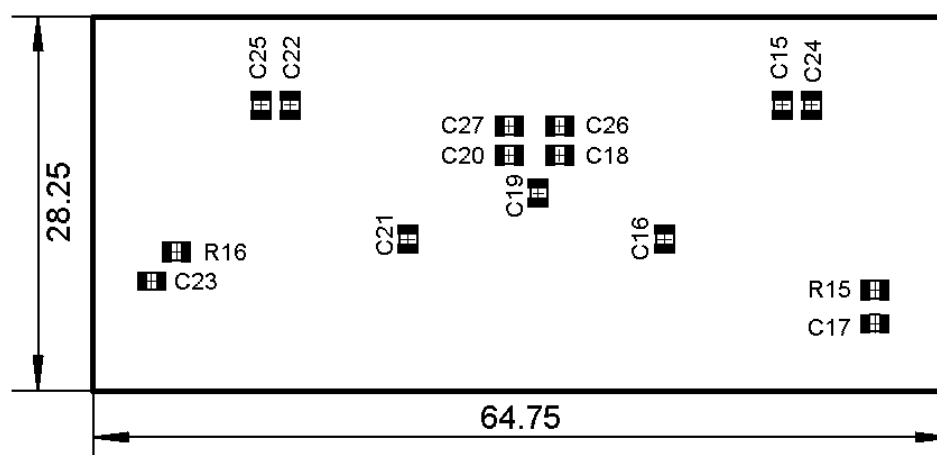
5.2.1 Schéma



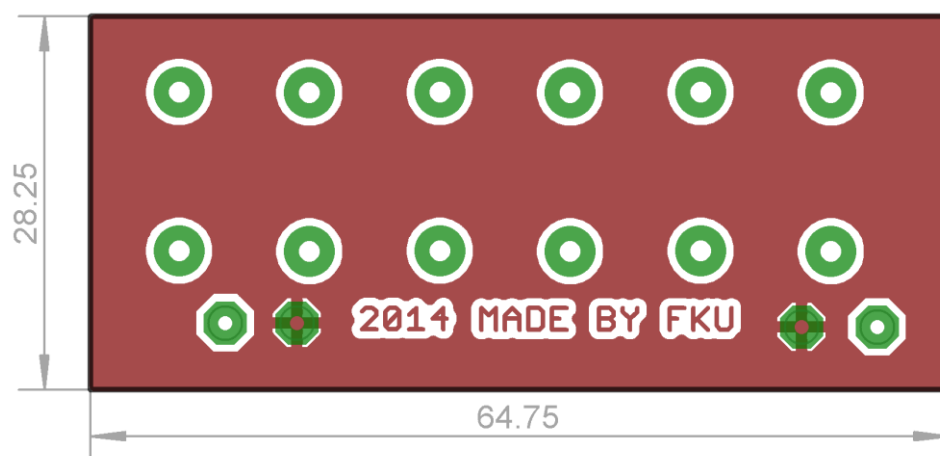
5.2.2 Výkres osazení součástek (vrchní strana DPS)



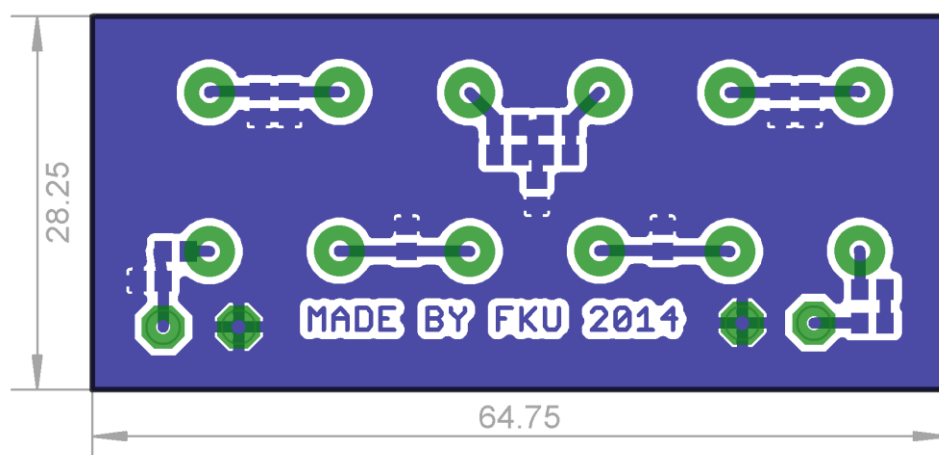
5.2.3 Výkres osazení součástek (spodní strana DPS)



5.2.4 Výkres plošného spoje (vrchní strana DPS)



5.2.5 Výkres plošného spoje (spodní strana DPS)



5.2.6 Seznam součástek

Q2.....4.194,304 kHz

Q3.....4.194,304 kHz

Q4.....4.194,304 kHz

Q5.....4.194,304 kHz

Q6.....4.194,304 kHz

Q7.....4.194,304 kHz

R151k

R161k

C1522p

C1631p2

C1731p2

C1822p

C1932p1

C2022p

C2131p2

C223p3

C2331p2

C243p3

C2522p

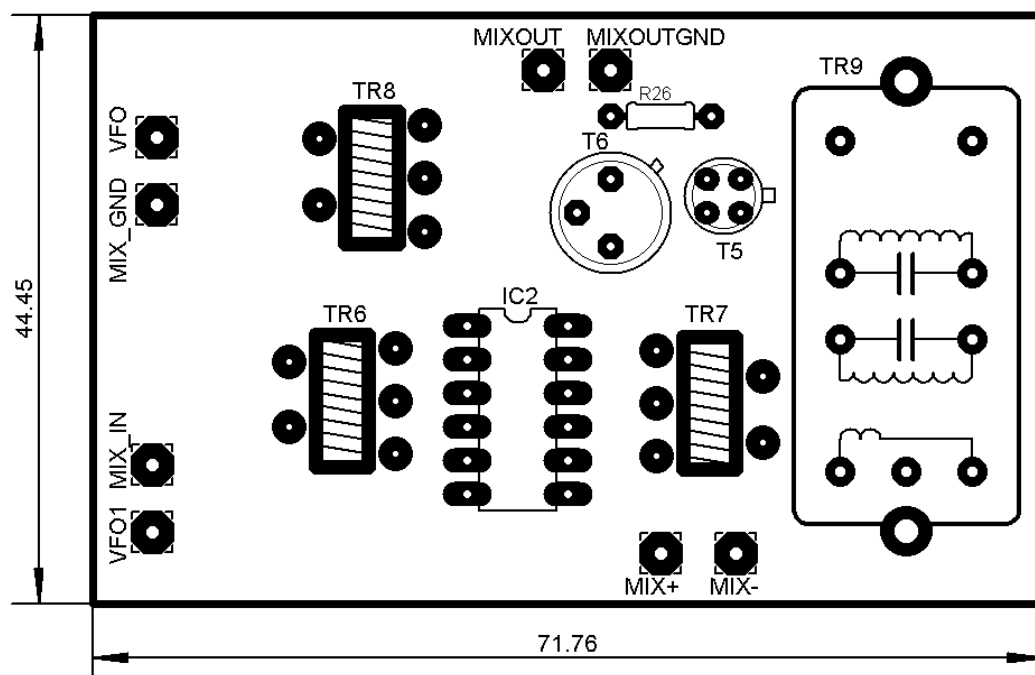
C26100p

C27100p

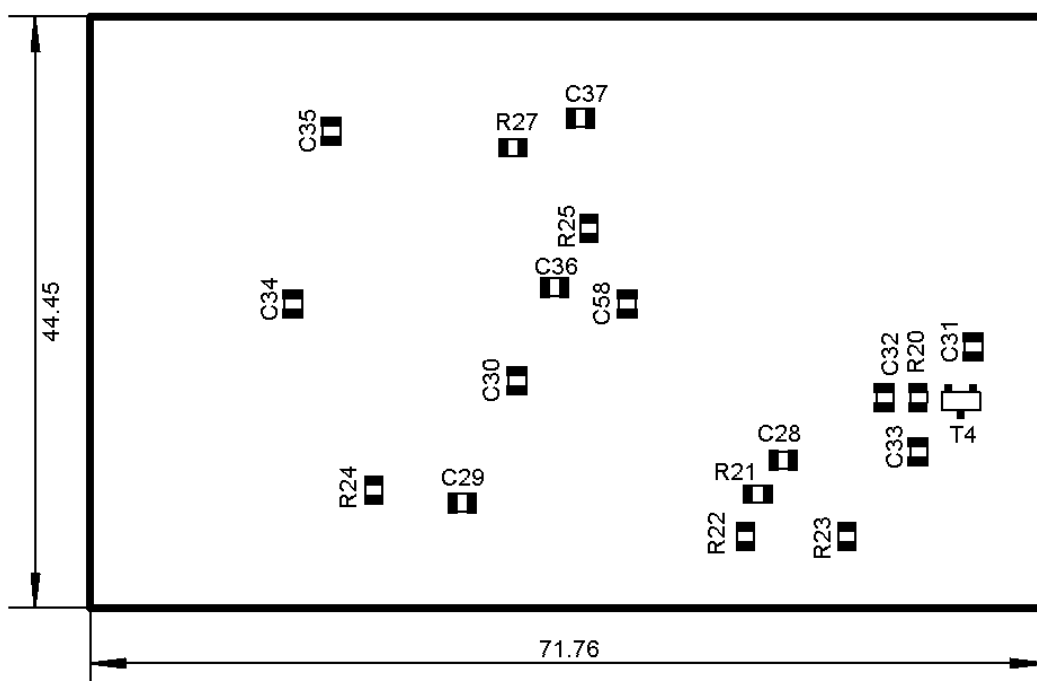
5.3.1 Schéma



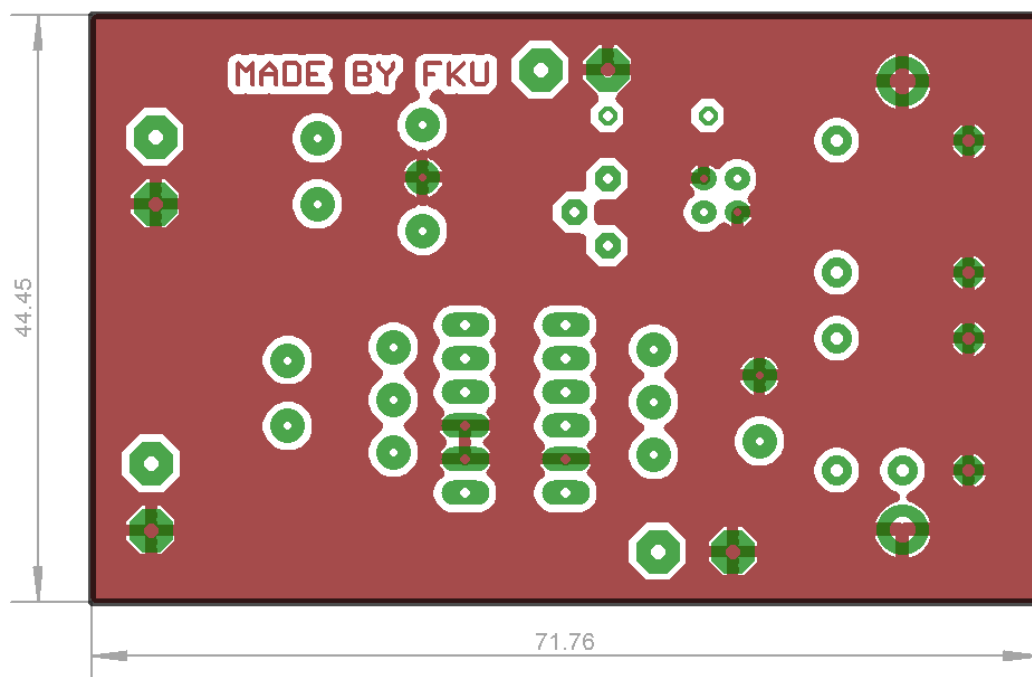
5.3.2 Výkres osazení součástek (vrchní strana DPS)



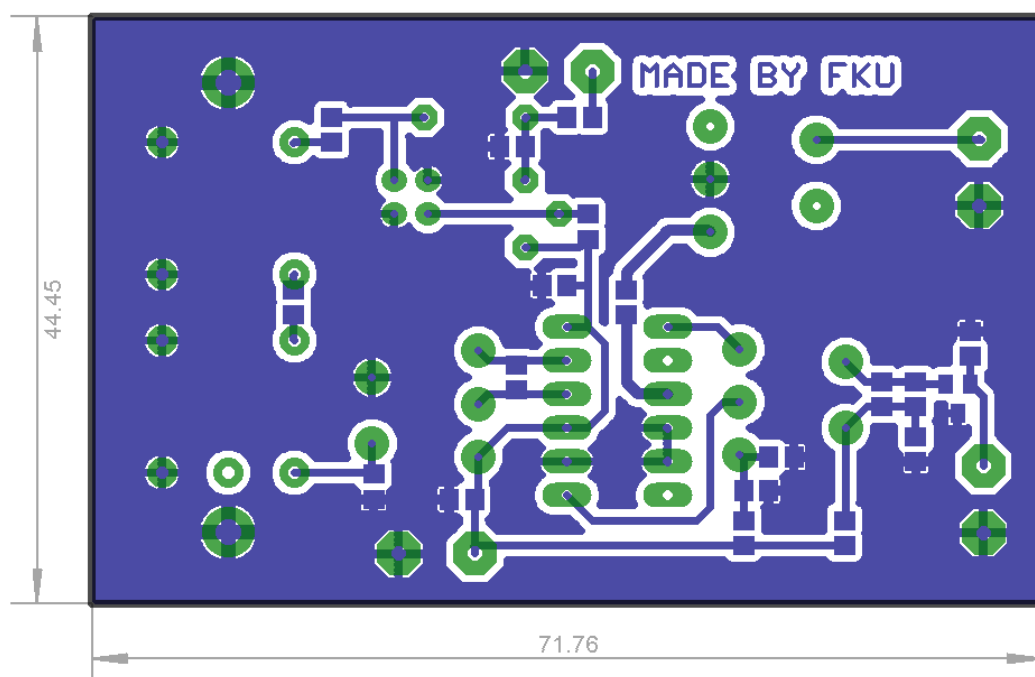
5.3.3 Výkres osazení součástek (spodní strana DPS)



5.3.4 Výkres plošného spoje (vrchní strana DPS)



5.3.5 Výkres plošného spoje (spodní strana DPS)

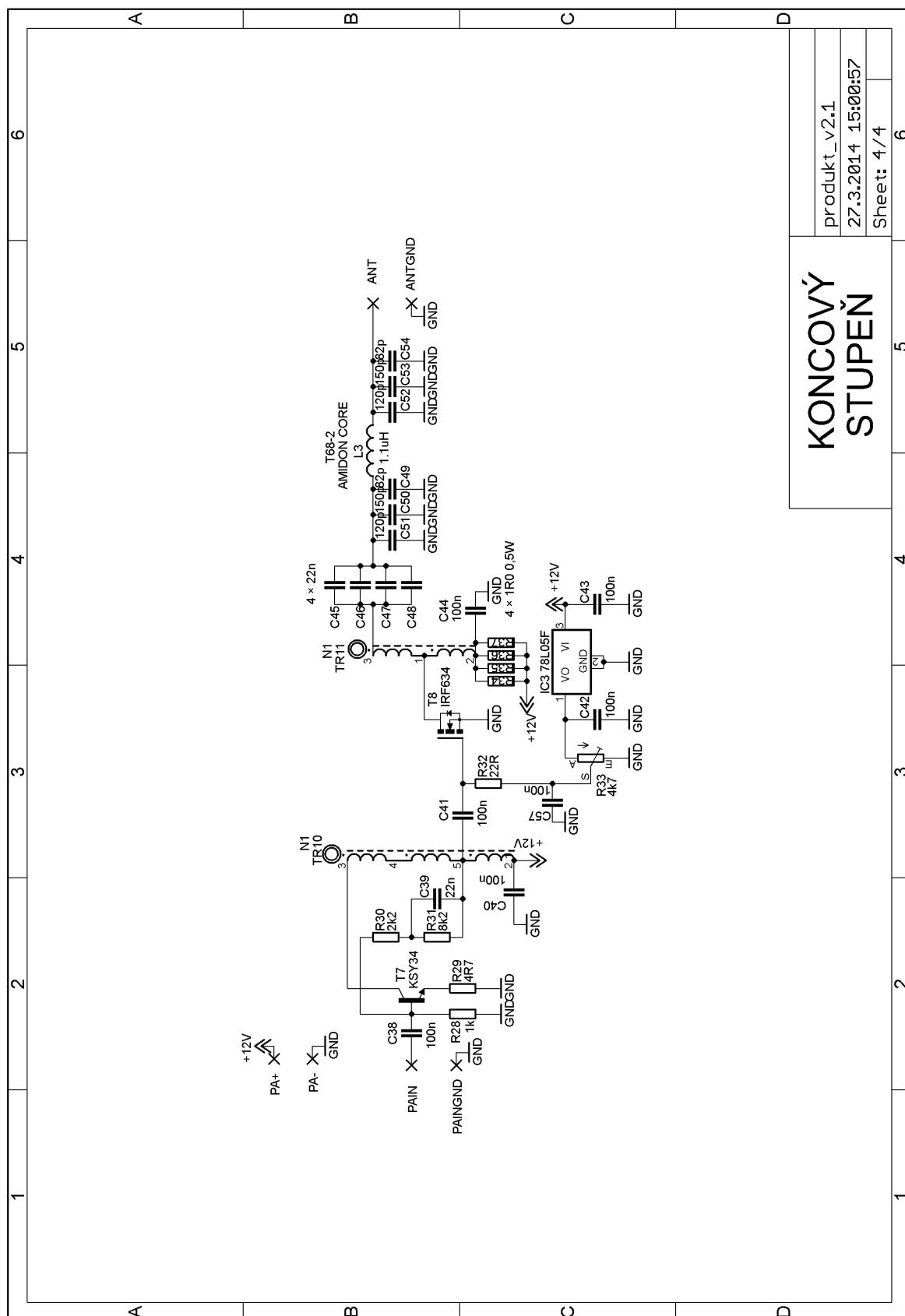


5.3.6 Seznam součástí

R20	3k3
R21	2k2
R22	1k
R23	100R
R24	120R
R25	1k
R26	68k
R27	470R
C28	100n
C29	100n
C30	100p
C31	4p7
C32	82p
C33	100n
C34	10n
C35	100n
C36	100n
C37	100n
C58	10n
IC2	MA3005 (MA3006)
T4	J310
T5	KF524
T6	KSY34
Cívky	– viz text

5.4 KONCOVÝ STUPEŇ

5.4.1 Schéma



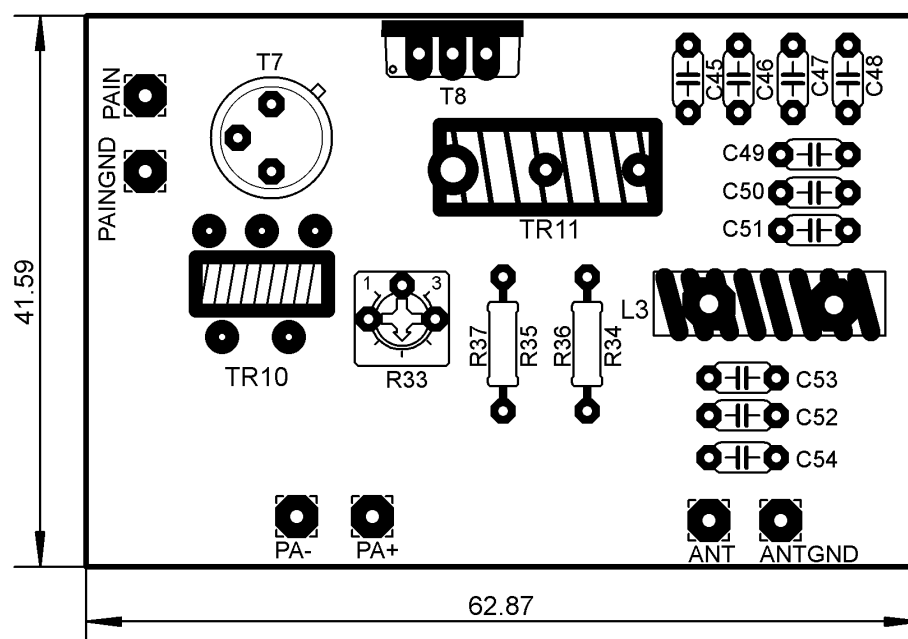
KONCOVÝ
STUPEŇ

produkt_v2.1

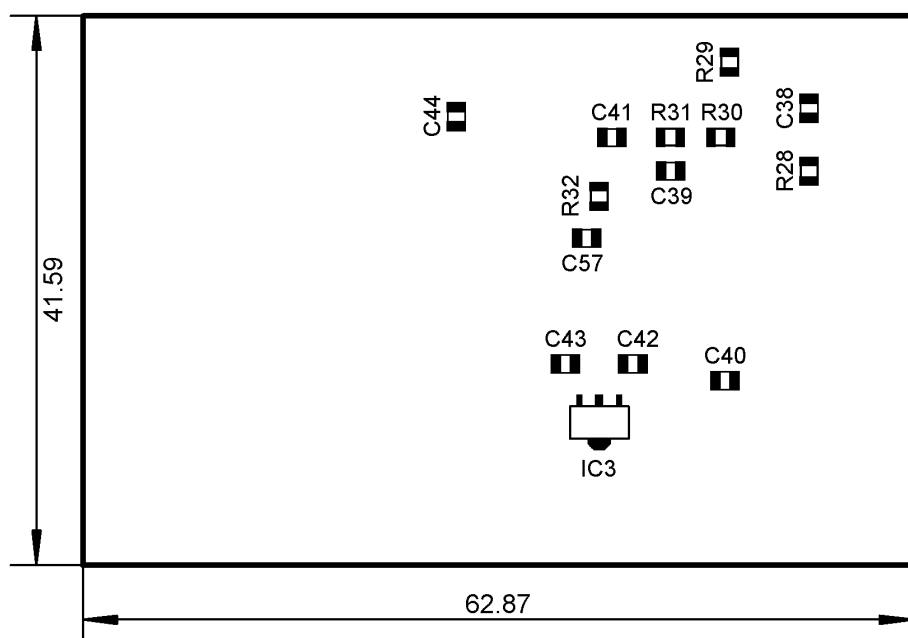
27.3.2014 15:00:57

Sheet: 4/4

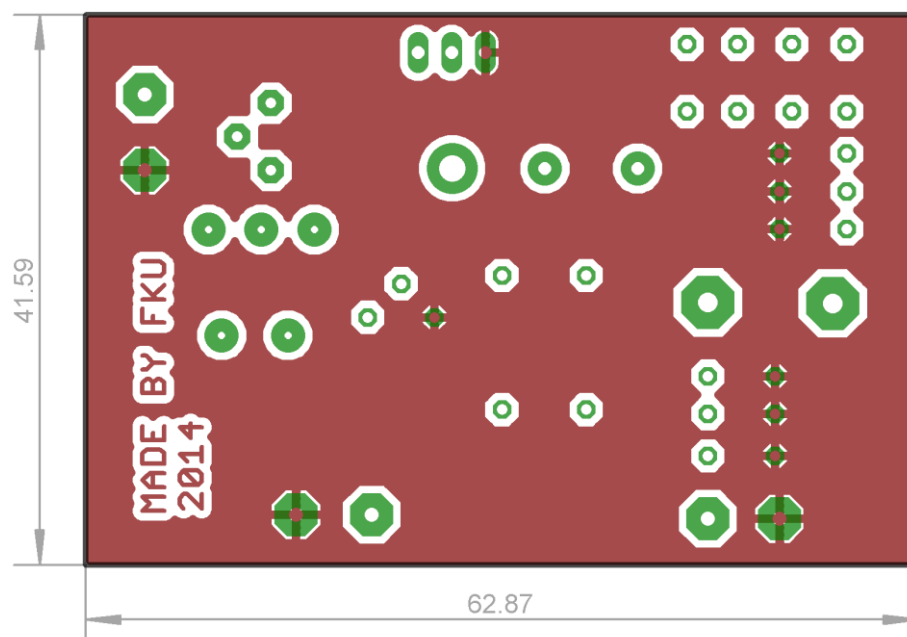
5.4.2 Výkres osazení součástek (vrchní strana DPS)



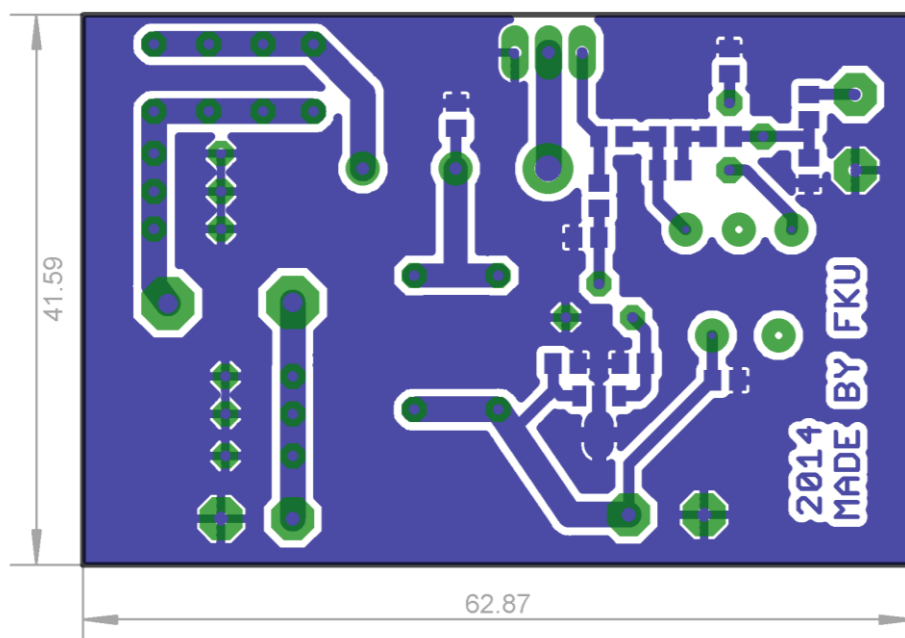
5.4.3 Výkres osazení součástek (spodní strana DPS)



5.4.4 Výkres plošného spoje (vrchní strana DPS)



5.4.5 Výkres plošného spoje (spodní strana DPS)



5.4.6 Seznam součástek

R28	1k
R29	4R7
R30	2k2
R31	8k2
R32	22R
R33	4k7 (trim)
R34, 35, 36, 37	1R0
C38	100n
C39	22n
C40, 41, 42, 43, 44	100n
C45, 46, 47, 48	22n
C49	82p
C50	150p
C51	120p
C52	120p
C53	150p
C54	82p
C57	100n
IC3	78L05
T7	KSY34
T8	IRF630 (IRF634)
Cívky – viz text	

6 ZÁVĚR

Celý vysílač byl odladěn dle mých představ. Díky odděleným blokům je lehce servisovatelný a upravitelný.

NF zesilovač je odladěn tak, že se ziskem 30 dB selektuje pásmo 300-2400 Hz. V modulátoru se vytváří DSB signál s přijatelným potlačením nosné vlny přibližně o 40 dB a po průchodu signálu filtrem vzniká správné postranní pásmo USB. To je je směšovači transpozicí pásma otočeno na LSB. Výstupní výkon koncového zesilovače je dle zadání kolem 5 W.

K návrhu a konstrukci filtru jsem nastudoval a následně použil internetovou kalkulačku. Filtr má přijatelné zvlnění a přechody mezi pass-band a stop-band, ovšem dal by se vylepšit použitím přesnějších krystalů a kondenzátorů.

V příloze A je nakreslen návrh celého vysílače. V příloze C je uvedena dokumentace pro přijímač, kde je obsaženo VFO.

7 SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.	Blokové schéma vysílače	10
Obr. 2.	Schéma zapojení NF předzesilovače	11
Obr. 3.	Zapojení NE5534	12
Obr. 4.	Zapojení 78L05	13
Obr. 5.	Zapojení BC847	14
Obr. 6.	Frekvenční spektrum signálu DSB s potlačenou nosnou vlnou [4]	14
Obr. 7.	Schéma zapojení kruhového balančního modulátoru.....	15
Obr. 8.	Zapojení KAS44.....	15
Obr. 9.	Zapojení J310.....	16
Obr. 10.	Zapojení Clappova osc.....	16
Obr. 11.	Schéma zapojení základního oscilátoru (BFO)	17
Obr. 12.	Ilustrační schéma zapojení příčkového krystalového filtru pro 6 krystalů	18
Obr. 13.	Náhradní zapojení krystalu	18
Obr. 14.	Testovací zapojení pro měření L_s , C_s a C_p	19
Obr. 15.	Frekvenční charakteristika při testovacím měření krystalu	20
Obr. 16.	Schéma příčkového krystalového filtru.....	21
Obr. 17.	Schéma zapojení směšovače.....	22
Obr. 18.	a, b: Vnitřní zapojení IO MA3005 (MA3006) a jeho pouzdro.....	23
Obr. 19.	Závislost zisku směšovače na napětí z oscilátoru (vlevo) a vliv vstupní nesymetrie na potlačení oscilátorového napětí na výstupu (vpravo).....	24
Obr. 20.	Výstupní širokopásmová propust TR9 (odkrytovaná).....	24
Obr. 21.	Schéma zapojení koncového stupně.....	26
Obr. 22.	Závislost vstupní kapacity C_{iss} na napětí V_{DS} (U_{DS})	27
Obr. 23.	Výstupní charakteristiky.....	28
Obr. 24.	Zpětně převodní char.....	28

8 SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY A STUDIJNÍCH MATERIÁLŮ

- 1 WIKIPEDIA. *Single-sideband modulation* [ONLINE]. [14.2.2014]. Dostupné na World Wide Web: <http://en.wikipedia.org/wiki/Single-sideband_modulation>.
- 2 *Simple Electret Microphone and Band-Pass Amplifier Circuit*. [ONLINE]. [21.2.2014]. Dostupné na World Wide Web: <<http://www.fiz-ix.com/2013/04/simple-electret-microphone-and-band-pass-amplifier-circuit/>>.
- 3 J. Čermák, J. Navrátil. *Tranzistorová technika*, 1. vyd. Praha: SNTL, 1967. 472 stran
- 4 *RF spectrum of DSB*. [ONLINE]. [17.3.2014]. Dostupné na World Wide Web: <http://ian.r.scott.tripod.com/images/80m_transceiver/80m_qr1.gif/>.
- 5 *Crystal parameters calculator*. [ONLINE]. [17.3.2014]. Dostupné na World Wide Web: <<http://www.giangrandi.ch/electronics/crystalfilters/xtaltest.html>>.
- 6 *Crystal ladder filter calculator*. [ONLINE]. [17.3.2014]. Dostupné na World Wide Web: <<http://www.giangrandi.ch/electronics/crystalfilters/xtalladder.html>>.
- 7 Tesla ROŽNOV. *TECHNICKÉ ZPRÁVY, INTEGROVANÉ OBVODY: Příklady použití vysokofrekvenčních lineárních obvodů MA3005, MA3006*
- 8 Datasheet. *IRF630*. [ONLINE]. [20.3.2014]. Dostupné na World Wide Web: <<http://www.gme.cz/img/cache/doc/213/033/irf630-datasheet-1.pdf>>.
- 9 Datasheet. *NE5534*. [ONLINE]. [20.3.2014]. Dostupné na World Wide Web: <<http://www.gme.cz/img/cache/doc/926/012/ne5534d-smd-datasheet-2.pdf>>.
- 10 Jim Hawkins. *PI Network Calculator*. [ONLINE]. [20.3.2014]. Dostupné na World Wide Web: <<http://www.qsl.net/wa2whv/radiocalcs.shtml>>.
- 11 *Amidon Toroid Calculator (Iron Powder)* [ONLINE]. [24.3.2014]. Dostupné na World Wide Web: <http://www.changpuak.ch/electronics/amidon_toroid_calculator.php>.