



**ČESKÉ VYSOKÉ  
UČENÍ TECHNICKÉ  
V PRAZE**

**F3**

**Fakulta elektrotechnická  
Katedra teorie obvodů**

**Bakalářská práce**

# **Detektor ultrazvuku - ultrazvukový konvertor**

**Miroslav Holeček**

**Komunikace, multimédia a elektronika, Komunikace a elektronika**

**Leden 2019**

**Vedoucí práce: Ing. Martin Pokorný, Ph.D.**



## Poděkování / Prohlášení

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu práce Ing. Martinu Pokornému Ph.D. za jeho cenné rady, připomínky a trpělivost. Také bych chtěl poděkovat své manželce Barboře za její bezmeznou podporu. V neposlední řadě musím poděkovat svému otci, za jeho čas, rady a podporu.

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 8. 1. 2019

.....

## Abstrakt / Abstract

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem koncepce konvertoru pro převod ultrazvukových signálů do slyšitelného pásma pomocí vývojových bloků. Předpokládá se využití bloků pro detekci ultrazvukových emisí elektrických výbojů a ultrazvukových projevů živočichů nebo jako součást systémů pro ultrazvuková měření, echolokaci a komunikaci. Dále práce obsahuje popis realizace a oživení vybraných obvodových bloků konvertoru ve formě vývojových vzorků. V závěru práce jsou srovnávány jejich funkce a dosažené parametry.

**Klíčová slova:** ultrazvukový konvertor; echolokace; detekce ultrazvukových emisí; ultrazvukové projevy živočichů; Weaverův demodulátor; kvadrurní směšovač.

This bachelor's thesis is focused on the design of the converter for transforming ultrasonic signals to audible range using several building blocks. It is expected, that these blocks will be used for detection of the ultrasonic emissions caused by electric discharge and for the detection of ultrasound emitted by the animals or as a part of the systems for ultrasonic measurement, echolocation and communication. Next part of this work is focused on the description of realization and the process of starting selected circuit blocks of the converter in the form of development samples. In the final part of the work the functions and parameters of the samples are compared.

**Keywords:** ultrasonic converter; echolocation; ultrasonic emission detection; ultrasound expression of animals; Weaver's demodulator; quadrature mixer.

**Title translation:** Ultrasound detector - converter

## / Obsah

<b>1 Úvod</b> .....	1
<b>2 Analogové modulace</b> .....	3
<b>3 Typy amplitudových modulací</b> .....	4
3.1 Amplitudová modulace (AM) ...	4
3.2 Modulace DSB .....	5
3.3 Modulace SSB .....	6
3.3.1 Filtrační metoda .....	7
3.3.2 Fázová metoda .....	7
3.3.3 Weaverova metoda .....	8
<b>4 Bloky konvertoru</b> .....	10
4.1 Vstupní předzesilovač a pásmová propust .....	11
4.2 Vstupní kvadraturní směšo- vač .....	12
4.3 Filtry typu dolní propust .....	14
4.4 Generátor kmitočtů .....	15
4.4.1 Děliče kmitočtu .....	16
4.4.2 Oscilátor s PLL (Phase Locked Loop) .....	17
4.5 Výstupní kvadraturní smě- šovač .....	17
4.6 Dolní propust a výstupní zesilovač .....	18
<b>5 Realizace bloků</b> .....	19
5.1 Vstupní kvadraturní směšo- vač .....	19
5.2 Filtry typu dolní propust .....	21
5.3 Generátor kmitočtů .....	23
5.4 Výstupní kvadraturní smě- šovač .....	26
5.5 Dolní propust a výstupní zesilovač .....	28
<b>6 Oživení bloků konvertoru</b> .....	30
6.1 Vstupní kvadraturní směšo- vač .....	30
6.2 Výstupní kvadraturní smě- šovač .....	31
6.3 Ostatní bloky .....	33
<b>7 Závěr</b> .....	34
<b>Literatura</b> .....	35
<b>A Zadání práce</b> .....	37
<b>B Bloky konvertoru</b> .....	39
<b>C Obsah přiloženého CD</b> .....	49

## / **Obrázky**

<b>1.1.</b>	Grafické znázornění funkce konvertoru .....	1
<b>3.1.</b>	Časový průběh signálu s modulací AM [1] .....	4
<b>3.2.</b>	Frekvenční spektrum signálu AM [1] .....	5
<b>3.3.</b>	Spektrum modulace DSB [1] .....	6
<b>3.4.</b>	Dolní postranní pásmo [1] .....	7
<b>3.5.</b>	Horní postranní pásmo [1] .....	7
<b>3.6.</b>	Vyvážený modulátor [2] .....	7
<b>3.7.</b>	Blokové schéma Fázové metody [1] .....	8
<b>3.8.</b>	Blokové schéma Weaverova modulátoru [1] .....	8
<b>4.1.</b>	Blokové schéma Weaverova demodulátoru .....	10
<b>4.2.</b>	Bloky Weaverova demodulátoru .....	11
<b>4.3.</b>	Vyšší harmonické [2] .....	11
<b>4.4.</b>	Principiální schéma vstupního směšovače [3] .....	12
<b>4.5.</b>	Výpočet parametrů multiplexoru [2] .....	13
<b>4.6.</b>	Vzorkování nosné vlny [4] .....	13
<b>4.7.</b>	Znázornění funkce dolní propusti [5] .....	14
<b>4.8.</b>	Příklad dolní propusti pro Weaverův demodulátor .....	15
<b>4.9.</b>	Blokové schéma generátoru kmitočtů .....	16
<b>4.10.</b>	Asynchronní zapojení děliče [5] .....	16
<b>4.11.</b>	Blokové schéma PLL .....	17
<b>4.12.</b>	Principiální schéma kvadraturního směšovače [3] .....	18
<b>5.1.</b>	Vstupní kvadraturní směšovač .	20
<b>5.2.</b>	Výpočet hodnot filtru pro 4kHz .....	21
<b>5.3.</b>	Filtry typu dolní propust .....	22
<b>5.4.</b>	Blokové schéma generátoru kmitočtů .....	23
<b>5.5.</b>	Generátor kmitočtů - část 1 ...	24
<b>5.6.</b>	Generátor kmitočtů - část 2 ...	25
<b>5.7.</b>	Výstupní kvadraturní směšovač .....	27

<b>5.8.</b> Dolní propust a výstupní zesilovač.....	29
<b>6.1.</b> Časové průběhy I a Q (stejnoseměrný vstup) .....	30
<b>6.2.</b> Časové průběhy I a Q (harmonický vstup) .....	31
<b>6.3.</b> Časový průběh výstupního kvadraturního směšovače (stejnoseměrný vstup).....	31
<b>6.4.</b> Časový průběh výstupního kvadraturního směšovače (harmonický vstup) .....	32
<b>6.5.</b> Spektrum výstupního signálu..	32
<b>6.6.</b> Obrazy nosného kmitočtu .....	33



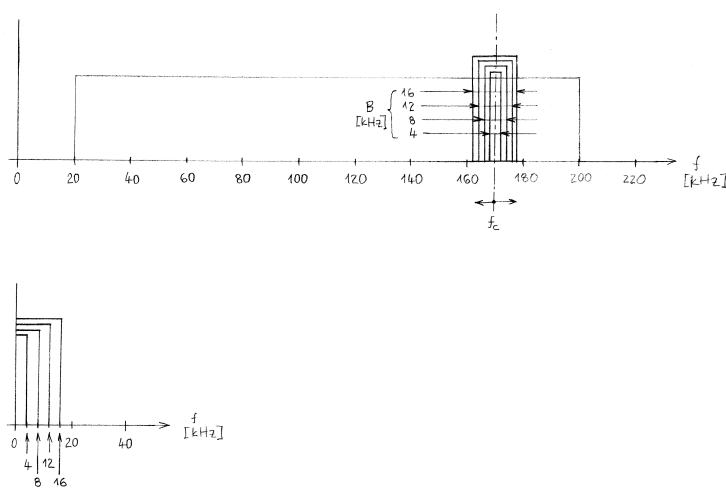


# Kapitola 1

## Úvod

Cílem bakalářské práce je navrhnout, realizovat a oživit konvertor pro převod ultrazvukových signálů (cca 20 až 200 kHz) pomocí obvodových bloků do slyšitelného pásma (cca 200 Hz až 15kHz). Při realizaci je kladen důraz na možnost použití vývojových bloků například při výuce nebo v dalších projektech. Po konzultaci s vedoucím bakalářské práce mi bylo doporučeno realizovat posun pásma pomocí Weaverova demodulátoru, a to v analogovém provedení a v modulové koncepci (jako pět jednotlivých bloků). Vstupní kvadraturní směšovač, generátor kmitočtů, LP filtr, výstupní kvadraturní směšovač a filtr a nízkofrekvenční zesilovač. Předpokládá se zpracování návrhu všech pěti bloků, přičemž je možné realizovat pouze bloky vstupního a výstupního směšovače. Vzhledem ke zpracování tématu v bakalářských pracích z minulých let jsem přistoupil k realizaci všech bloků s tím, že největší důraz bude kladen na vstupní a výstupní směšovač.

Funkcí konvertoru je umožnit přesun vybrané části ultrazvukového pásma o definované šířce do slyšitelného pásma. A k tomu je třeba mít možnost nastavit střední kmitočet přesouvaného úseku a šířku úseku přesouvaného pásma. Střední kmitočet pásma je v zadání určen v rozsahu 20kHz až 200 kHz a šířka přesouvaného úseku je zvolena po skocích 4-8-12-16 kHz. Na obrázku 1.1 můžeme vidět grafické znázornění zadání. Konvertor vyřízne část spektra ultrazvukového signálu podle zvolené šířky pásma, kterou přesune do akustického pásma se stejnou zvolenou šířkou pásma.



**Obrázek 1.1.** Grafické znázornění funkce konvertoru ve spektrální oblasti

Konvertor lze využít pro detekci elektrických výbojů - sršení na vysokonapěťových izolátorech, k detekci ultrazvuku emitovaného živočichy – netopýři, hlodavci, případně jako přijímací část ultrazvukového sonaru nebo zařízení pro přenos analogových signálů či dat prostřednictvím ultrazvuku – komunikace.

Pro realizaci je zvolena modulová koncepce. Díky tomu bude možné používat různé provedení bloků, doplňovat již vyrobené bloky či postupně vyvíjet vhodnější řešení. Zároveň díky modulové koncepci bude možné využití nejen pro převod signálů z ultrazvukové oblasti do slyšitelného spektra, ale i v opačném směru. To lze využít především pro účely vysílací části ultrazvukových měřicích či komunikačních systémů. Předpokládané využití je také možné ve výuce, kde modulová koncepce umožní použít moduly konvertoru i pro jiné účely.

Kmitočtový posun ultrazvukového signálu je možné řešit s využitím směšovačů resp. demodulátorů. Proto jsem se nejprve zaměřil na typy amplitudových modulací. Dále uvádím stručný popis metod SSB modulace, kde se zaměřuji podrobněji na Weaverovu metodu. V další části provádím teoretický rozbor bloků Weaverova modulátoru (demodulátoru), kde je stručně vysvětlena funkce jednotlivých bloků. Dále představuji konkrétní realizaci jednotlivých bloků. V závěru práce uvádím některé naměřené průběhy z oživených bloků.

## Kapitola 2

### Analogové modulace

Analogové modulace jsou modulační metody používané v komunikacích, nejčastěji pro přenos informací. Jsou charakteristické tím, že modulovaný signál je v čase i v amplitudě spojitý. Během modulace i demodulace je signál analogový, a proto je vhodnější pro přenos analogových dat jako například hlasového signálu. Zprvu se používaly především v rozhlasovém a následně televizním vysílání, avšak dnes je nahrazeny modulace digitální. U analogových modulací modulujeme některý z parametrů spojitě harmonické vysokofrekvenční nosné vlny nízkofrekvenčním modulačním signálem  $m(t)$ . Modulační signál má charakter napětí nebo proudu, zde budeme uvádět signál napěťový.

$$u_c(t) = U_c \cos(2\pi f_c t) \quad (1)$$

Měníme-li okamžitou amplitudu, jedná se o modulaci amplitudovou (AM). Ta obsahuje ve frekvenčním spektru jen ty frekvenční složky, které odpovídají jednotlivým složkám modulačního signálu, a proto patří do kategorie lineárních modulací. Pokud se ale mění okamžitá fáze, přičemž amplituda zůstává konstantní, vytváří se tzv. úhlové modulace, které patří do kategorie nelineárních modulací. V jejich frekvenčním spektru jsou jak jejich harmonické, tak i vzájemné intermodulační produkty. Mezi tyto modulace patří například frekvenční modulace nebo fázová modulace. U frekvenční modulace je okamžitá odchylka úhlové modulované nosné vlny vůči frekvenci nedomulované nosné vlny úměrná modulačnímu signálu a u fázové modulace je okamžitá odchylka fáze modulované nosné vlny vůči fázi nedomulované nosné vlny úměrná modulačnímu signálu.[1]

Nyní se podrobněji podíváme na některé typy amplitudových modulací.

# Kapitola 3

## Typy amplitudových modulací

### 3.1 Amplitudová modulace (AM)

Modulace s oběma postranními pásmy a nepotlačenou nosnou vlnou se nazývá Amplitudová modulace a značíme ji zkratkou (AM). Nyní budeme předpokládat, že nosná vlna  $u_c(t)$  a modulační signál  $m(t)$  jsou kosinusové a jsou vyjádřeny vztahem

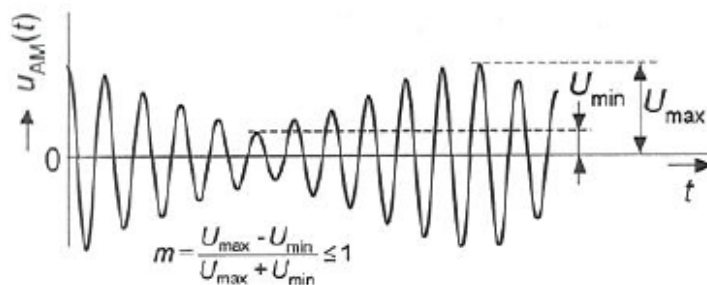
$$m(t) = U_m \cos(2\pi f_m t) \quad (1)$$

$$u_c(t) = U_c \cos(2\pi f_c t). \quad (2)$$

Amplitudovou modulaci můžeme definovat jako modulaci, kde se okamžitá amplituda modulované nosné vlny mění okolo své střední hodnoty  $U_c$  lineárně s modulačním signálem  $m(t)$ . Časový průběh je dán relací

$$u_{AM}(t) = [U_c + U_m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t) = U_c [1 + m_a \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t). \quad (3)$$

Abychom předešli přemodulování, je potřeba splňovat podmínku  $0 \leq m_a \leq 1$ . Veličina  $m_a$  je index amplitudové modulace (někdy taktéž hloubka modulace) a je dán vztahem  $m_a = U_m/U_c$  a často se udává v procentech  $m_a = m_a * 100\%$ . Hloubku modulace lze v praxi také vyjádřit pomocí maximální a minimální amplitudy časového signálu s modulací, jak je znázorněno na obrázku 3.1.

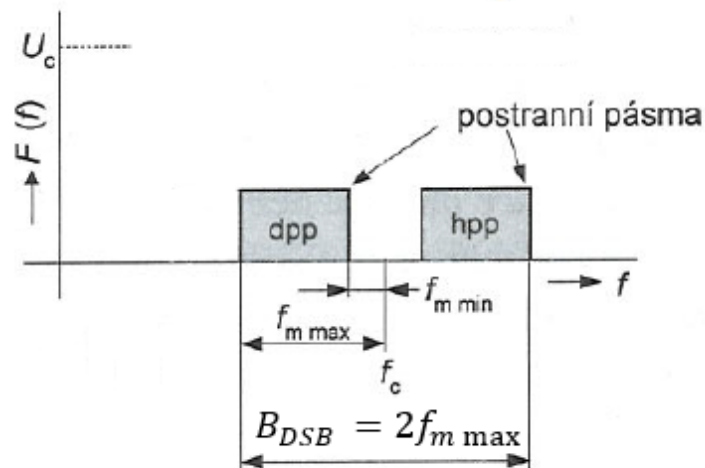


**Obrázek 3.1.** Časový průběh signálu s modulací AM

Zde vidíme časový průběh signálu s modulací AM při modulaci jednoduchým harmonickým signálem. Abychom předešli zkreslení, musí být zároveň splněna podmínka  $f_c \gg f_{mMAX}$ , kde frekvence nosné vlny  $f_{mMAX}$  musí být mnohem větší než nejvyšší modulační frekvence  $f_c$ . To nám zajistí, že bude obálka modulovaného signálu shodná s modulačním průběhem. Při modulaci jednoduchého harmonického signálu se časový průběh dle vztahu (3) roznásobí a upraví do tvaru

$$u_{DSB}(t) = U_c \cos(2\pi f_c t) U_m \cos(2\pi f_m t) = \frac{U_c U_m}{2} \cos 2\pi(f_c + f_m)t. \quad (4)$$

Nyní si můžeme všimnout, že frekvenční spektrum  $F_{AM}(f)$  se skládá z nosné vlny o amplitudě  $U_c$  a ze dvou postranních složek o amplitudách  $U_m/2 = (m_a U_c)/2$  ležících symetricky kolem nosné vlny ve vzdálenostech  $f_{MIN} = f_{MAX} - f_m$  (obrázek 3.2). Zde předpokládáme stejnou úroveň frekvenčních složek, a proto mají spektrální složky stejnou amplitudu. Běžně však bývá amplitudové spektrum nerovnoměrně rozloženo. Šířka pásma  $AM$  kanálu se vypočítá jako dvojnásobek maximální modulační frekvence  $B_{AM} = 2f_{mMAX}$ .



**Obrázek 3.2.** Frekvenční spektrum signálu AM

Pokud budeme uvažovat maximální přípustnou hloubku modulační  $m(a) = 100\%$ , bude podíl nosné vlny právě  $2/3$  celkového výkonu modulovaného signálu. S vyšším indexem modulační se dokonce podíl nosné vlny na výkonu ještě zvyšuje. Díky tomu je AM modulační energeticky náročná, protože podíl užitečné informace na celkovém výkonu se pohybuje jen do 30%. Proto se také přistupuje k dalším typům AM modulační, kde se tento nedostatek částečně kompenzuje potlačením nosné vlny či postranního pásma.[1]

## 3.2 Modulační DSB

Dalším typem amplitudových modulačních je amplitudová modulační s oběma postranními pásmy značenou DSB (Double Side Band). Ta se dělí na další varianty podle toho, zda má zcela potlačenou nosnou vlnu DSB – SC (Suppressed Carrier) nebo jen částečně DSRC (Double Sideband Reduced Carrier). Dle zvyklostí budeme modulační se zcela potlačenou nosnou vlnou značit zkratkou DSB.

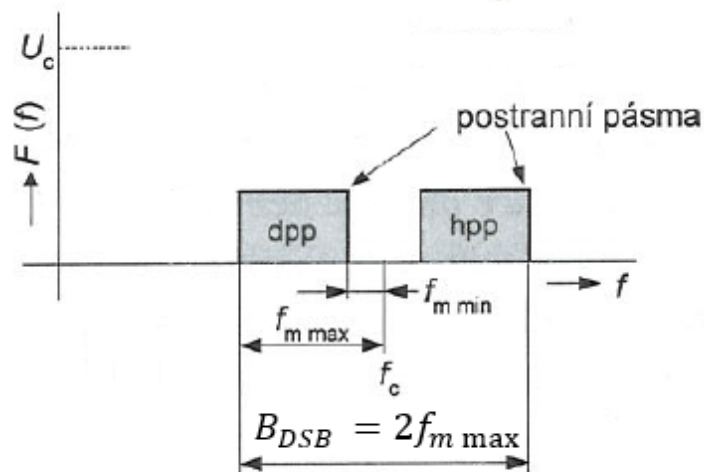
U modulační AM se velká část přenášené informace skládá z determinovaného signálu nosné vlny, a proto již od počátku radiové komunikace byly snahy o její potlačení. Modulační DSB se nejnázne docílí prostým vynásobením nosné vlny  $u_c(t)$  a modulačního signálu  $m(t)$ . (5)

$$u_{DSB}(t) = U_c(t)m(t) = U_c \cos(2\pi f_c t)m(t) \quad (5)$$

Pakliže je signál  $m(t)$  periodický, lze ho vyjádřit jako součet harmonických složek s frekvencí  $f_m$ . Tím lze získat signál DSB ve tvaru součtu párů frekvenčních složek, kde pro  $m$ -tou složku platí

$$u_{DSB}(t) = \frac{U_c U_m}{2} \cos 2\pi(f_c + f_m)t + \frac{U_c U_m}{2} \cos 2\pi(f_c - f_m)t \quad (6)$$

Na vztahu (6) si můžeme všimnout, že DSB signál bude mít podobné spektrum jako modulace AM s tím rozdílem, že bude chybět potlačená nosná vlna. Zároveň je ale patrné, že se šířka pásma oproti modulaci AM nezmění a bude dána stejným vztahem  $B_{DSB} = 2f_{mMAX}$ . Výhoda modulace DSB však spočívá v tom, že při hloubce modulace  $m = 100\%$  a při stejném výkonu vysílače, je výkon oproti modulaci AM v postranních pásmech 3krát větší. A pokud signál demodulujeme synchronně, docílíme i 3krát větší poměr signál/šum za detektorem přijímače.



Obrázek 3.3. Spektrum modulace DSB

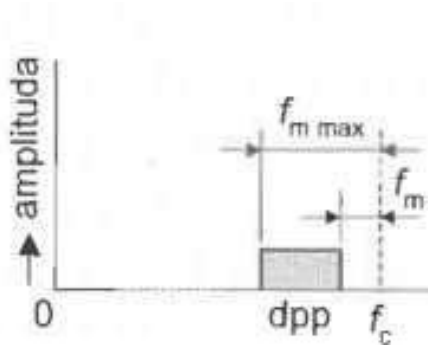
Popsané výhody jsou však vykoupeny složitějšími obvody demodulátoru přijímače. Protože jsme odfiltrovali nosnou vlnu, musíme demodulátoru dodat referenční nemodulovanou nosnou vlnu, která musí být v dokonalé frekvenční a fázové koherenci s potlačenou nosnou vlnou modulátoru. Pro usnadnění přesné synchronizace se někdy na vysílači vysílá malý vzorek původní nosné vlny, který je následně použit pro rekonstrukci nosné vlny. [1]

### 3.3 Modulace SSB

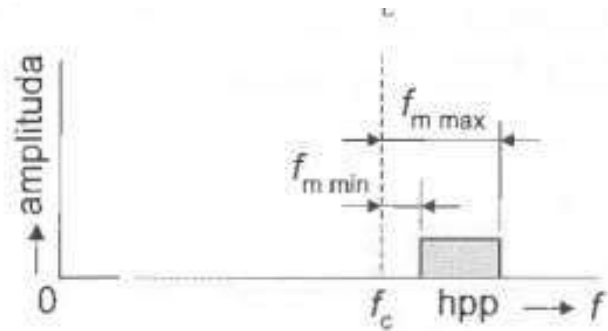
Třetím základním typem amplitudové modulace je amplitudová modulace s jedním postranním pásmem SSB (Single Side Band). Protože přenášené informace jsou stejné v obou postranních pásmech, odstraní se kromě nosné vlny buď horní pásmo (hpp) nebo pásmo dolní (dpp). Existují tedy dva možné způsoby přenosu, jak je znázorněno na obrázcích 3.4 ; 3.5 .

Na první pohled si můžeme všimnout, že SSB modulace řeší hned dvě nevýhody klasické AM modulace. A to, že se přenáší jen užitečný signál a zužuje se i šířka vř pásma. Výkon signálu je při hloubce modulace  $m = 100\%$  trojnásobný jako u modulace DSB, ale zároveň si vystačí s poloviční šířkou pásma  $B_{SSB} = f_{mMAX}$ . Stejně jako u DSB modulace musíme rekonstruovat nosnou vlnu. Není ale nutné, aby byla nosná vlna v obvyklých aplikacích ve fázové koherenci s vlnou potlačenou. Dokonce ani dokonalá frekvenční koherence není nezbytná. [1]

Nyní si popíšeme funkci tří základních metod pro SSB modulaci.



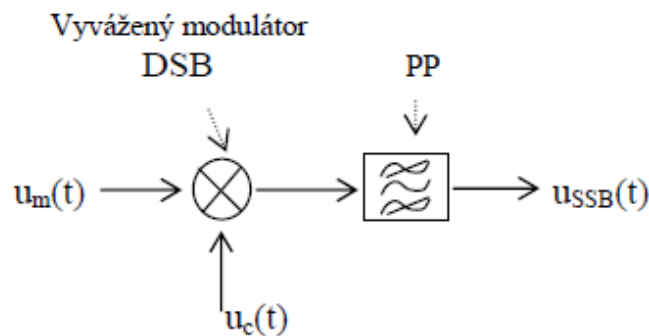
Obrázek 3.4. Dolní postranní pásmo



Obrázek 3.5. Horní postranní pásmo

### 3.3.1 Filtrační metoda

Nejjednodušší metodou je filtrační metoda. Ta se skládá z vyváženého modulátoru DSB a z pásmové propusti. Na vstup tedy přivádíme nízkofrekvenční modulační signál a nosnou vlnu. Po DSB modulaci signál přivádíme na strmou pásmovou propust, kde filtrujeme jedno ze dvou postranních pásem dle zvolené propusti 3.6.

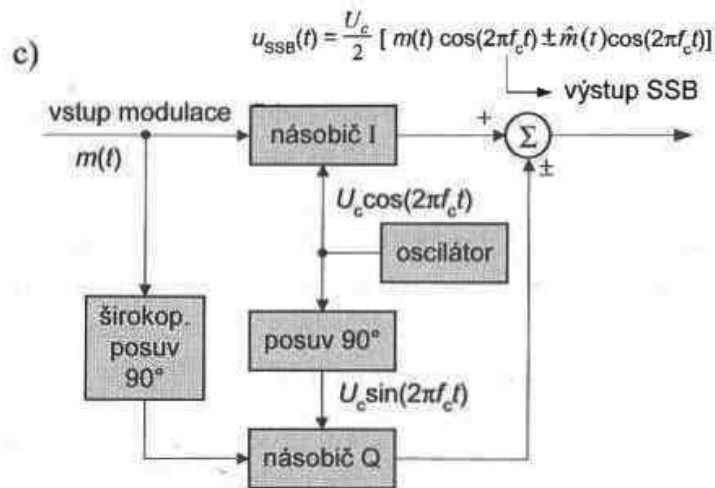


Obrázek 3.6. Vyvážený modulátor

Největšími nevýhodami těchto řešení jsou velké nároky na parametry filtru. Je totiž žádoucí, aby přechod z propustného pásma byl co nejstrmější, tak aby nebyly potlačeny ani ty nejnižší modulační frekvence přenášeného pásma, a naopak aby nosná vlna a druhé pásmo byly co nejvíce utlumeny. Z tohoto důvodu se často filtrace provádí na relativně nízké frekvenci a poté se signál převádí ve směšovači na potřebnou výstupní frekvenci. [1][2]

### 3.3.2 Fázová metoda

Další metodou je fázová diskriminační metoda. Konstrukce je již složitější. Skládá se ze dvou násobičů, označovaných jako I a Q. Na násobič I se přivádí modulační signál a nosná vlna. Jak je již výše popsáno, tím nám vzniká signál jako po modulaci DSB. Na druhý násobič Q přivádíme taktéž modulační signál a nosnou vlnu, avšak obojí nejprve posuneme o  $90^\circ$ . Násobič Q uskutečňuje modulaci DSB jen s tím rozdílem, že právě jedna odpovídající si dvojice jejich postranních pásem je vždy vzájemně ve fázi a druhá v protifázi 3.7.



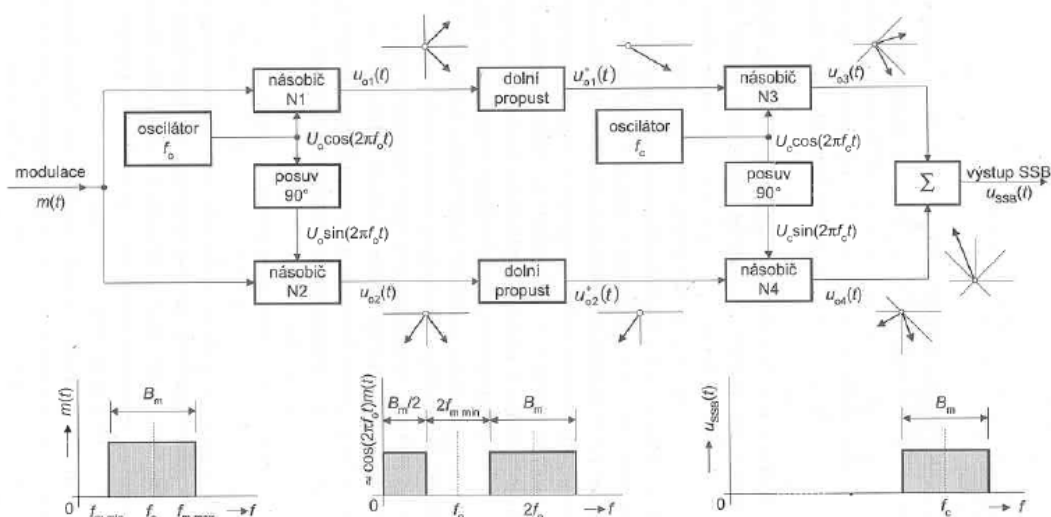
**Obrázek 3.7.** Blokové schéma Fázové metody

Pokud výstupní signály I a Q budeme sčítat nebo odčítat, získáme buď horní nebo dolní postranní pásmo. Oproti filtrační metodě se zde nemusí realizovat náročná pásmová propust, přesto je potřeba co nejpřesnější posuv o 90° v dolní větvi Q. Je kladen velký důraz na to, aby byl požadovaný posuv realizován v celém širokém pásmu modulačních frekvencí. Tento nedostatek se však dá kompenzovat tím, že fázově posunutý modulační signál budeme používat i pro větev I, přičemž musí platit vztah (7). [1]

$$a^\circ + b^\circ = 90^\circ. \quad (7)$$

### 3.3.3 Weaverova metoda

Třetí metoda SSB, nazývaná taktéž jako fázová metoda s dvojí modulací byla poprvé navržena D. K. Weaverem v padesátých letech. Na obrázku 3.8 můžeme vidět její blokové schéma.



**Obrázek 3.8.** Blokové schéma Weaverova modulátoru pro generaci signálu SSB

Vstupní signál  $m(t)$  je modulován na vhodně zvolenou nosnou vlnu  $f_0$ . Stejně jako ve filtrační metodě je zde schéma rozděleno na dvě větve. Na násobič větve I je přiveden



modulační signál a nosná vlna. Na násobič větve Q je přiveden modulační signál a nosná vlna, posunutá o  $90^\circ$ . Zároveň je třeba, aby kmitočet  $f_0$  byl roven polovině šířky pásma spektra modulačního signálu. Tím docílíme, že výsledný signál bude mít poloviční šířku pásma dolního postranního pásma (popř. horního postranního pásma).

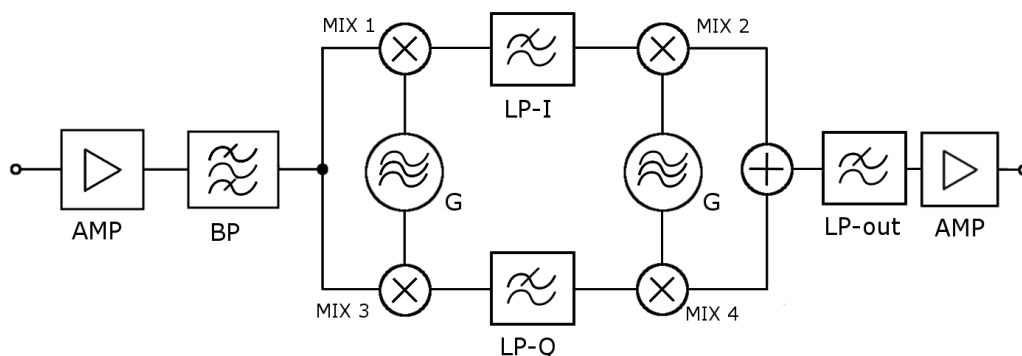
Následně jsou ve schématu umístěny filtry typu dolní propust, abychom odfiltrovali horní postranní pásmo a ponechali jen signál umístěný kolem nuly (obrázek 3.8). Po této filtraci je signál přiveden na násobič, kde se spektrum modulačního signálu rozloží kolem nosné vlny  $f_c$  z oscilátoru. Na závěr dochází k sečtení obou větví a vykompenzování nežádoucího postranního pásma. Volbu DPP a HPP je možno provádět záměnou sčítání za odčítání nebo prohozením nosných vln přiváděných na směšovače.

Weaverova metoda je obvodově poněkud složitější než metoda Filtrační resp. Fázová, avšak má oproti nim důležité přednosti. Oproti předchozí metodě zde nemusíme realizovat náročnou pásmovou propust a složité širokopásmové fázovače. Samozřejmě je to za cenu dvojího směšování a přísných požadavků na vyvážení modulátoru. Samozřejmě je také potřeba dostatečně potlačit postranní pásmo, které leží ve stejné poloze jako žádané postranní pásmo, aby nedocházelo k přeslechům. [1] [6]

## Kapitola 4

### Bloky konvertoru

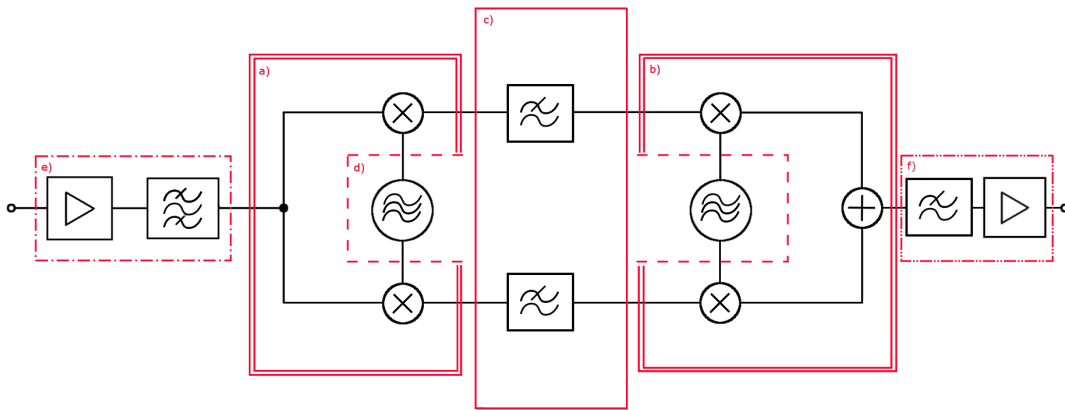
V předchozích kapitolách jsou popsány různé možnosti amplitudových modulací. Vzhledem k tomu, že požadované parametry a možnosti použití vývojových vzorků jsou s jednoduššími obvody jen těžko dosažitelné, realizují bloky pomocí třetí metody (Weaverova metoda). Zjednodušené blokové schéma konvertoru pomocí Weaverova demodulátoru je na obr 4.1.



**Obrázek 4.1.** Blokové schéma konvertoru pomocí Weaverova demodulátoru

Konvertor má být použitelný pro detekci ultrazvukových emisí elektrických výbojů a ultrazvukových projevů živočichů. Je tedy potřeba signál z ultrazvukových mikrofonů před samotným směřováním zesílit. Proto je zde zařazen zesilovač. Za ním následuje pásmová propust, která omezuje pásmo vstupního signálu, aby se vyšší kmitočty nesměšovaly s obrazy nosného kmitočtu. Dále signál násobíme se signálem z generátoru, přičemž větev Q se násobí signálem posunutým o  $90^\circ$ . Poté signály v každé větvi filtrujeme přes dolní propusti a následně je směřujeme se signálem z druhého generátoru. Nyní signály sečteme a získáme vyříznutou část spektra vstupního signálu frekvenčně posunutou do slyšitelného pásma. Na výstup ještě umístíme dolní propust s horním mezním kmitočtem odpovídající požadované šířce pásma B, a to s takovým potlačením, aby odstranila vyšší kmitočtové produkty vzniklé směřováním se zrcadlovými složkami nosné vlny vzniklými jejím vzorkováním.

V zadání mé bakalářské práce byl požadavek na řešení zadaného úkolu ve funkčních blocích, a to z důvodu širšího využití. Rozhodl jsem se rozdělit konvertor do pěti různých bloků dle jejich funkcí – vstupní kvadrurní směřovač, výstupní kvadrurní směřovač, dolní propusti pro větev I a Q, společný generátor kmitočtů pro vstupní i výstupní směřovač, vstupní zesilovač a pásmová propust a výstupní zesilovač a dolní propust. Rozdělení je zobrazeno na obrázku 4.2.

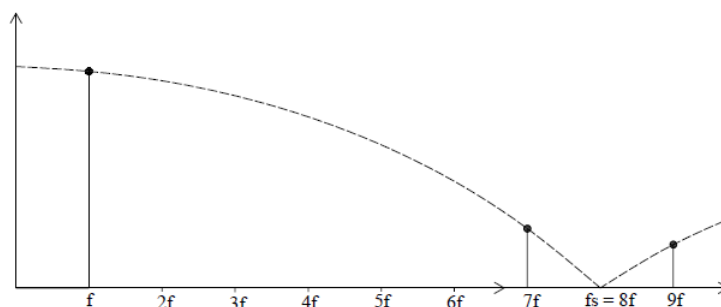


**Obrázek 4.2.** a) Vstupní kvadrurní směšovač b) Výstupní kvadrurní směšovač c) Dolní propusti pro větev I a Q d) Společný generátor kmitočtů e) Vstupní zesilovač a pásmová propust f) Dolní propust výstupní zesilovač

V následující části popíši funkce a princip jednotlivých bloků konvertoru.

## 4.1 Vstupní předzesilovač a pásmová propust

První blok v blokovém schématu je vstupní předzesilovač a pásmová propust. Vstupní předzesilovač zesiluje vstupní signál na potřebnou úroveň pro funkci prvního směšovače. V důsledku použitého vzorkování signálu oscilátoru nosného kmitočtu  $f_{vz} = 8 * f_{osc}$ , vznikají kromě nosné vlny i vyšší obrazy  $f_{obr} = 7 * f_{osc}, 9 * f_{osc}, 15 * f_{osc}, 17 * f_{osc}$  atd. (obrázek 4.3). Nejkritičtější je obraz  $f_{vz} = 7 * f_{osc}$ , protože tento kmitočet může zasahovat ještě do přijímaného pásma 20 kHz až 200 kHz. Obraz  $f_{osc}$  se následně může ve směšovači směšovat s částmi spektra. Proto je potřeba za zesilovač umístit pásmovou (popř. dolní) propust, aby nedošlo ke směšování s obrazy nosného kmitočtu. Protože se kmitočet oscilátoru mění v rozsahu 20 až 200 kHz, nebude vliv vyšších obrazů stejný pro všechny kmitočty. Je tedy třeba potlačit nežádoucí kmitočty pomocí filtru na vstupu celého konvertoru.



**Obrázek 4.3.** Vyšší harmonické

Příklad: pro nejnižší kmitočet  $f_{osc} = 20$  kHz bude  $f_{obr} = 7 * f_{osc} = 140$  kHz, což je kmitočet ve zpracovávaném pásmu. Dojde tedy ke konverzi signálů v okolí žádaného kmitočtu 20 kHz, ale také k parazitnímu příjmu signálů s kmitočtem v okolí 140 kHz. Tento problém lze vyřešit právě dolní propustí na vstupu konvertoru, kde například pro kmitočty  $f_{osc}$  20 kHz až 50 kHz omezíme horní zpracovávaný kmitočet např. na 75 kHz

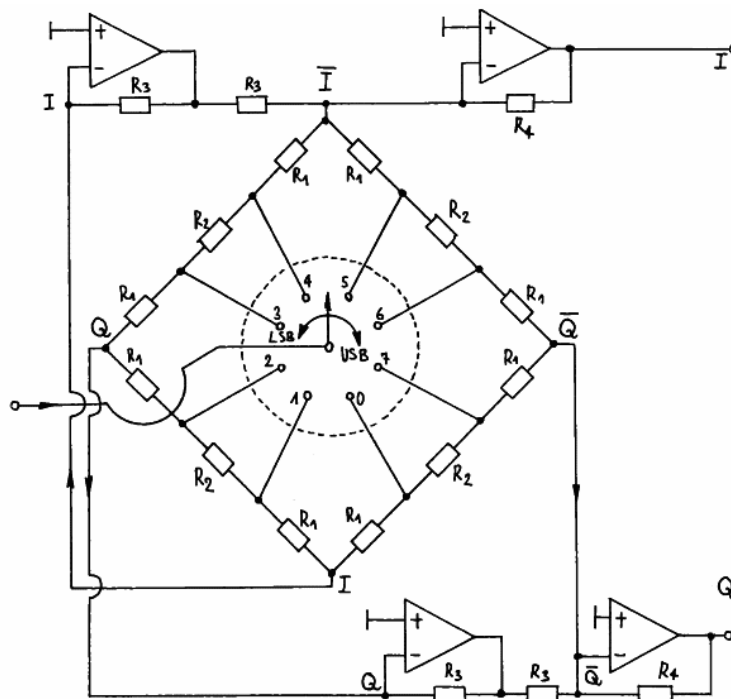
a pro kmitočty  $f_{osc}$  od 50 do 200 kHz budou omezeny až kmitočty nad 200 kHz (tedy LP filtr se dvěma přepínatelnými kmitočty).

Signály vzniklé směřováním s vyššími harmonickými signály oscilátoru pro výstupní kvadrurní směšovač bude odstraňovat navržená přepínatelná dolní propust na výstupu celého konvertoru, takže je zde podobný problém vyřešen.

Vzhledem k časovým možnostem a rozsahu práce jsem blok vstupního předzesilovače a pásmové propusti nerealizoval.

## 4.2 Vstupní kvadrurní směšovač

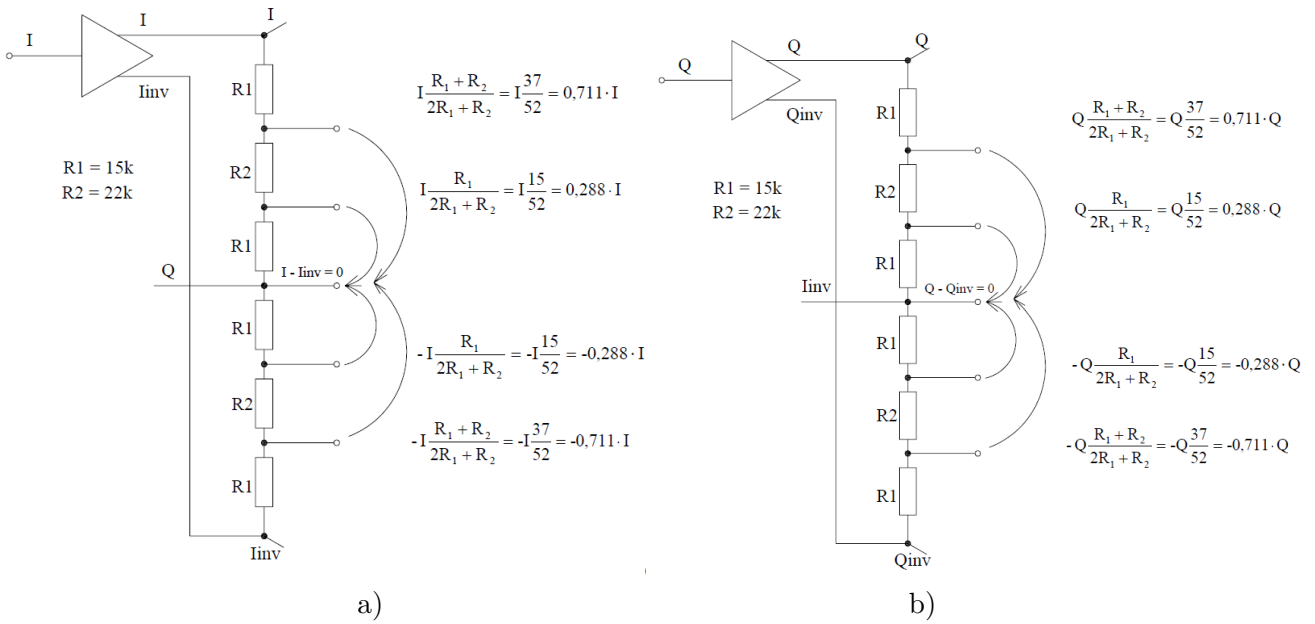
Řešení bloku vstupního kvadrurního směšovače jsem zvolil pomocí čtyř operačních zesilovačů, sítě dvanácti odporů, multiplexoru a čítače. (obr. 4.4).



**Obrázek 4.4.** Principiální schéma kvadrurního vstupního směšovače

Jeho předností je společné řešení pro směšování signálů a posunutí nosné vlny o  $90^\circ$ . Multiplexor a čítač jsou ve schématu pro názornost nahrazeny rotačním přepínačem. Cyklickým přepínáním poloh přepínače (v našem případě ovládní multiplexoru výstupem čítače), měníme zesílení dvou vstupů sčítacích zesilovačů. Podle směru přepínání otočného přepínače demodulujeme buď část pásma v původní nebo invertované podobě. Pokud zároveň vhodně zvolíme hodnoty odporů, získáme na výstupu signály, které jsou součinem vstupního signálu s vzorkovanou nosnou (I) a vzorkovanou nosnou posunutou o  $90^\circ$  (Q). Kmitočet nosné vlny je v rozsahu 20kHz - 200kHz.

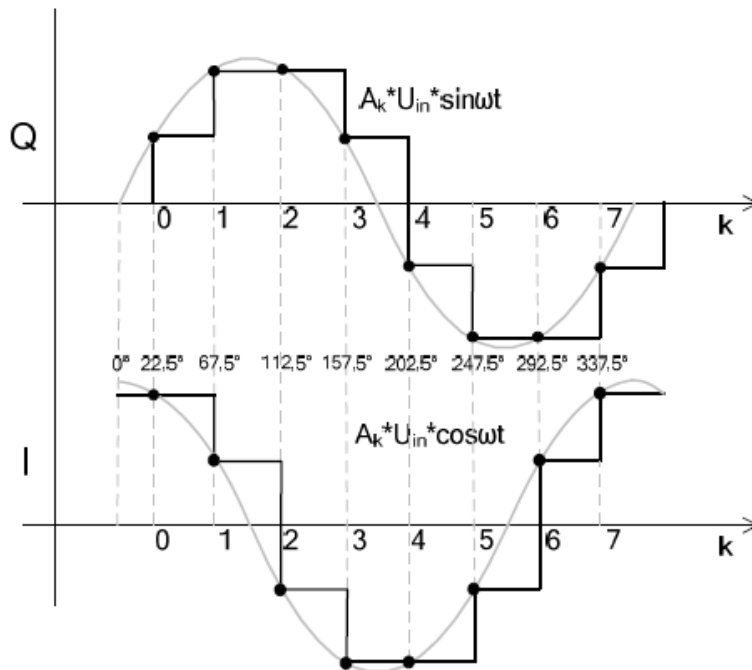
Obrázek 4.5 popisuje funkci odporové sítě a důvod přivádění signálu jak ve fázi tak v protifázi.



**Obrázek 4.5.** Výpočet parametrů multiplexoru

Odporová síť je tedy sestavena ze dvou různých hodnot rezistorů. Dělič je navržen tak, aby v odbočkách byly okamžité hodnoty napětí harmonického průběhu ve zvolených vzorkovacích okamžicích.

Nosnou vlnu vzorkujeme následujícím způsobem. První vzorek odebíráme v čase, který odpovídá fázi  $22,5^\circ$  a pak vždy po dalších  $45^\circ$ , tzn.  $67,5^\circ$ ;  $112,5^\circ$ ;  $157,5^\circ$  atd. (viz 4.6). Na základě hodnot vzorků v uvedených vzorkovacích okamžicích jsou zvoleny rezistory  $R_1$  a  $R_2$ .



**Obrázek 4.6.** Vzorkování nosné vlny

Okamžitá hodnota napětí vzorku v čase, který odpovídá fázi  $22,5^\circ$  lze popsat vztahem

$$U_1 = U_m \sin(22,5^\circ) \quad (1)$$

podobně pro fázi  $67,5^\circ$

$$U_2 = U_m \sin(67,5^\circ) \quad (2)$$

Pro  $U_2/U_1$  platí:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\sin(67,5^\circ)}{\sin(22,5^\circ)} = 1 + \sqrt{2} \quad (3)$$

Využitím vztahů pro napěťový dělič dostaneme

$$1 + \sqrt{2} = \frac{\frac{R_1+R_2}{2R_1+R_2}}{\frac{R_1}{2R_1+R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (4)$$

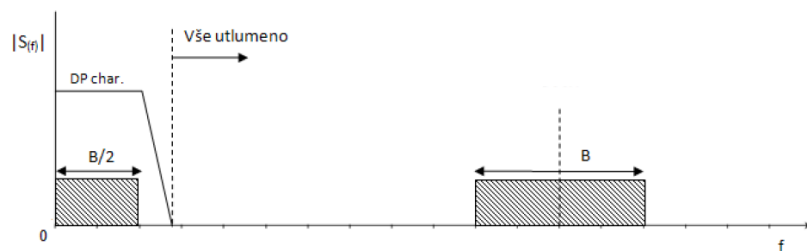
po úpravě dostaneme

$$\frac{R_2}{R_1} = \sqrt{2} \quad (5)$$

Uvedené hodnoty odporů  $R_1 = 15k$  a  $R_2 = 22k$  neodpovídají přesně odvozenému poměru ( $\sqrt{2}$ ), pro dosažení přesnějšího poměru úrovní je třeba nahradit odpor  $R_2$  sériovou kombinací odporů  $20k$  a  $1.2k$ . [2]

### 4.3 Filtry typu dolní propust

V tomto bloku se nacházejí aktivní RC filtry. Tento filtr odstraní nežádoucí zrcadlové kmitočty vzniklé po prvním směřování a ponechává pouze užitečné pásmo kolem nuly. Na obrázku 4.7 vidíme znázornění funkce dolní propusti.

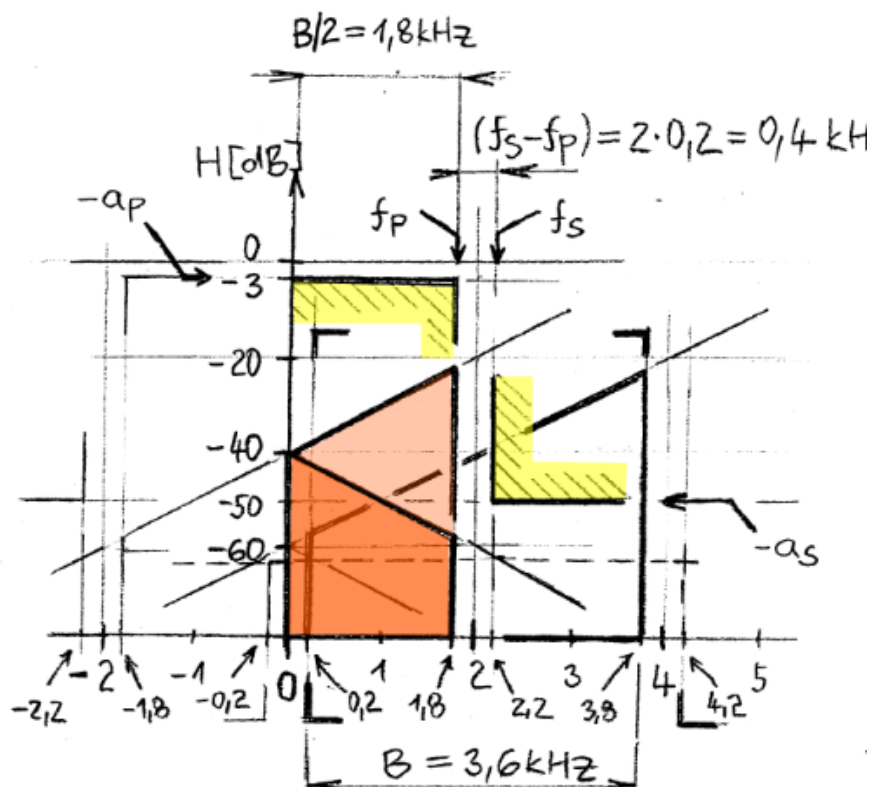


**Obrázek 4.7.** Znázornění funkce dolní propusti

Weaverův demodulátor realizuje posun pomocí dvojího směřování. Nejprve přesune dané pásmo kmitočtů rozložené symetricky okolo  $f_c$  dolů do okolí nulového kmitočtu (symetricky kolem 0 Hz). Záporné kmitočty reálně neexistují, ale kvadraturní zpracování umožňuje rozlišit vzniklé poloviny spektra, které se překrývají v rozsahu kmitočtů od 0 do  $B/2 = 1,8$  kHz (viz obrázek 4.8). Z této polohy spektra pak vyplývá toleranční schéma dolní propusti, které je na obrázku vyznačeno a ze kterého bude vycházet návrh dolní propusti. Pro šířku pásma  $B = 3,6$  kHz vychází hranice propustného pásma na  $f_p = B/2 = 1,8$  kHz a hranice nepropustného pásma na  $f_s = f_p + 2 * 0,2 = 1,8 + 0,4 = 2,2$  kHz. Odpovídající útlumy pak jsou zvoleny  $a_p = 3$  dB (maximální útlum

v propustném pásmu, klasický standardní pokles o 3 dB) a  $a_s = 50$  dB (minimální útlum v nepropustném pásmu).

Z toho vyplývá, že pro Weaverův demodulátor potřebuje filtr velmi strmou charakteristiku, aby při druhém směšování nedocházelo k přeslechům vlastního kmitočtově invertovaného signálu. Parametry filtru je třeba měnit dle signálů, které chceme demodulovat. Takže je třeba, aby byl mezní kmitočet alespoň skokově přeladitelný, v našem případě 2,4,6 a 8kHz. Pro výpočet hodnot útlumu filtru jsem vycházel z obrázku 4.8, kde  $f_p$  je horní mez propustného pásma,  $f_s$  dolní mez nepropustného pásma,  $a_p$  je maximální hodnota útlumu v propustném pásmu,  $a_s$  je minimální hodnota útlumu v nepropustném pásmu a  $B$  je šířka pásma.



**Obrázek 4.8.** Příklad dolní propusti pro Weaverův demodulátor s šířkou pásma 3,6 KHz

Při realizaci filtrů se používá tzv. aproximací. Dle výpočtu ve webové aplikaci Syntfil<sup>1</sup> je pro Weaverův demodulátor nejvhodnější aproximace Čebyševova, protože má velkou strmost v nepropustném pásmu. Nevýhodou je, že je propustné pásmo zvlněné.

## 4.4 Generátor kmitočtů

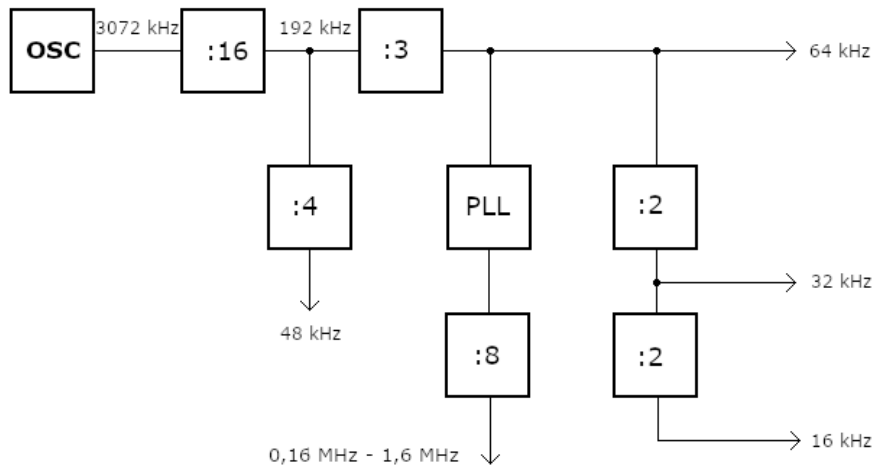
V tomto bloku generujeme signály, které budou sloužit jako taktovací signál pro generování vzorkovaných nosných vln v jednotlivých směšovačích. Pro generování nosných kmitočtů potřebujeme taktovací frekvenci osmkrát větší, než je frekvence příslušné nosné, protože se signál dělí osmi v čítači, pomocí kterého se vybírají vstupy multiplexoru. Vzhledem k tomu, že je tento blok používán pro obě větve demodulátoru, je třeba jej

<sup>1</sup> <http://syntfil.feld.cvut.cz/>

vhodně navrhnout. Při demodulaci je kladen důraz na stabilitu a přesnost nastavení kmitočtu. Při nestabilním kmitočtu by mohlo docházet k posouvání středu vybraného pásma a degradaci vlastností celého demodulátoru.

Jako vhodné řešení se nabízí použití krystalových rezonátorů. Ty se vyznačují nízkými ztrátami, mají dobrou dlouhodobou stabilitu a není nutné dostavení jejich kmitočtu. Pro druhé směšování lze získat požadovaný kmitočet pomocí děličů. Pro první směšování bude nutné použít metodu fázového závěsu.

Na obrázku 4.9 uvádím blokové schéma generátoru pro naše zadání.

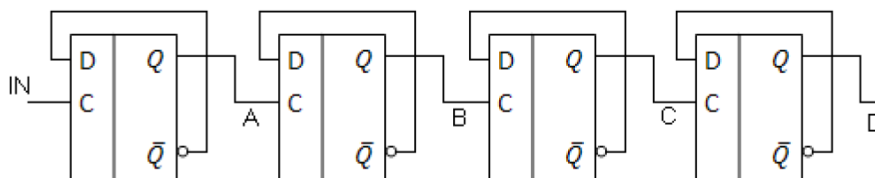


**Obrázek 4.9.** Blokové schéma generátoru kmitočtů

Kmitočet ze základního oscilátoru (3072 kHz) dělíme šestnácti na hodnotu 192 kHz. Dále dělíme signál na požadované kmitočty soustavou děličů. Referenční kmitočet pro fázový závěs je 64 kHz, výstup PLL je následně dělen osmi, čímž se získá výsledný krok 8 kHz. Výstupní frekvence PLL oscilátoru je v rozsahu 160kHz - 1,6MHz. [5]

#### 4.4.1 Děliče kmitočtu

Neboť se krystalové rezonátory prodávají pouze v určitých hodnotách, je potřeba použít děliče kmitočtů. Pomocí nich lze získat požadovaný kmitočet. Základním prvkem děliče kmitočtu jsou bistabilní klopné obvody. Do jednoho pouzdra se většinou vkládají čtyři klopné obvody, které jsou uspořádány tak, aby se vstupní frekvence mohla dělit 2, 4, 8 nebo 16. Na obrázku je znázorněno asynchronní zapojení děliče šestnácti (4.10).



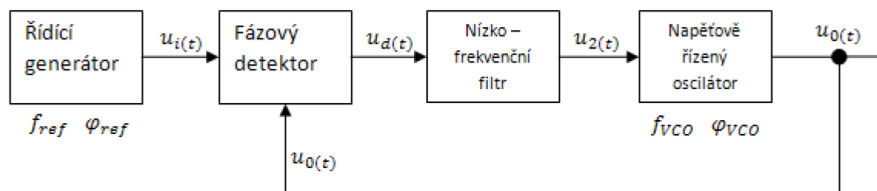
**Obrázek 4.10.** Asynchronní zapojení děliče

Oproti tomu desítkové děliče bývají sestaveny ze čtyř obvodů v jednom pouzdře, avšak jeden klopný obvod pro dělení dvěma bývá vyveden samostatně a ostatní tři jsou uspořádány vnitřně pro dělení pěti. Uspořádání může být asynchronní. Při realizaci fázového závěsu je ve zpětnovazební cestě umístěn dělič frekvence. Pro tyto účely je možné použít přenastavitelné děliče v rozsahu jednoho až několika řádů. [5]



#### 4.4.2 Oscilátor s PLL (Phase Locked Loop)

Fázový závěs je zpětnovazební obvod, který generuje výstupní signál, jehož fáze závisí na referenčním signálu. Skládá se z řídicího generátoru, fázového detektoru, dolní propusti a napětím řízeného oscilátoru VCO. Princip je založen na synchronizaci vlastních kmitů VCO s přiváděným kmitočtem signálu (4.11) .



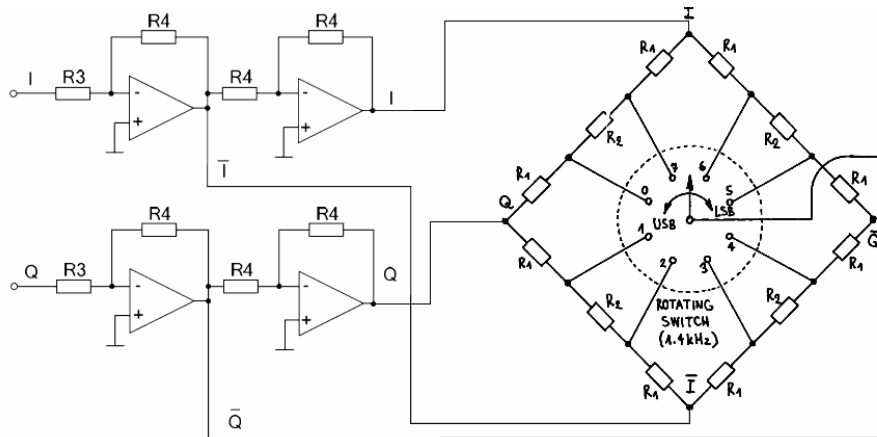
Obrázek 4.11. Blokové schéma PLL

Výstupní impulsní signál fázového detektoru je generován podle fázového rozdílu mezi referenčním a zpětnovazebním signálem z VCO. Poté jsou tyto impulsy filtrovány dolní propustí, kde dochází k vyhlazení, a jsou použity jako řídicí napětí pro VCO. Výstupní signál z VCO přivádí signál na kmitočtový vstup fázového detektoru, kde minimalizuje rozdíly mezi oběma fázemi. Při navrhování obvodu je důležité dbát na rozsah držení (hold in range) a rozsah zachycení (lock in range). Rozsah zachycení je kmitočtové pásmo, ve kterém je ještě VCO schopno synchronizovat se s referenčním signálem. Rozsah držení je rozsah kmitočtů, ve kterém se může pohybovat referenční signál, aby nedošlo ke ztrátě synchronizace. [5]

V naší práci je opěrná frekvence pro PLL 64 kHz. Ve zpětné vazbě je programovatelný dělič kmitočtu, kterým volíme výstupní kmitočet oscilátoru, který je v rozsahu od 1,28 MHz do 12,8 MHz. Ten následně dělíme osmi. Výsledný kmitočet je v rozsahu od 160 kHz do 1,6 MHz s krokem 8 kHz. Tato taktovací frekvence je přiváděna do prvního směšovače, kde je dělena osmi čítačem, který adresuje multiplexor. Z toho vychází kmitočet nosné vlny 20 - 200kHz s krokem 1 kHz.

### 4.5 Výstupní kvadrurní směšovač

Řešení je podobné vstupnímu kvadrurnímu směšovači. Výstupní kvadrurní směšovač je řešen pomocí čtyř operačních zesilovačů, sítě dvanácti odporů, multiplexoru a čítače. Multiplexor je ve schématu pro názornost nakreslen jako otočný přepínač. (obrázek 4.12 ). Přepínáním poloh přepínače získáme demodulovaný výstupní signál. Konvertor směšuje signály I a Q, které jsme získali z prvního směšovače s nosnou vlnou, jejíž kmitočet je roven polovině šířky konvertovaného pásma výstupního signálu (4,8,12,16kHz). Výstupní signál dostaneme sečtením směšovacích produktů signálů ze směšovače. Podle směru rotace přepínače vzniká pásmo s původním nebo invertovaným sledem kmitočtů.



**Obrázek 4.12.** Principiální schéma kvadrurního výstupního směšovače

## 4.6 Dolní propust a výstupní zesilovač

Při druhém směšování dochází ke směšování vstupního signálu ( $I$  a  $Q$ ) i s obrazy nosné vlny. Proto je potřeba na výstup druhého směšovače umístit filtr typu dolní propust s mezním kmitočtem podle šířky konvertovaného pásma (4,8,12,16kHz). Útlum volíme 50db v nepropustném pásmu. Pomocí zesilovače na výstupu budíme reproduktor konvertovaným signálem.

# Kapitola 5

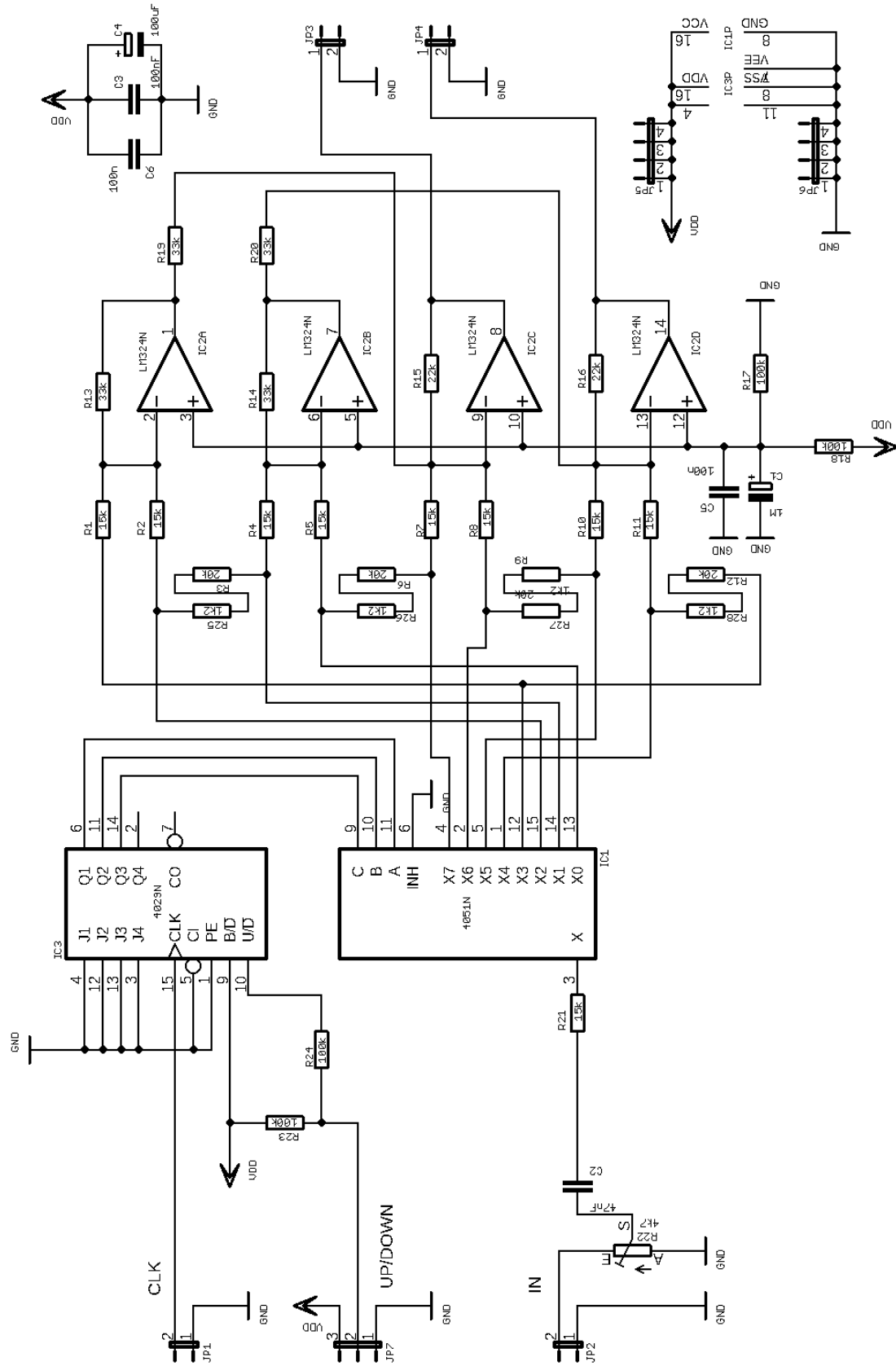
## Realizace bloků

### 5.1 Vstupní kvadrurní směšovač

Hlavním prvkem modulátoru je analogový multiplexor IC1 (4051N) [7]. Vstupní signál je přiváděn na vstup JP2, jeho úroveň můžeme nastavit odporovým trimrem R22, odkud je přiváděn na analogový multiplexor. Signály I a Q jsou získávány odporovou sítí a čtyřmi operačními zesilovači IC2 (LM324N)[8].

Odporový dělič R17, R18 a kondenzátory C1 a C5 vytvářejí pomocnou zem pro operační zesilovače, protože používáme nesymetrické napájecí napětí. Propojkou JP7 můžeme volit směr čítání čítače (IC3) nahoru nebo dolů a tím zvolit pásmo s původním nebo invertovaným sledem kmitočtů. Signál nosné vlny je vzorkován kmitočtem  $8f$ , který přivádíme z PLL oscilátoru, kde  $f$  je frekvence nosné vlny. Potřebujeme tedy tři bity pro binární vyjádření polohy vzorku v rámci periody. To zajišťuje čítač IC3 (4029N)[9], který generuje adresy pro multiplexor IC1.

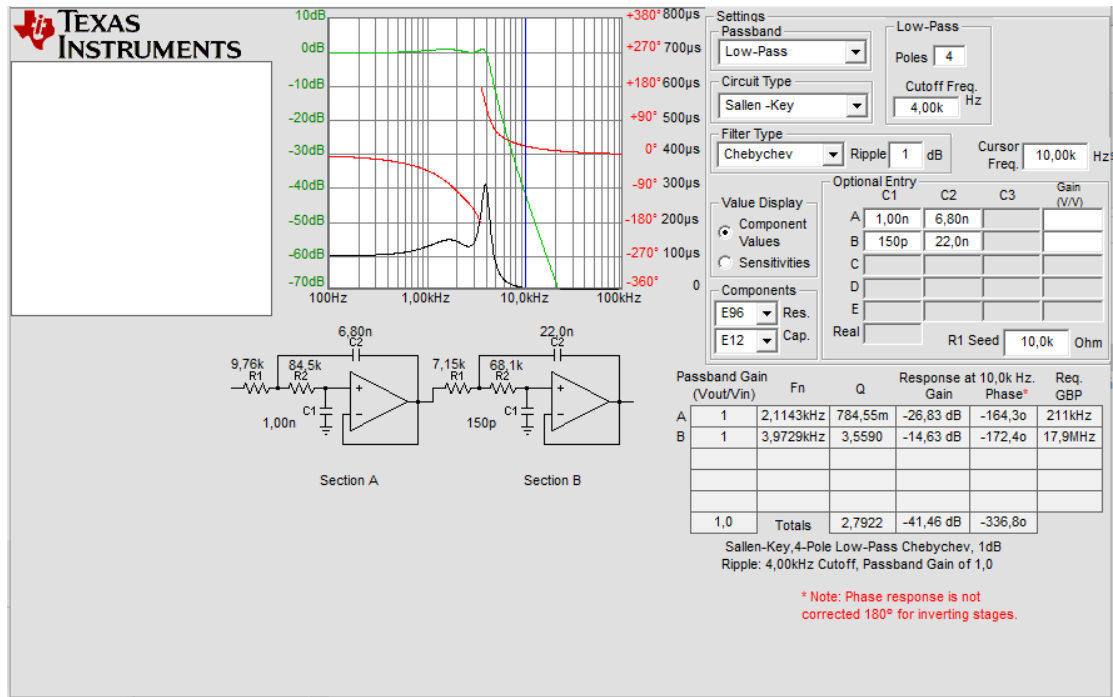
Podle vztahů z 4.5 jsme vypočítali odpory v odporovém děliči 15k a 21.2k (sériové složení odporů 20k a 1.2k). Signály I a Q jsou vyvedeny na propojky JP3 a JP4. Kondenzátory C3, C4 a C6 slouží k filtraci napájecího napětí. Propojky JP5 slouží k připojení napájecího napětí, JP6 je společná zem.



**Obrázek 5.1.** Vstupní kvadraturní směšovač

## 5.2 Filtry typu dolní propust

Pro filtr dolní propust jsme použili zapojení Sallen-Key a Čebyševovu aproximaci. Pro výpočet jsme použili program Filtrpro ve verzi 2.0 od firmy Texas Instruments. Příklad výpočtu pro mezní frekvenci můžeme vidět na obrázku 5.2.

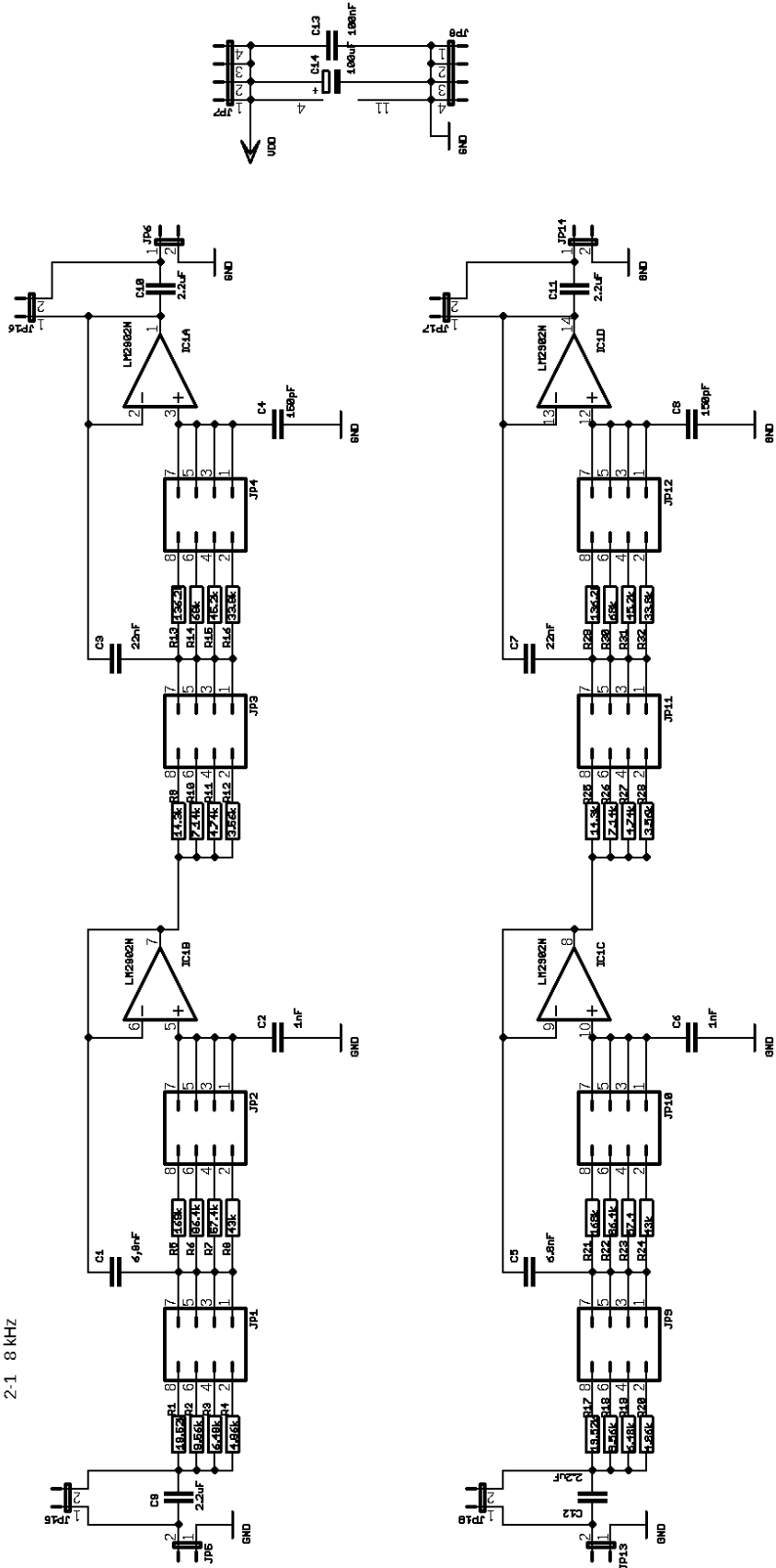


**Obrázek 5.2.** Výpočet hodnot filtru pro 4kHz

Propojky JP1 – JP4 a JP9-JP12 slouží k nastavení mezního kmitočtu filtru. Propojky JP15 – JP18 slouží k přemostění oddělovacích kondenzátorů, a tím umožní stejnosměrnou vazbu mezi bloky. Operační zesilovače jsou ve filtru nesymetricky napájeny, proto je třeba ošetřit stejnosměrné napětí na neinvertovaných vstupech. Pokud použijeme stejnosměrnou vazbu na předchozí operační zesilovače v kvadraturním modulátoru, budou vstupy ošetřeny.

Aby celý řetězec měl stejnosměrnou vazbu, musí být přemostěny všechny oddělovací kondenzátory mezi bloky. Při střídavé vazbě není problém s napětovým offsetem operačního zesilovače, ale z vstupního směšovače se přes LP filtry do výstupního směšovače nepřenese stejnosměrná složka a nízké kmitočty v okolí nulového kmitočtu. To způsobí, že ve výstupním signálu bude chybět úzké pásmo kmitočtů kolem kmitočtu výstupní nosné (působí jako úzká pásmová zadrž). Výsledkem je, že se malá část spektra kmitočtů konverzí nepřenese. Při stejnosměrné vazbě se přes LP filtry přenesou i kmitočty nulové a kolem nuly, tedy celistvá část pásma s požadovanou šířkou. Napětový offset operačních zesilovačů však přidá k signálům nežádoucí stejnosměrnou složku, což způsobí průnik výstupní nosné na výstup konvertoru. To bude slyšet jako stálý tón s kmitočtem výstupní nosné.

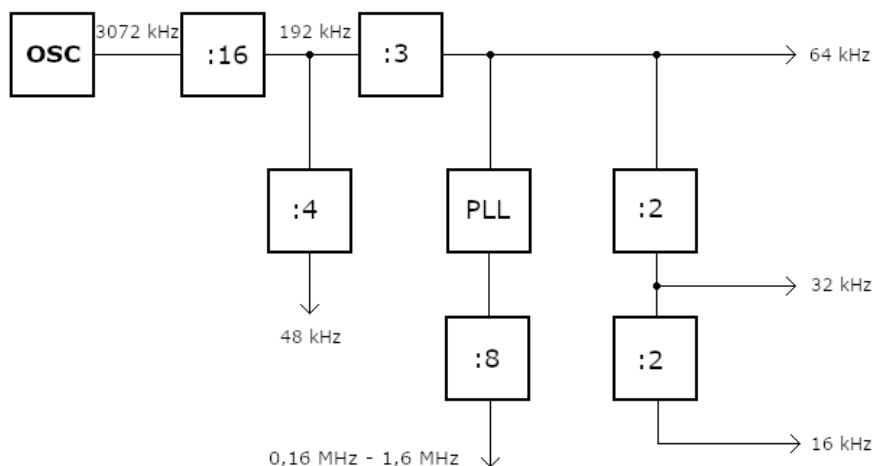
- 8-7 2 kHz
- 6-5 4 kHz
- 4-3 6 kHz
- 2-1 8 kHz



Obrázek 5.3. Filtry typu dolní propust

## 5.3 Generátor kmitočtů

Základem generátoru kmitočtu je oscilátor s krystalem o kmitočtu 3,072 MHz realizovaný pomocí hradel IC1A a IC1B (74HCT00N)[10]. Z tohoto oscilátoru jsou odvozeny všechny ostatní kmitočty potřebné pro modulátory. Kmitočet oscilátoru lze jemně doladit kapacitním trimrem C2. Princip dělení je patrný z blokového schématu 5.4.



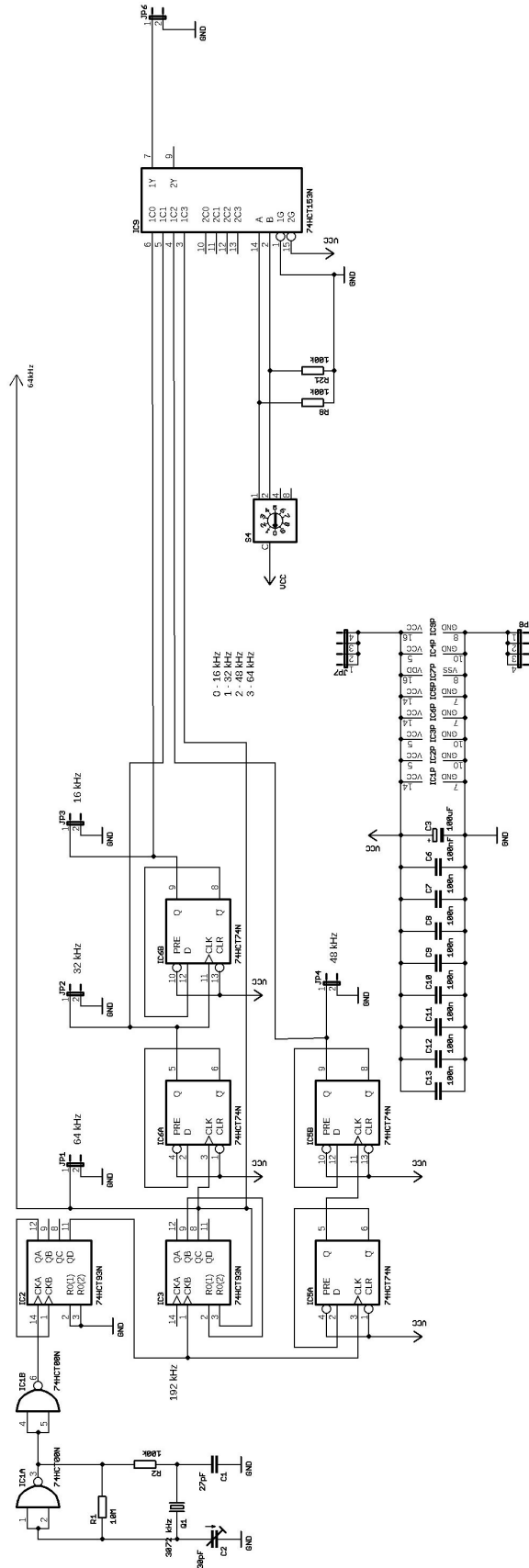
**Obrázek 5.4.** Blokové schéma generátoru kmitočtů

Kmitočet pro první směšovač je získán pomocí oscilátoru s fázovým závěsem, kde požadovaný kmitočet volíme dělicím poměrem ve zpětné vazbě. Fázový závěs je realizován pomocí obvodu IC7 (4046N)[11] a programovatelného děliče IC8 (74HC4059P)[12]. Pro výpočet VCO jsem použil datasheet pro obvod 74HCT4046[11] od firmy Texas Instrument<sup>1</sup>.

Pro PLL je výhodnější použít vyšší referenční kmitočet, neboť se lépe potlačí rušivé kmitočty ve smyčce zpětné vazby. Je použit referenční kmitočet 64 kHz a teprve výstup PLL se dělí osmi (IC4 – 74HCT93)[13] na výsledný krok 8 kHz. PLL tedy bude kmitat na osminásobku požadovaného výstupního kmitočtu. Dělicí poměr se nastaví pomocí přepínačů S1 - S3.

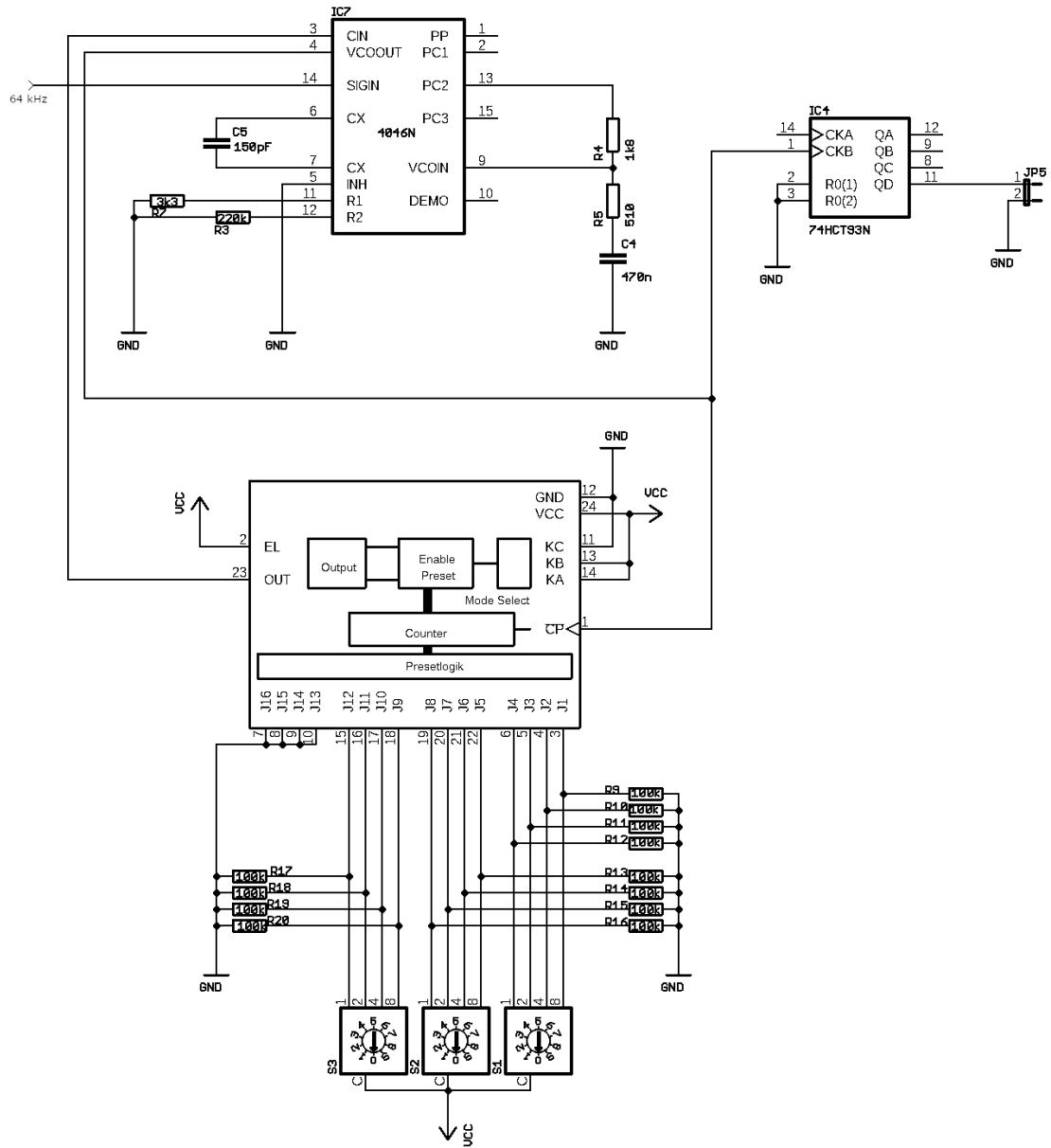
Jednotlivé požadované kmitočty jsou vyvedeny každý zvlášť na propojky JP1 – JP4. Zároveň jsou vyvedeny propojku JP6, kam jsou přiváděny přes multiplexor IC9 (74HCT153N)[14], kde volíme požadovaný kmitočet pomocí přepínače S4. Integrovaný obvod IC2 (74HCT93)[13] je zapojen jako dělič šestnácti, IC3 (74HCT93)[13] je zapojen jako dělič třemi, IC6A a IC6B (74HCT74)[15] jako děliče dvěma a IC5 (74HCT74)[15] jako dělič čtyřmi. Kondenzátory C3 a C6 – C13 slouží k filtraci napájení.

<sup>1</sup> <http://www.ti.com/lit/an/scha003b/scha003b.pdf>



Obrázek 5.5. Generátor kmitočtů pro kvadraturní modulátory - část 1



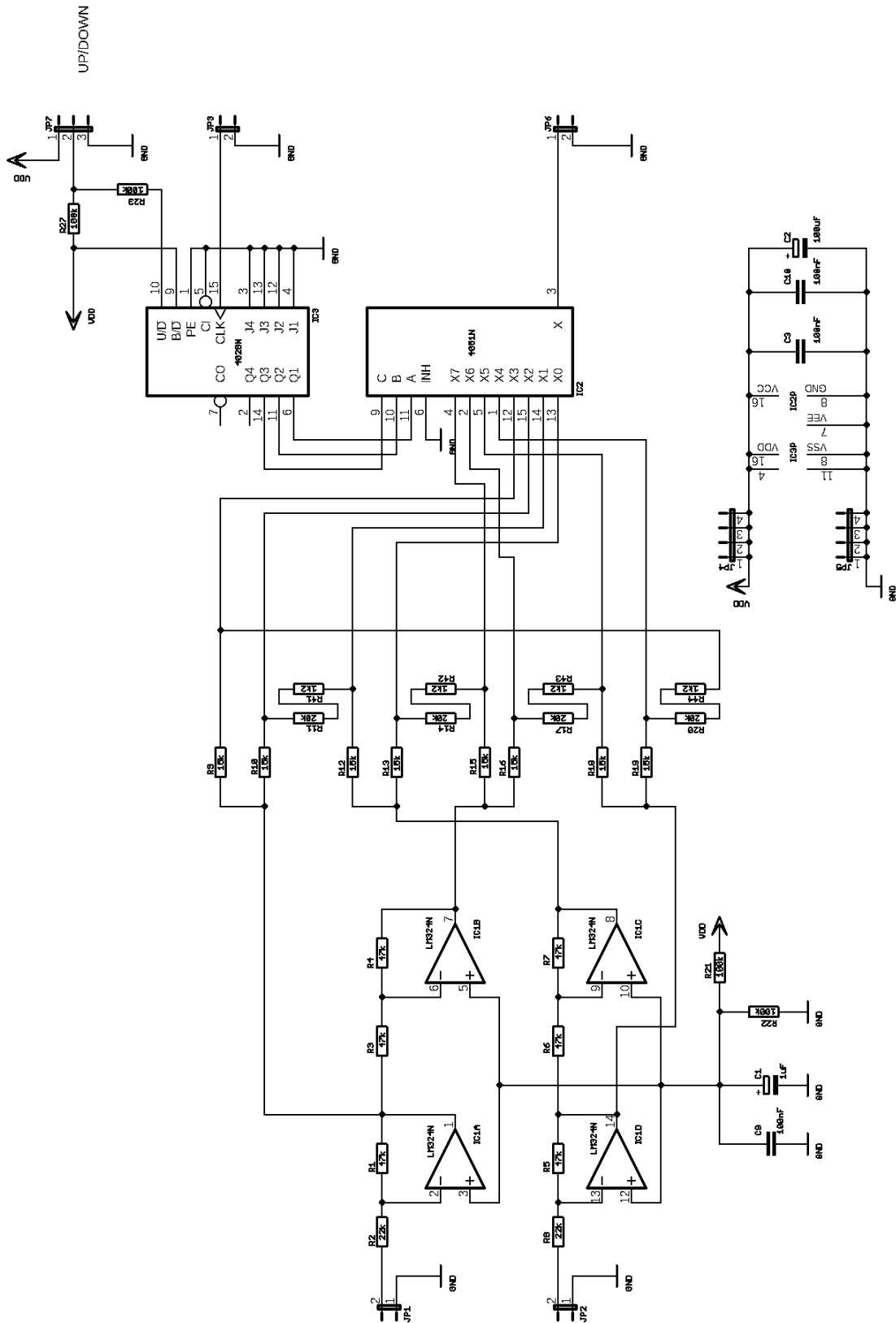


**Obrázek 5.6.** Generátor kmitočtů pro kvadrurní modulátory - část 2

## 5.4 Výstupní kvadrurní směšovač

Výstupní směšovač obsahuje čtyři operační zesilovače (LM324)[8] pro vytvoření osmistavového systému pro I a Q signály s použitím rezistorové sítě podobné síti používané ve vstupním směšovači. Demodulace signálu se provádí pomocí analogového multiplexoru IC2 (4051) [7], který je řízen pomocí čítače IC3 (4029) [9], který čítá taktovací signál z oscilátoru. Demodulovaný signál je přiváděn na propojku JP6.

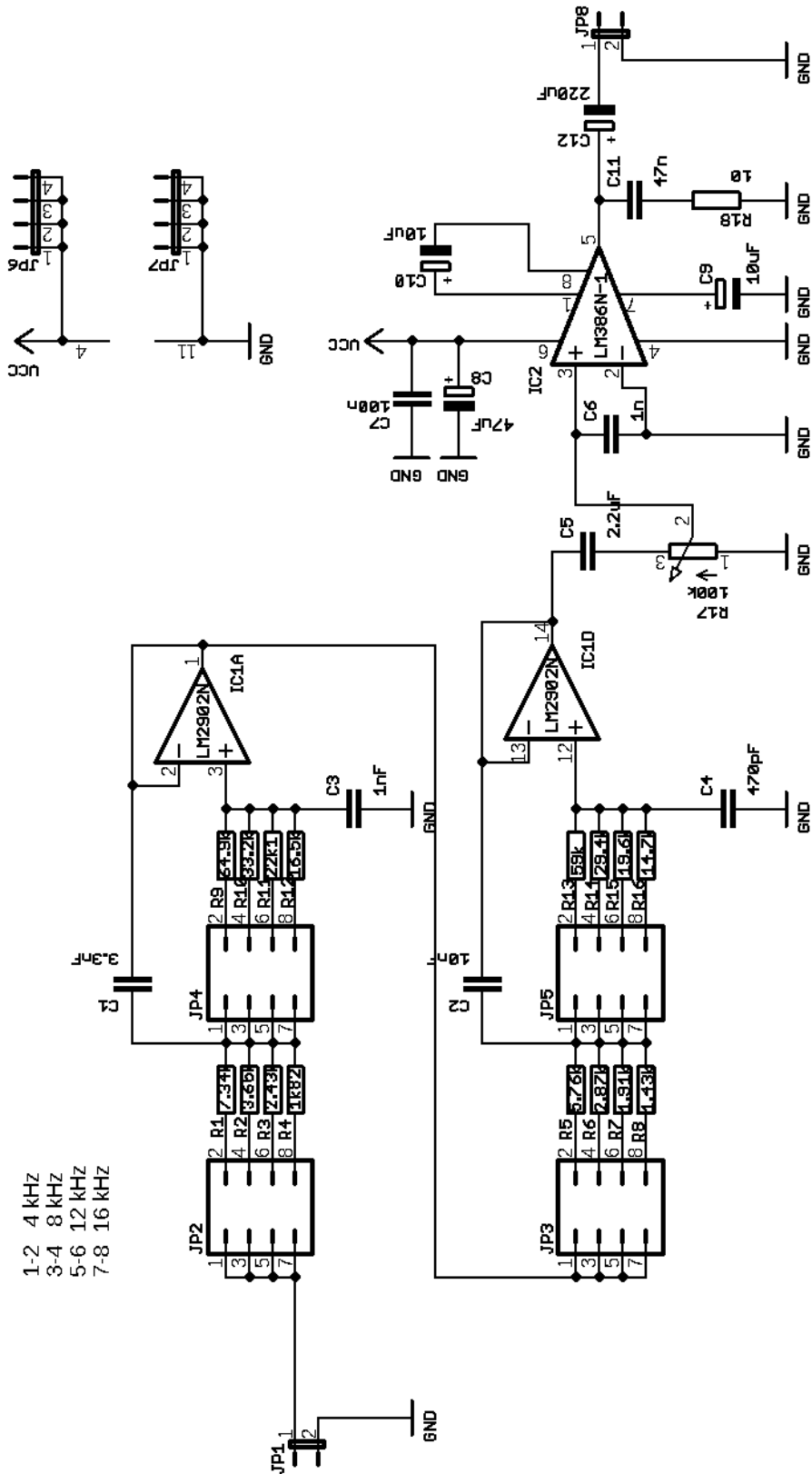
Propojka JP7 umožňuje zvolit směr čítání čítače IC3 nahoru nebo dolů, a tím zvolit, zda sled kmitočtů ze spektra vstupního signálu je zachován nebo invertován. Signál z oscilátoru se přivádí na propojku JP3. Na propojku JP1 a JP2 se přivádí signály I a Q z bloku filtru.



Obrázek 5.7. Výstupní kvadrurní směšovač

## 5.5 Dolní propust a výstupní zesilovač

Pro odstranění nežádoucích směšovacích produktů slouží aktivní dolní RC propust, realizovaná obvodem LM2902[16] a příslušných prvků R a C. Pro návrh filtru jsme opět použili program Filterpro od firmy Texas Instrument. Dolní propust je čtvrtého řádu v zapojení Sallen-Key a použili jsme Čebyševovu aproximaci. Propojkami JP2 – JP5 se volí požadovaná šířka pásma. Výstup filtru je přiváděn na potenciometr R17, kterým lze zvolit hlasitost výstupního audio signálu z reproduktoru. Nízkofrekvenční zesilovač je realizován pomocí integrovaného obvodu LM386[17]. Vstupní signál se přivádí na propojku JP1, reproduktor se připojuje na propojku JP8. Propojky JP6 a JP7 slouží k připojení napájecího napětí.



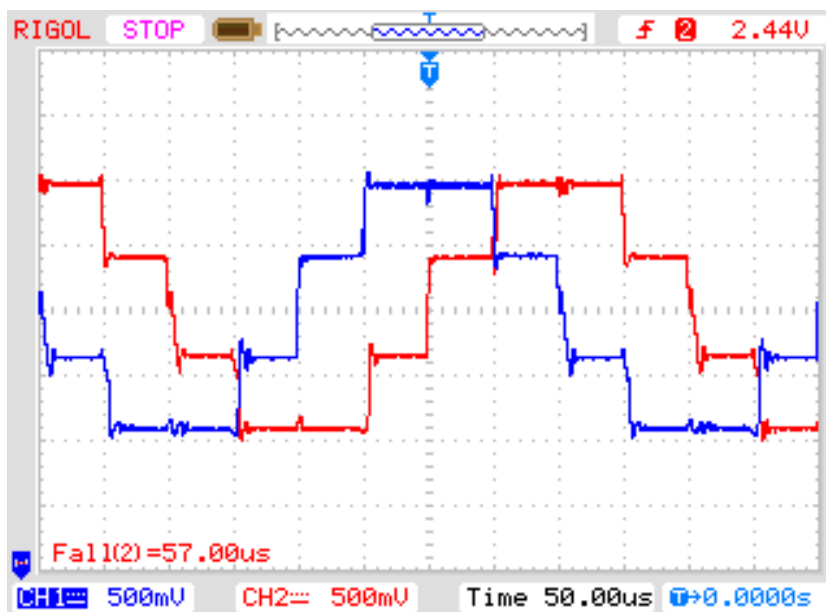
Obrázek 5.8. Dolní propust a výstupní zesilovač

# Kapitola 6

## Oživení bloků konvertoru

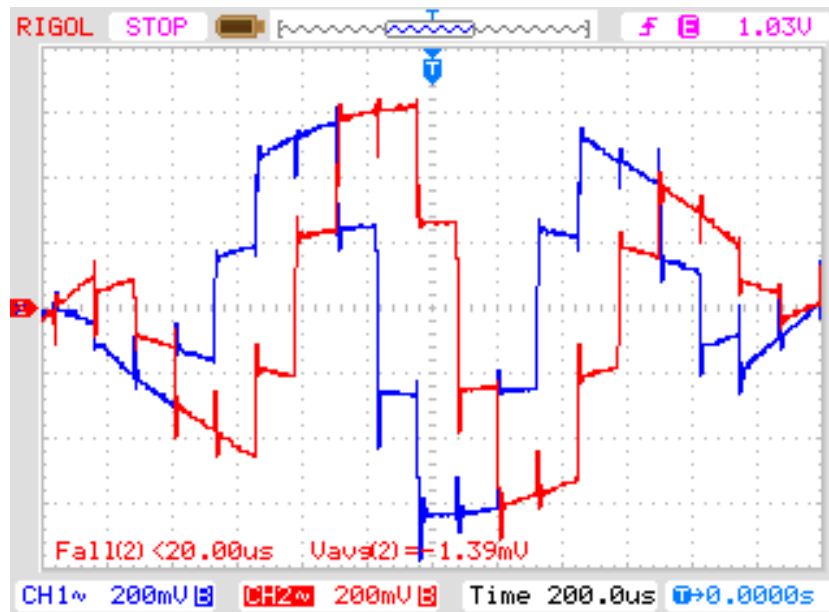
### 6.1 Vstupní kvadrurní směšovač

Jako první jsem oživoval vstupní kvadrurní směšovač. Na odpor R1 jsem přivedl stejnosměrné napětí 4V. Napájecí napětí pro bloku je 5V. Na vstup clk jsem přivedl taktovací signál 20 kHz. Na osciloskop jsem přivedl výstupy I a Q (obrázek 6.1). Zde můžeme vidět časový průběh signálu na výstupech I a Q vstupního kvadrurního směšovače.



**Obrázek 6.1.** Časové průběhy na výstupech I a Q kvadrurního směšovače (stejnosměrný vstup)

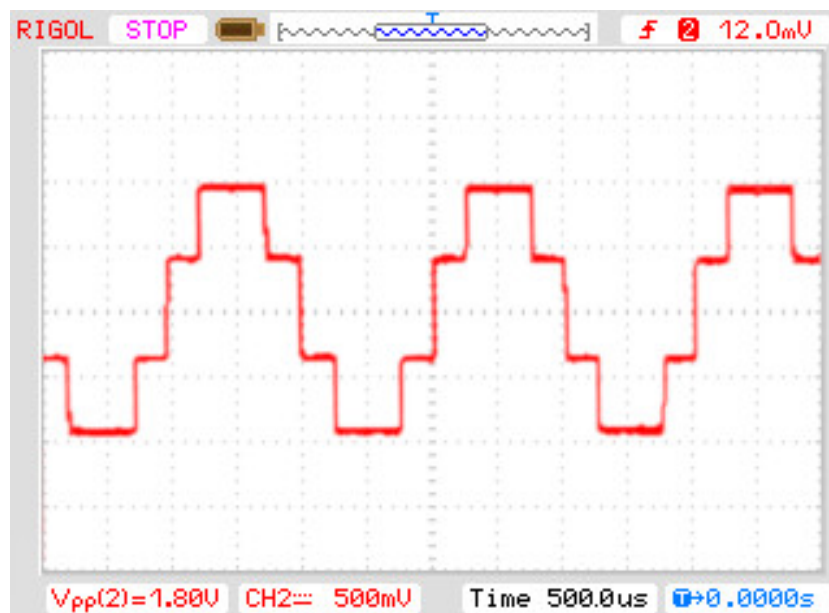
Poté jsem provedl měření s harmonickým průběhem. Na vstup oscilátoru jsem přivedl harmonický průběh s kmitočtem 215 Hz a na vstup clk jsem přivedl vzorkovací kmitočet 8 kHz. Kmitočet nosné pak je 1 kHz. Poté jsem na výstupech sledoval časový průběh signálů I a Q. (obrázek 6.2)



**Obrázek 6.2.** Časové průběhy na výstupech I a Q vstupního kvadrurního směšovače (harmonický vstup)

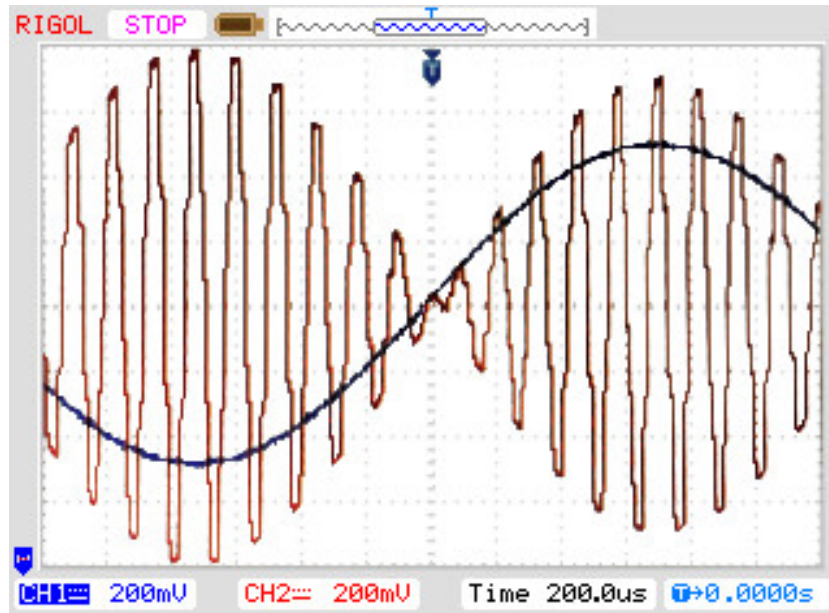
## 6.2 Výstupní kvadrurní směšovač

Stejně jsem postupoval i pro výstupní kvadrurní směšovač. Na obrázku 6.3 je zobrazen časový průběh signálu, kdy na vstupu Q je stejnosměrné napětí a na vstupu I nula.



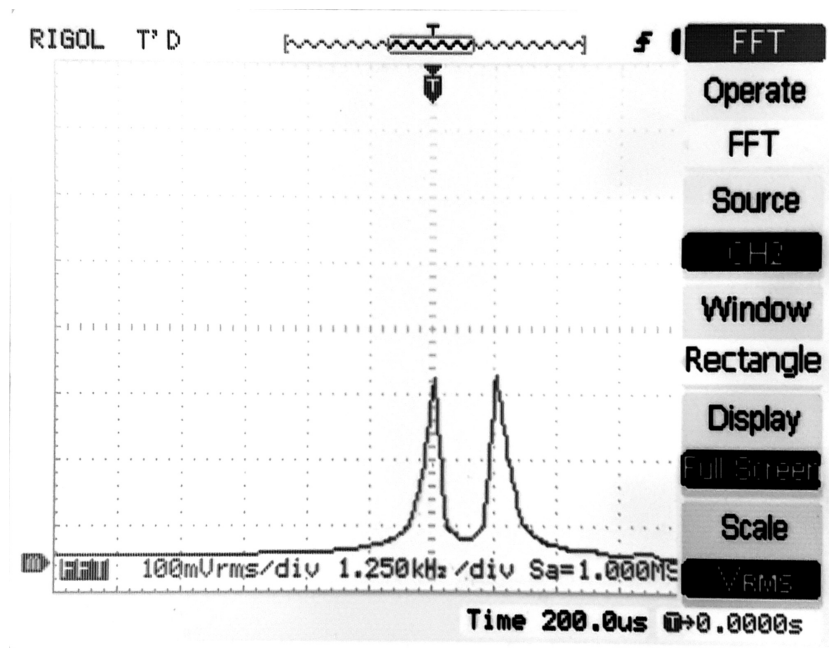
**Obrázek 6.3.** Časový průběh výstupního kvadrurního směšovače (stejnosměrný vstup)

Pro časový průběh s harmonickým vstupem jsem nastavil hodnoty taktovacího signálu na 64kHz, tedy kmitočet nosné 8kHz a vstupní kmitočet. Na vstup Q jsem přivedl harmonický signál o kmitočtu 3,5kHz, na vstupu I byla nula. Časový průběh můžeme vidět na obrázku 6.4.



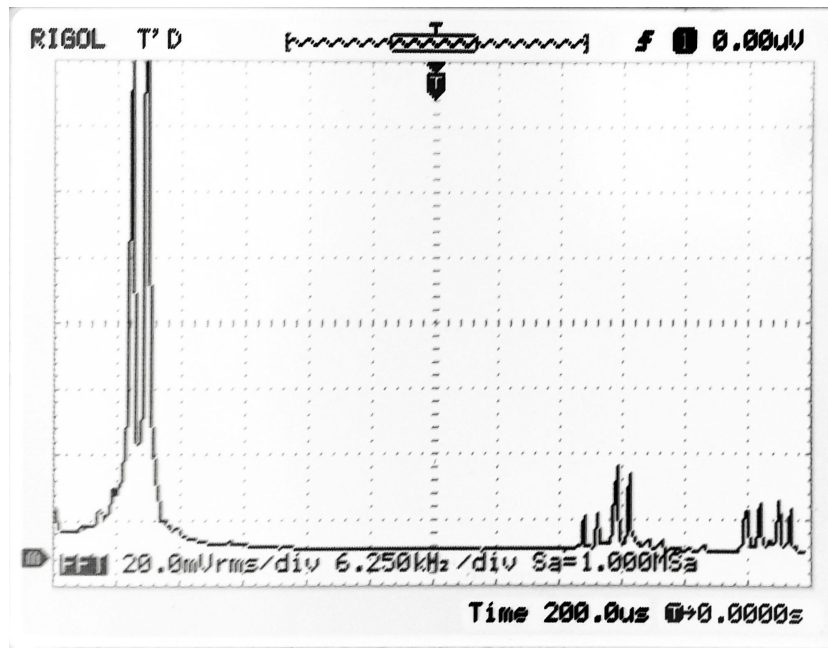
**Obrázek 6.4.** Časový průběh výstupního kvadrurního směšovače (harmonický vstup)

Dále jsem FFT na osciloskopu zobrazil spektrum výstupního signálu, kdy byl harmonický signál přiváděn pouze na vstup Q obrázek 6.5. Na obrázku 6.6 jsou vidět produkty (kmitočtové složky) vzniklé směřováním vstupního signálu s obrazy nosného kmitočtu ( $f, 7f, 9f$ ).



**Obrázek 6.5.** Spektrum výstupního signálu





Obrázek 6.6. Obrazy nosného kmitočtu

### 6.3 Ostatní bloky

Blok generátoru a blok dolní propusti s výstupním zesilovačem jsem oživil jen částečně, filtry typu dolní propust z časových důvodů oživen nebyl. Vzhledem k tomu, že realizace a oživení ostatních bloků je v širším zadání práce uvedena pouze dobrovolná, soustředil jsem se především na bloky směšovačů.

# Kapitola 7

## Závěr

Cílem bakalářské práce bylo navrhnout konvertor pro převod ultrazvukových signálů (cca 20 až 200 kHz) pomocí bloků do slyšitelného pásma (cca 200 Hz až 15 kHz) a realizovat (oživit) jen vybrané bloky. Po porovnání jednotlivých typů AM modulací jsem určil Weaverovu metodu jako nejvhodnější, neboť nevyžaduje ani náročnou pásmovou propust, jak tomu bylo u metody filtrační ani složitý širokopásmový fázovací členek, který byl potřeba v metodě fázové.

Při praktickém návrhu bylo přihlédnuto k požadavku návrhu konvertoru pomocí bloků. Vstupní a výstupní směřovač byl navržen a realizován pomocí kvadrurního modulátoru. Pro ověření funkce byl LP filtr navržen a realizován pouze jako 4. řádu. Generátor kmitočtu pro první směřovač byl řešen pomocí oscilátoru s PLL, pro druhý směřovač byl řešen pomocí pevných děličů kmitočtu. Výstupní filtr byl navržen také čtvrtého řádu, přidaný zesilovač umožňuje vybudit reproduktor konvertovaným signálem.

Vzhledem k rozsahu práce byl v zadání požadavek realizovat pouze vybrané bloky (vstupní a výstupní směřovač), které se i podařilo oživit. Realizace ostatních bloků byla dobrovolná. I přesto se podařilo částečně oživit blok generátoru a výstupního filtru se zesilovačem. Zadání práce tedy bylo splněno.

## Literatura

- [1] DOBEŠ, Josef a Václav ŽALUD. *Moderní radiotechnika*. 1. vydání vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-730-0132-2.
- [2] PEWNER, Jan. *Demodulátor SSB/CW pro přehledový přijímač*. Praha: ČVUT FEL, 2006. Bakalářská práce.
- [3] *NO-TUNE SSB TRANSCEIVERS FOR 1296, 2304 & 5760MHz*. Slovinsko: Matjaz Vidmar, 2009 [cit. 2018-10-06]. Dostupné na: : <http://lea.hamradio.si/~s53mv/zifssb/lscband.html>.
- [4] VOTOČEK, Jiří. *Modulátor pro kmitočtový posun řečového signálu*. Praha: ČVUT FEL, 2006. Bakalářská práce.
- [5] VRBATA, Michal. *Generátor kmitočtů pro Weaverův demodulátor*. Praha: ČVUT FEL, 2008. Bakalářská práce.
- [6] *Weaver SSB Modulation/Demodulation - A Tutorial*. 2017. [cit. 2018-2-06]. Dostupné na: [www.github.com/DerekRowell/AudioWeaverModem/tree/master/AudioWeaverModem](http://www.github.com/DerekRowell/AudioWeaverModem/tree/master/AudioWeaverModem).
- [7] *Ti.com : Multiplexor CD54HC(T)4051*[online]. 2017. [cit. 2018-4-12]. Dostupné na: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd74hct4051.pdf>.
- [8] *Ti.com : Čtyřnásobný operační zesilovač LM324M*[online]. 2015. [cit. 2018-2-06]. Dostupné na: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm324-n.pdf>.
- [9] *Ti.com : Čítače CD4029*[online]. 2003. [cit. 2018-4-12]. Dostupné na: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4029b-mil.pdf>.
- [10] *Ti.com : hradlo nand SN74HC(T)00*[online]. 2003. [cit. 2018-2-06]. Dostupné na: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74hct00.pdf>.
- [11] *Ti.com : Fázový závěs 74HC(T)4046*[online]. 2002. [cit. 2018-2-06]. Dostupné na: <http://www.ti.com/lit/an/scha003b/scha003b.pdf>.
- [12] *Ti.com : Programovatelná dělič CD74HC4059*[online]. 2003. [cit. 2018-2-06]. Dostupné na: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc4059.pdf>.
- [13] *Ti.com : Obvod CD74HCT93*[online]. 2003. [cit. 2018-2-06]. Dostupné na: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc93.pdf>.
- [14] *Ti.com : Multiplexor CD74HC(T)153*[online]. 2003. [cit. 2018-2-06]. Dostupné na: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc153.pdf>.

- [15] *Ti.com* : Integrovaný obvod SN74HC(T)74[online]. 2004. [cit. 2018-5-10].  
Dostupné na:  
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74hct74.pdf>.
- [16] *Ti.com* : Čtyřnásobný operační zesilovač LM2902[online]. 2015. [cit. 2018-4-12].  
Dostupné na:  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2902.pdf>.
- [17] *Ti.com* : NF zesilovač LM386[online]. 2017. [cit. 2018-5-10].  
Dostupné na:  
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm386.pdf>.
- [18] HRDINA, Zdeněk a František VEJRAŽKA. *Signály a soustavy*. 1. vydání vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1998. ISBN 80-7300-023-7.
- [19] VEDRAL, Josef a Jan FISCHER. *Elektronické obvody pro měřicí techniku*. 1. vydání vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999. ISBN 80-010-1950-0.

# Příloha A

## Zadání práce



## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

### I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Holeček** Jméno: **Miroslav** Osobní číslo: **372535**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Katedra/ústav:  
Studijní program: **Komunikace, multimédia a elektronika**  
Studijní obor: **Komunikace a elektronika**

### II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Detektor ultrazvuku - ultrazvukový konvertor**

Název bakalářské práce anglicky:

**Ultrasound detector - converter**

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte koncepci konvertoru pro převod ultrazvukových signálů (cca 20 až 200 kHz) do slyšitelného pásma (cca 200 Hz až 15 kHz). Předpokládané využití pro detekci ultrazvukových emisí elektrických výbojů a ultrazvukových projevů živočichů nebo jako součást systémů pro ultrazvuková měření, echolokaci a komunikaci. Navrhněte, realizujte a oživte vybrané obvodové bloky konvertoru ve formě vývojových vzorků, ověřte jejich funkci a dosažené parametry.

Seznam doporučené literatury:

- [1] HRDINA, Zdeněk - VEJRAŽKA, František. Signály a soustavy. 1. vydání. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1998. ISBN 80-01-01726-5.
- [2] VEDRAL Josef - FISCHER Jan. Elektronické obvody pro měřicí techniku. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999. ISBN 80-01-01950-0.
- [3] ĎAĎO, Stanislav - KREIDL, Marcel. Senzory a měřicí obvody. 2. vydání. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999. ISBN 80-01-02057-6.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**Ing. Martin Pokorný, Ph.D., katedra teorie obvodů FEL**

Jméno a pracoviště druhého(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **20.02.2017**

Termín odevzdání bakalářské práce: **26.05.2017**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2018**

Ing. Martin Pokorný, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

prof. Ing. Pavel Sovka, CSc.  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Řípka, CSc.  
podpis děkana(ky)

### III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

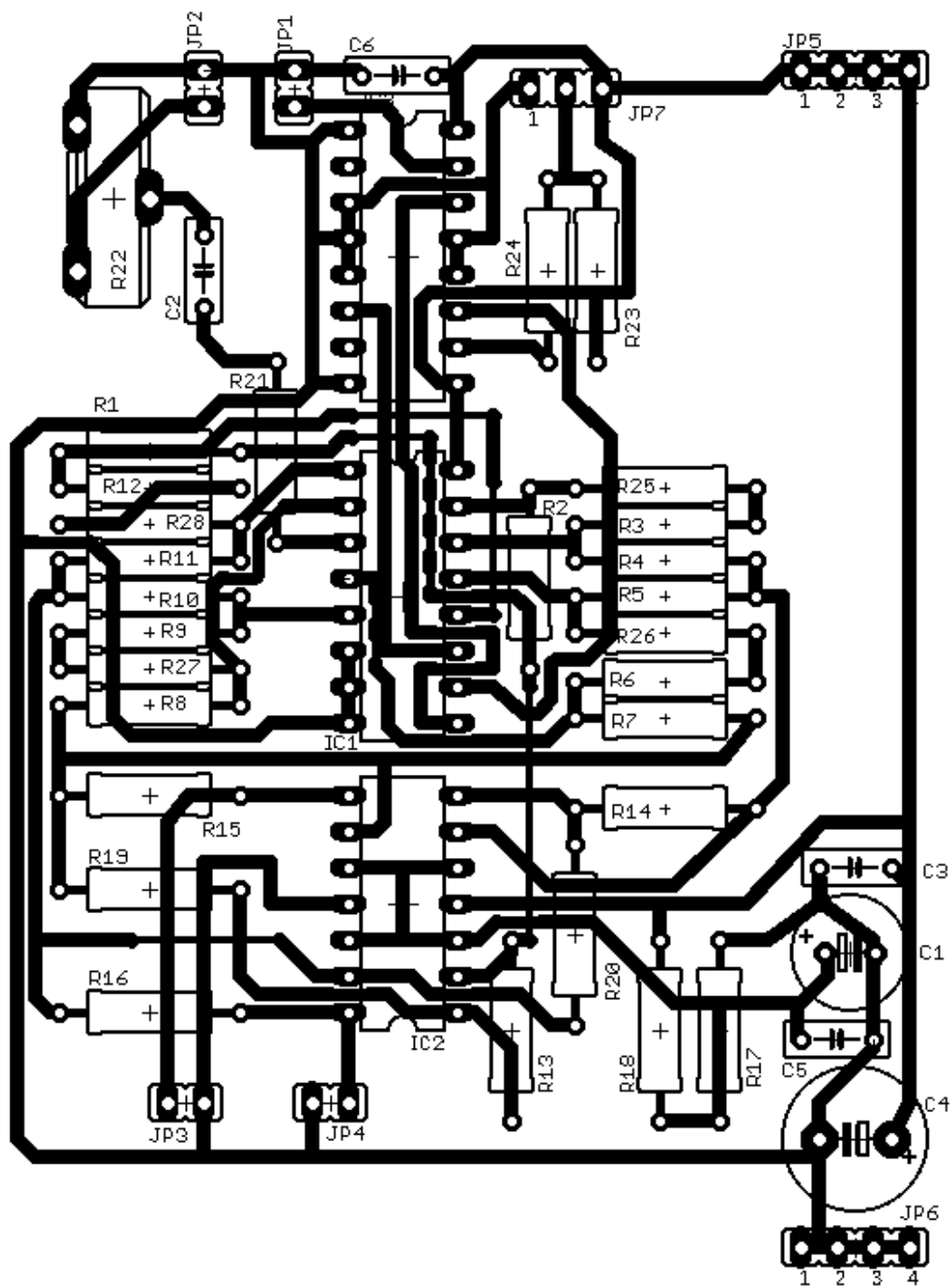
9.11.2017  
Datum převzetí zadání

Podpis studenta

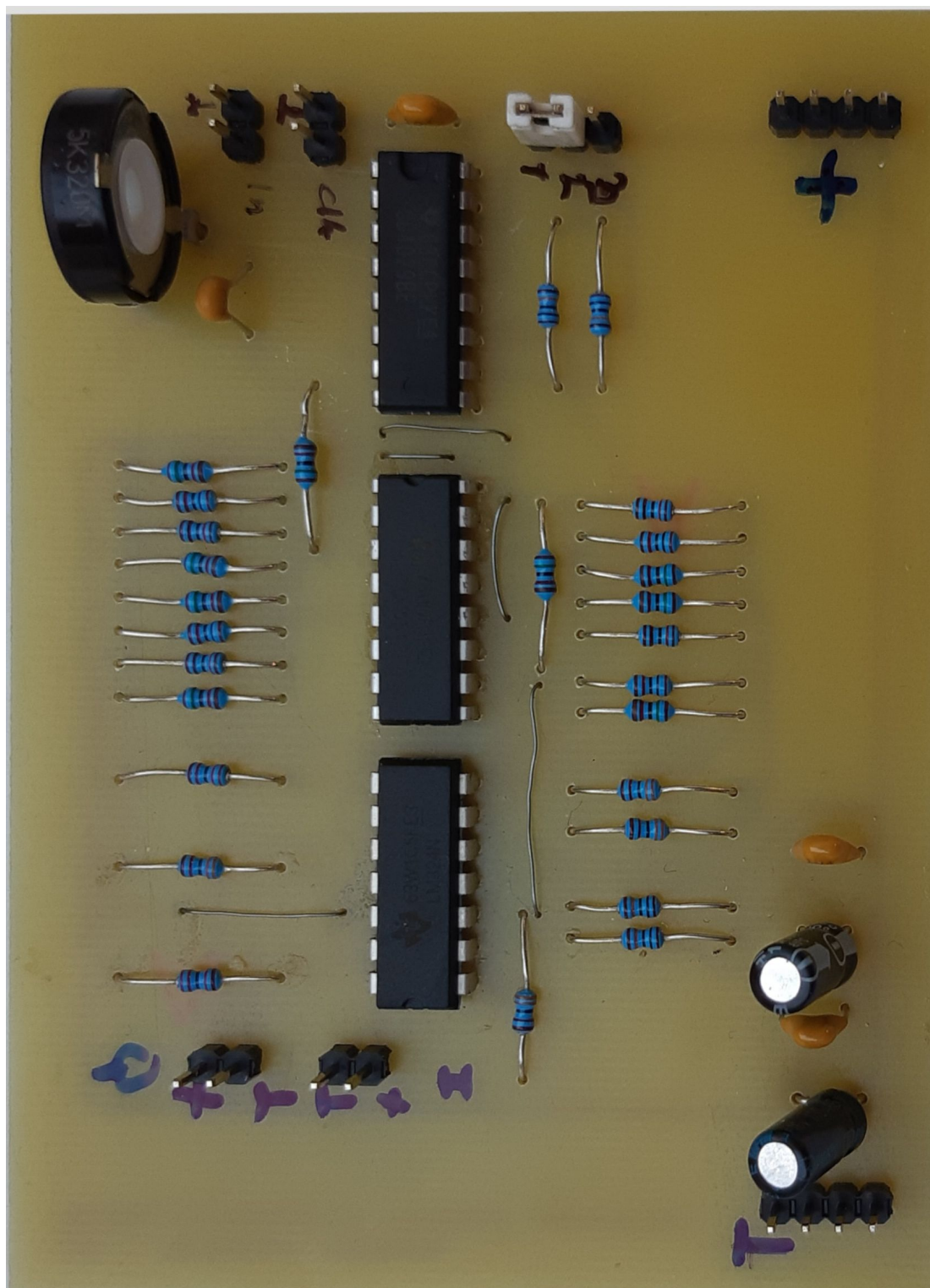


## Příloha B

### Bloky konvertoru

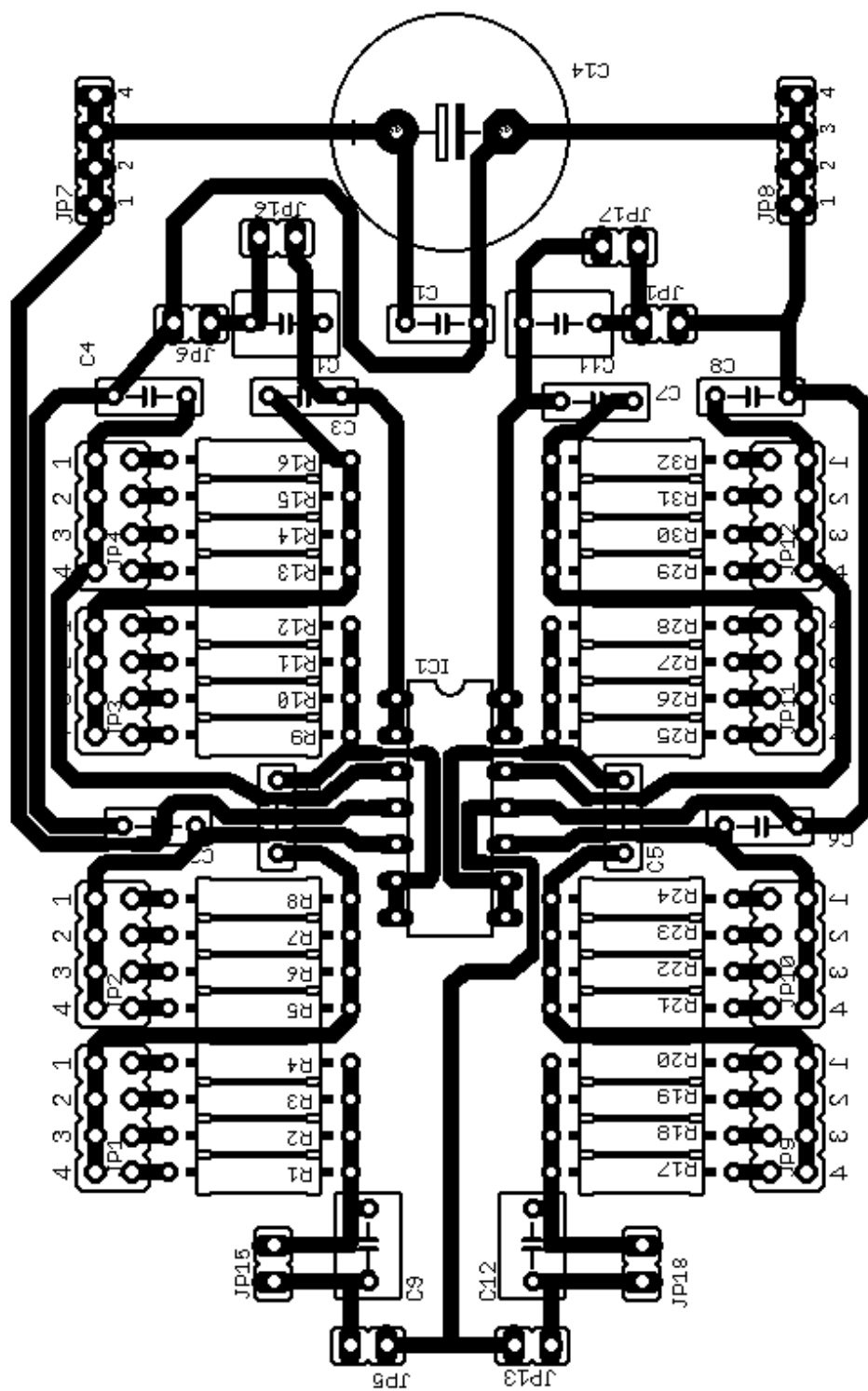


Obrázek B.1. Návrh plošného spoje vstupního směřovače

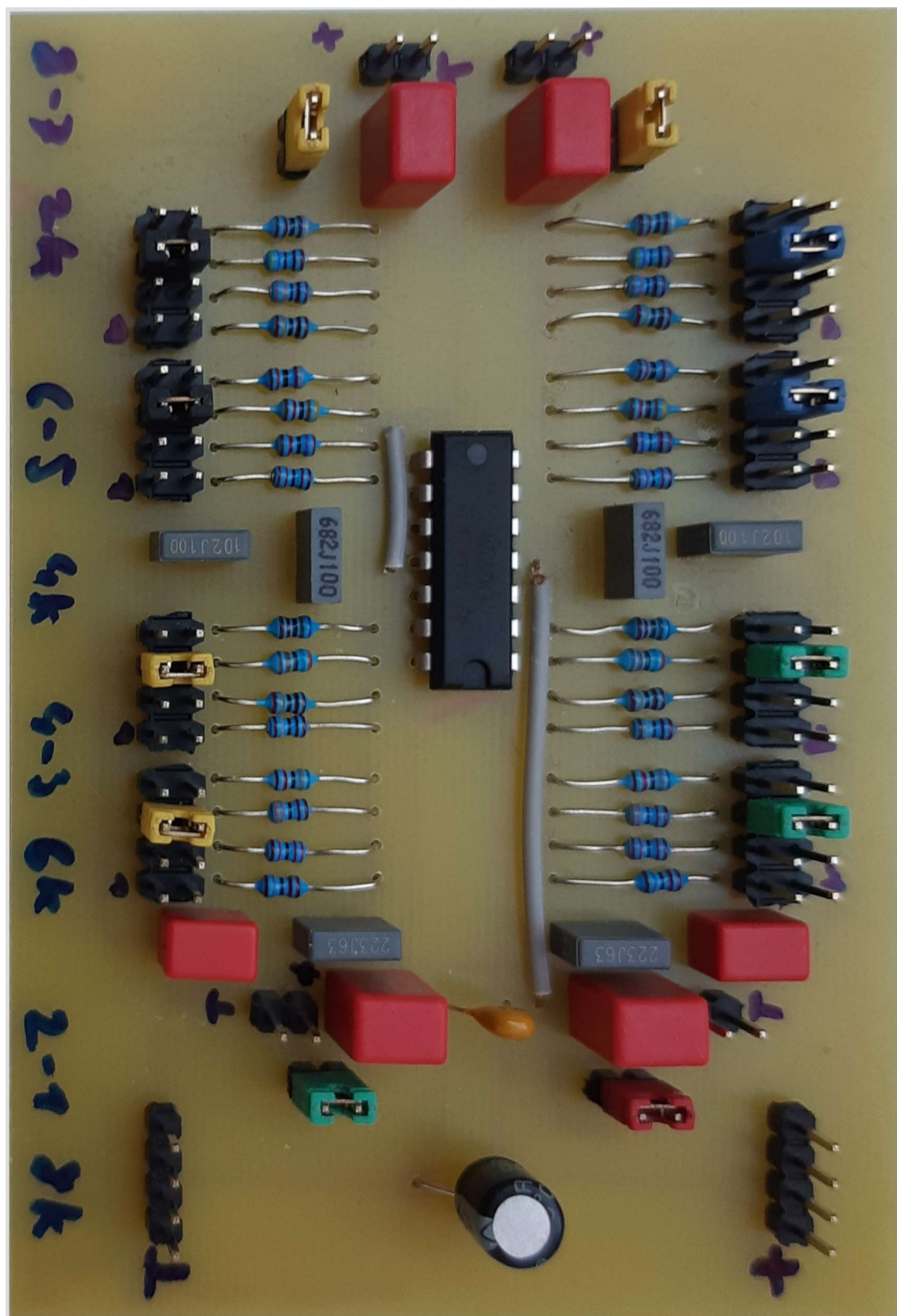


**Obrázek B.2.** Plošný spoj vstupní kvadraturní směšovač

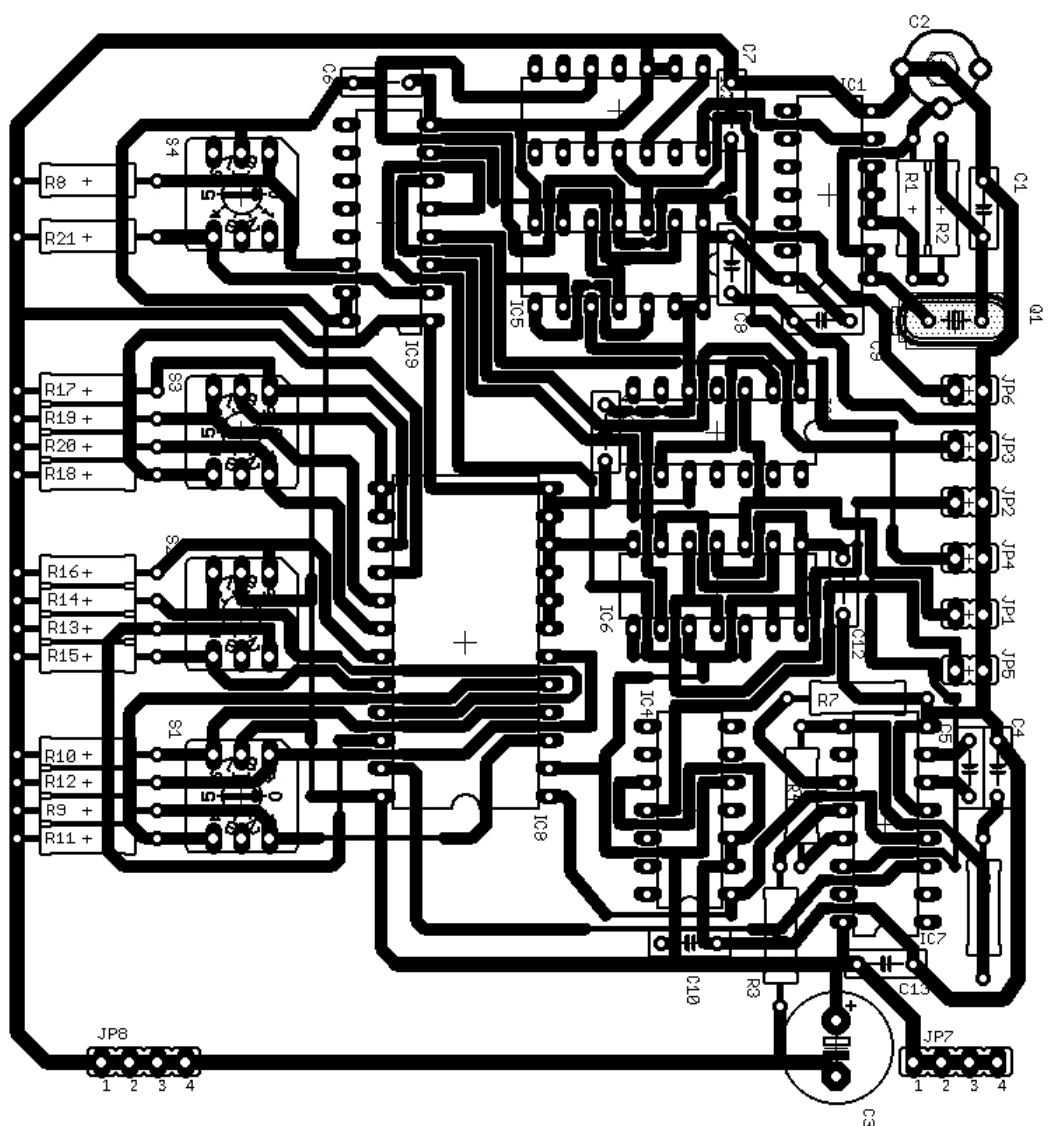




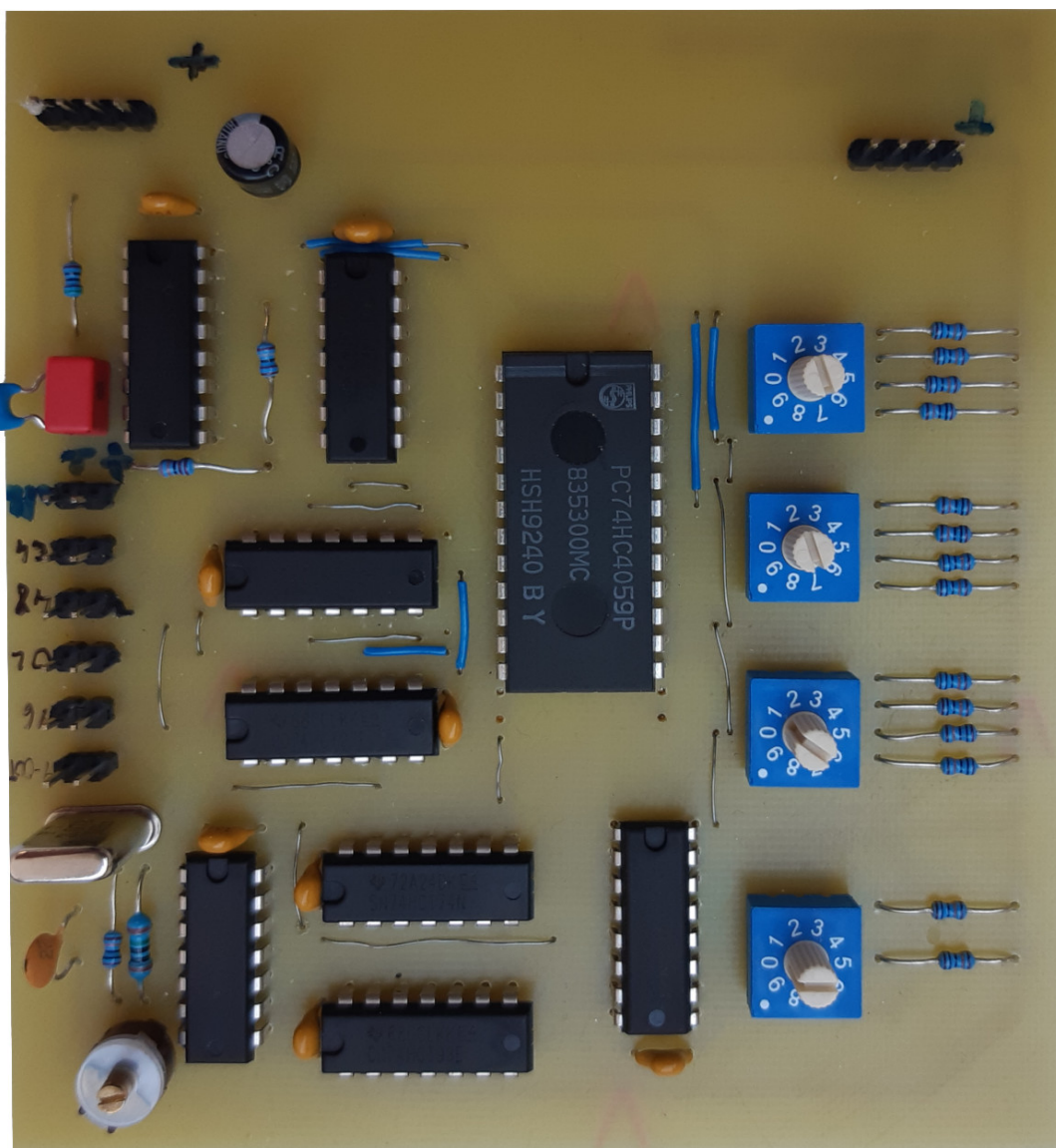
**Obrázek B.3.** Návrh plošného spoje filtru typu dolní propust



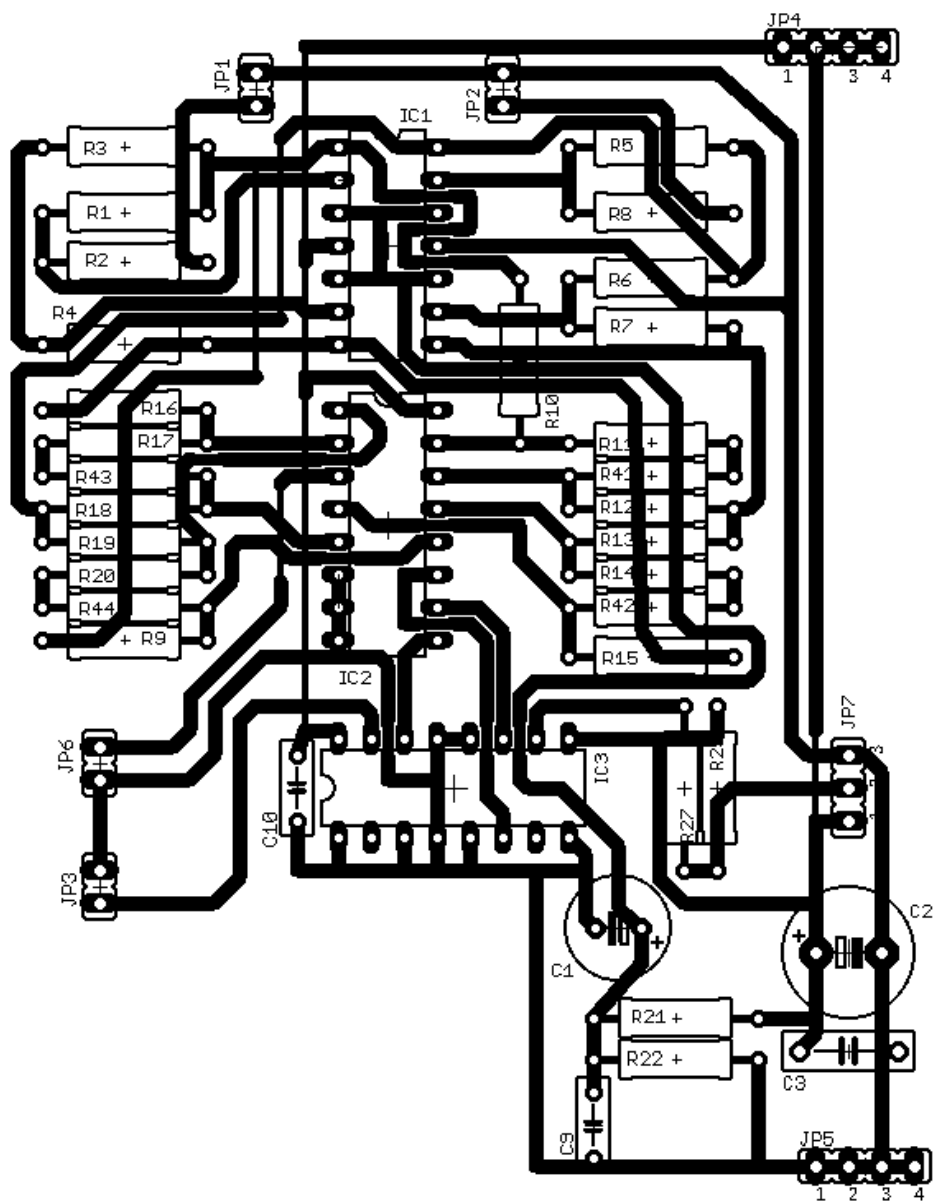
**Obrázek B.4.** Plošný spoj filtr typu dolní propust



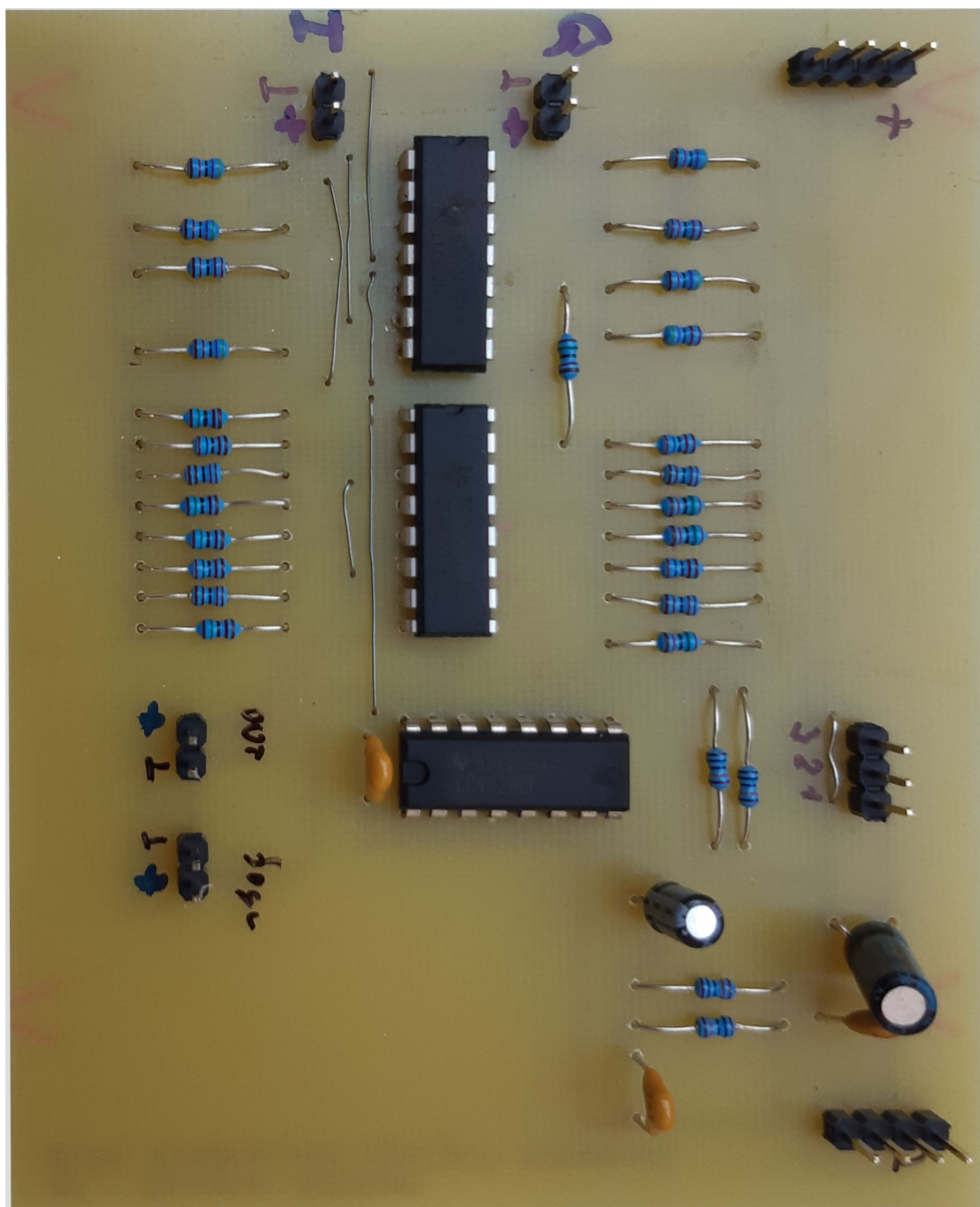
**Obrázek B.5.** Návrh plošného spoje generátoru kmitočtů



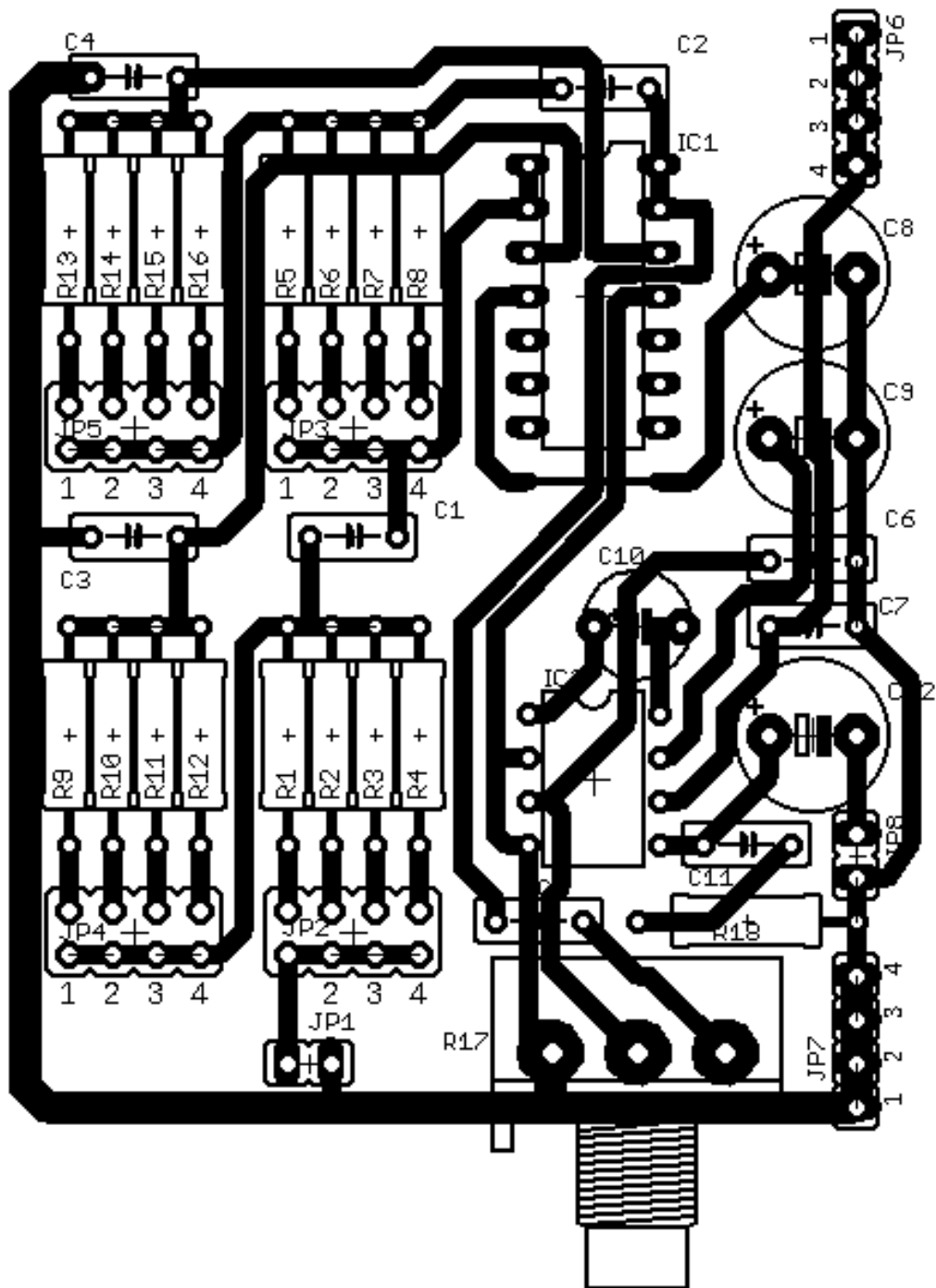
**Obrázek B.6.** Plošný spoj generátor kmitočtů



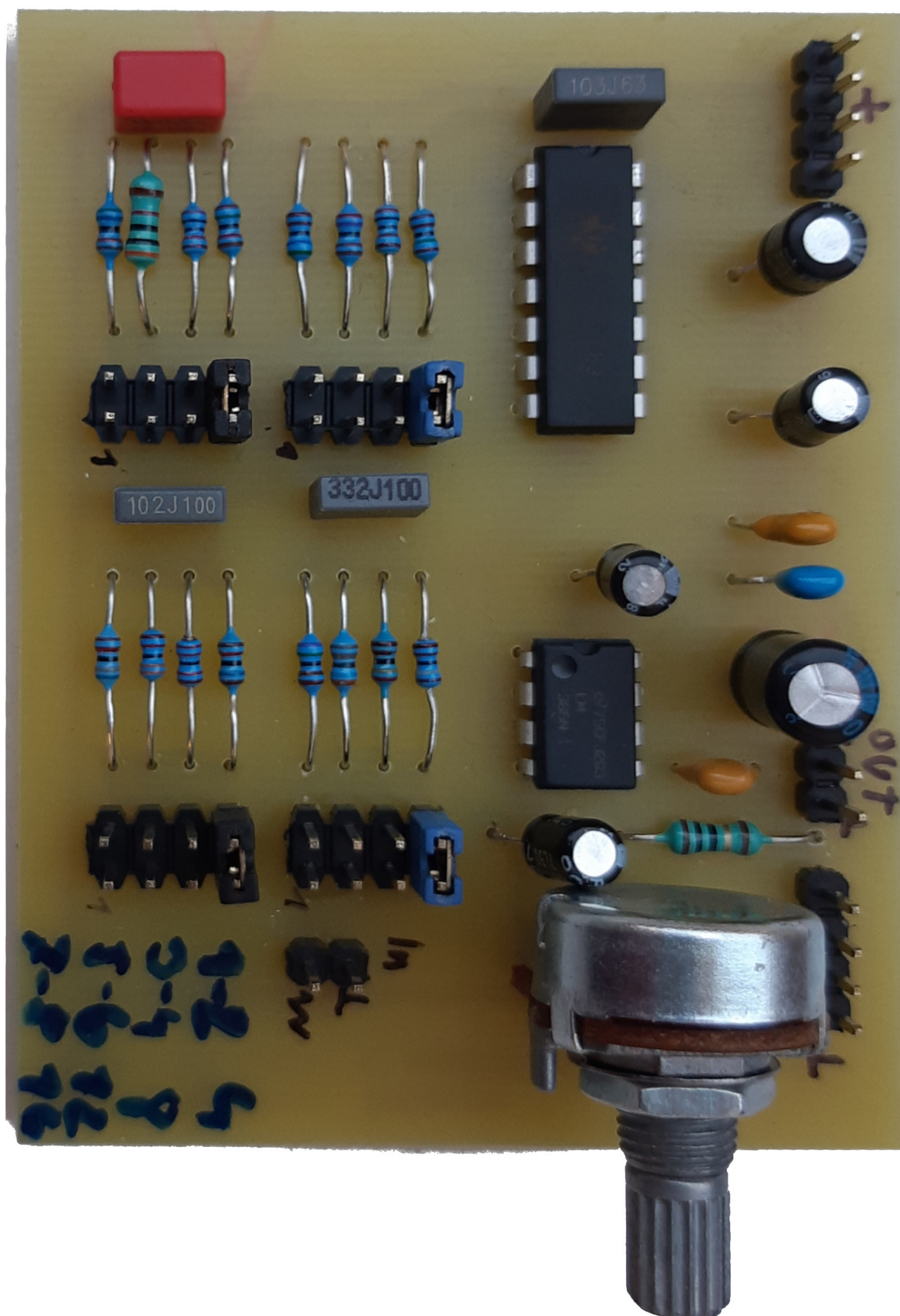
**Obrázek B.7.** Návrh plošného spoje výstupního směšovače



**Obrázek B.8.** Plošný spoj výstupního směšovače



**Obrázek B.9.** Návrh plošného spoje výstupního filtru typu dolní propust a zesilovače



**Obrázek B.10.** Plošný spoj výstupního filtru typu dolní propust a zesilovače



## **Příloha C**

### **Obsah přiloženého CD**

Na přiloženém CD jsou k dispozici následující data:

- Text této bakalářské práce ve formátu PDF
- Zdrojové soubory programu Eagle 8.0.0 pro jednotlivé bloky
- Obrázky blokových schémata jednotlivých bloků a jejich part-listy