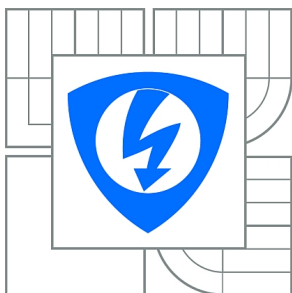


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV BIOMEDICÍNSKÉHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF BIOMEDICAL ENGINEERING

ULTRAZVUKOVÝ MĚŘIČ RYCHLOSTI TOKU KRVE

ULTRASONIC BLOOD FLOW METER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

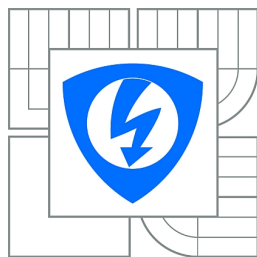
Bc. DUŠAN PAVLÍK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. JIŘÍ ROZMAN, CSc.

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav biomedicínského inženýrství

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Biomedicínské a ekologické inženýrství

Student: Bc. Dušan Pavlík

ID: 72984

Ročník: 2

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Ultrazvukový měřič rychlosti toku krve

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s ultrazvukovými metodami měření rychlosti toku krve cévami. Vypracujte systémový návrh směrového měřiče rychlosti toku krve pracujícího na frekvenci 4 MHz s intenzitou ultrazvuku 100 mW/cm² a průměrem ultrazvukového měniče 8 mm. Pro systémový návrh měřiče navrhnete jeho obvodové řešení.

Práce musí obsahovat : teoretický rozbor, schéma zapojení, soupisku součástí a výkres plošného spoje.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] ATKINSON P., WOODCOCK J.P.: Doppler ultrasound and its use in clinical measurement. Academic Press, London, 1982
- [2] ROZMAN J.: Ultrazvuková technika v lékařství. VUT FE, Brno, 1979

Termín zadání: 15.10.2010

Termín odevzdání: 20.5.2011

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Rozman, CSc.

prof. Ing. Ivo Provazník, Ph.D.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Práce se zabývá systémovým návrhem ultrazvukového měřiče rychlosti toku krve s důrazem na praktickou realizaci takového zařízení. Jedná se o lékařský přístroj v praxi používaný v ultrazvukové diagnostice, především při měření směru a rychlosti krevních toků v povrchových cévách. Práce obsahuje postupný návrh včetně popisu jednotlivých funkčních bloků. Rovněž jsou přiloženy podklady pro výrobu oboustranné desky plošných spojů.

KLÍČOVÁ SLOVA

Diagnostický ultrazvuk, Dopplerův jev, rychlost toku krve, širokopásmový fázovací členek, pásmová propust, kvadrurní demodulace

ABSTRACT

This thesis deals with ultrasound blood flow meter design with emphasis on practical implementation of such device. This medical device is used in ultrasound diagnostic, especially for measuring direction and velocity of blood flow in superficial vessels. This thesis contains consecutive design including description of individual function blocks. Documents for making double-sided printed circuit are included as well.

KEYWORDS

Diagnostic ultrasound, Doppler effect, blood flow velocity, wide-band phase shifter, band-pass filter, quadrature demodulation

BIBLIOGRAFICKÁ CITACE

PAVLÍK, D. Ultrazvukový měřič rychlosti toku krve. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 59 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Jiří Rozman, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Ultrazvukový měřič rychlosti toku krve jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 20. května 2011

.....
podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jiřímu Rozmanovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 20. května 2011

.....
podpis autora

OBSAH

1. Úvod do problematiky	6
2. Systémový návrh ultrazvukového měřiče rychlosti toku krve.....	7
2.1. Dopplerovská ultrazvuková sonda.....	9
2.1.1. Piezoelektrický měnič	10
2.1.2. Kabelový přívod k ultrazvukové sondě.....	11
2.2. Vysílací část.....	13
2.3. Přijímací část.....	13
2.4. Zpracování signálu	14
2.4.1. Kvadrurní fázová detekce	15
2.4.2. Zpracování ve fázové oblasti	16
2.5. Zobrazovací část	17
2.6. Napájecí část.....	17
3. Obvodové řešení.....	19
3.1. Krystalový oscilátor.....	19
3.2. Dělička kmitočtu	20
3.3. Přizpůsobovací obvod ve vysílací části	21
3.4. Vysokofrekvenční zesilovač ve vysílací části.....	23
3.5. Přizpůsobovací obvod v přijímací části.....	25
3.6. Vysokofrekvenční zesilovač v přijímací části	25
3.7. Omezovač amplitudy signálu.....	26
3.8. Kvadrurní demodulátor	27
3.9. Pásmová propust	29
3.10. Širokopásmový fázovací členek	33
3.11. Součtový člen	35
3.12. Převodník f/U	36
3.13. Diferenční zesilovač	39
3.14. A/D převodník.....	41
3.15. LCD displej.....	42
3.16. Napájecí zdroj	43
4. Konstrukční podklady	48

4.1. Schéma zapojení	48
4.2. Výkresy plošného spoje	48
4.3. Seznam součástek.....	51
5. Závěr	55
Literatura	56
Seznam obrázků.....	58
Seznam tabulek	59
Seznam příloh	59

1. ÚVOD DO PROBLEMATIKY

Diagnostický ultrazvuk je zavedená a efektivní neinvazivní zobrazovací metoda, která využívá ultrazvukového vlnění s vysokou frekvencí pro zobrazení tkání a orgánů ve vyšetřované oblasti lidského těla. Pro ultrazvukovou diagnostiku je Dopplerův jev základním fyzikálním principem umožňujícím detekci a měření rychlosti pohybujících se struktur. Nejčastěji se jedná o detekci pohybu suspenze erytrocytů. Dopplerovské ultrazvukové vyšetření navíc umožňuje kvalitativně i kvantitativně posoudit nález na cévním řečišti, zejména zhodnotit přítomnost uzávěrů cév či posoudit stupeň jejich zúžení. Jedná se o bezpečnou a efektivní diagnostickou metodu. Do současnosti nebyly prokázány žádné významné škodlivé vedlejší účinky ultrazvuku při výkonových hladinách používaných pro diagnostická vyšetření.

Měření rychlosti toku krve lze realizovat buďto pomocí ultrazvukového systému s pulsně vysílanou vlnou (PW) nebo pomocí kontinuálně vysílané ultrazvukové vlny (CW). U systémů s kontinuálním vysíláním je signál neustále jedním piezoelektrickým měničem uloženým v sondě vysílán a druhým přijímán. Oba měniče bývají vůči sobě skloněny ve velmi tupém úhlu tak, aby se oba svazky, vysílaný i přijímaný, překrývaly v tzv. citlivé oblasti. Tato zařízení slouží především k měření rychlosti krevního toku v cévách uložených blízko pod povrchem těla.

Dle konstrukce přístroje rozlišujeme buď nesměrové nebo směrové systémy. Rozdíl mezi nimi spočívá ve složitosti zpracování signálu. Nesměrové systémy poskytují informaci pouze o průměrné průtokové rychlosti, bez možnosti směrového rozlišení, u směrových systémů je možné zaznamenat jak dopředné (pohyb směrem k sondě), tak i zpětné (pohyb směrem od sondy) toky krve.

Oproti systému s pulsně vysílanou vlnou má tento systém značnou výhodu v tom, že dokáže měřit i vysoké průtokové rychlosti. Při kontinuálním režimu se totiž neuplatňuje Nyquistův limit. Díky širšímu ultrazvukovému svazku oproti pulzním systémům je také mnohem jednodušší zaměřit cílová místa proudění. Systémy s kontinuálně vysílanou vlnou však postrádají axiální rozlišovací schopnost, což je jejich jediná nevýhoda. To znamená, že odražené signály jsou detekovány v celé délce ultrazvukového svazku, nikoli jen v dané nastavené hloubce jako je tomu u PW – výsledný signál tak může obsahovat signály z více cév současně.

Navržené zařízení tedy bude pomocí piezoelektrického měniče o průměru 8 mm generovat kontinuální nosnou vlnu o pracovní frekvenci 4 MHz s maximální použitelnou intenzitou v ultrazvukové diagnostice 100 mW/cm^2 . Výstupem bude zobrazení rychlosti toku krve v cévách v rozmezí $5 \div 50 \text{ cm/s}$ a jelikož se jedná o směrový systém, bude indikován i směr převažujícího krevního toku. Jako podklad pro výrobu bude sloužit celkové schéma zapojení se soupiskou součástí a podklad pro výrobu a osazení desky plošného spoje.

2. SYSTÉMOVÝ NÁVRH ULTRAZVUKOVÉHO MĚŘIČE RYCHLOSTI TOKU KRVE

Úkolem tohoto zařízení musí být schopnost vysílat kontinuální ultrazvukové vlnění o požadované intenzitě do tkáně, dále musí zachytit část odraženého a modulovaného signálu od pohybujících se krevních částic, tento signál dostatečně zesílit, zpracovat jeho tzv. dopplerovskou složku a pomocí ní vyhodnotit převažující rychlost pohybujících se krevních částic v zájmové oblasti. Jelikož se jedná o směrový měřič rychlosti toku krve, je potřeba určit, zdali v krevním řečišti převažuje dopředný (směrem k sondě) či zpětný (směrem od sondy) tok krve. Výsledek se zobrazí na displeji v jednotkách [cm/s] s odpovídajícím znaménkem + nebo – podle převažujícího charakteru krevního toku.

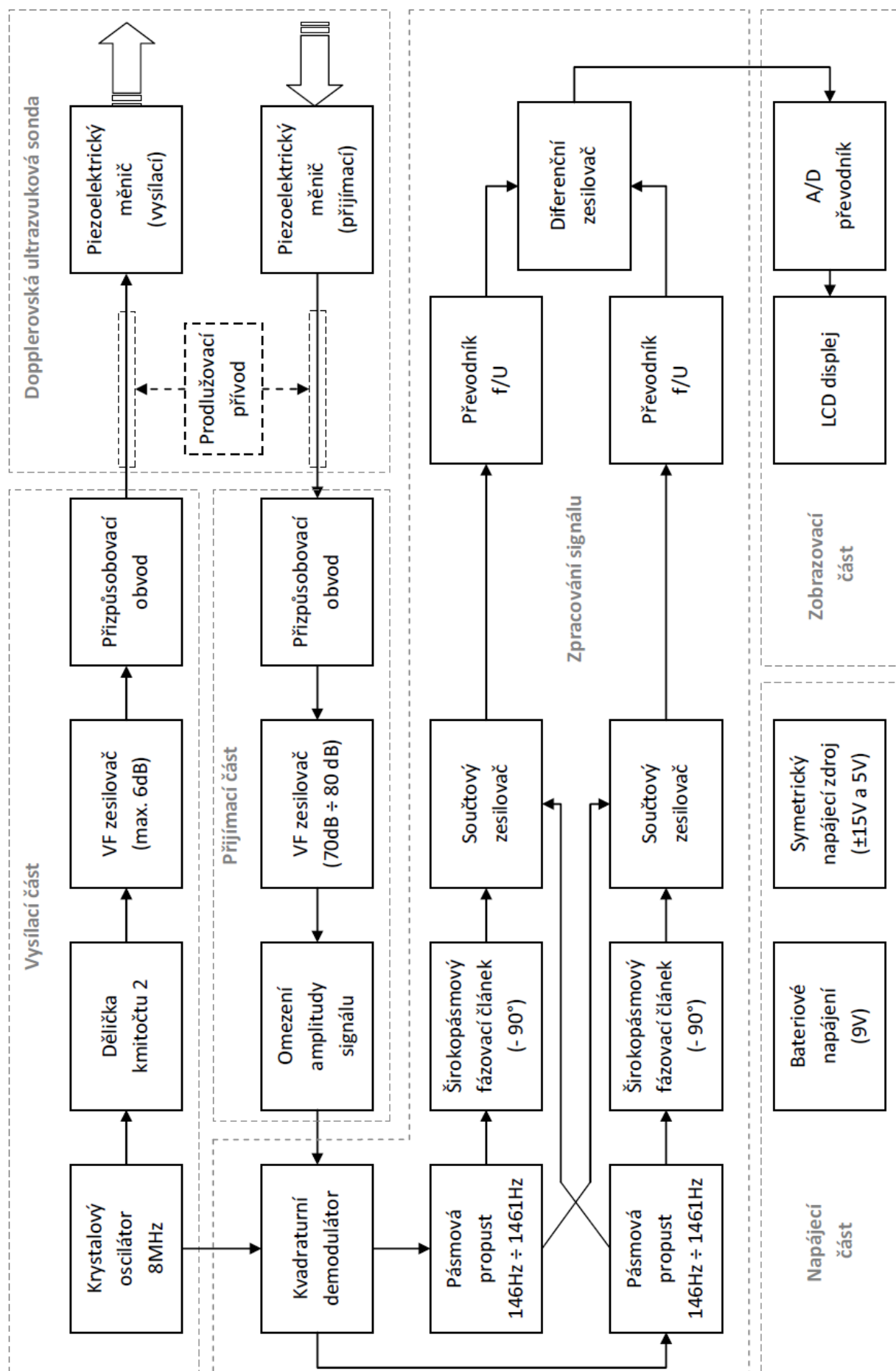
V našem případě se bude jednat o směrový dopplerovský ultrazvukový systém s nemodulovanou spojitě vysílanou nosnou vlnou o nosné frekvenci 4 MHz a vysílanou intenzitou ultrazvuku 100 mW/cm^2 s průměrem měničů 8 mm.

Principiální blokové schéma (Obr. 1) navrženého dopplerovského měřiče rychlosti toku krve bude sestávat z ultrazvukové sondy s dvěma piezoelektrickými měniči, vysílací a přijímací části, dále z části pro zpracování přijatého signálu, zobrazovací části a napájecí části pro celé zařízení.

Před obvodovým návrhem je nejdříve nutné si ujasnit několik základních skutečností:

- zvolit vhodný piezoelektrický měnič představující kompromis mezi ideálními parametry pro vysílací i přijímací měnič,
- vypočítat potřebné budicí napětí, které přivedeme na svorky vybraného piezoelektrického měniče, abychom jej vybudili na požadovanou intenzitu,
- způsob propojení ultrazvukové sondy se zařízením,
- jakou metodu použít pro detekci a vyhodnocení postranních pásem v přijímaném signálu, aby bylo možné rozlišit rychlosti krevních toků v obou směrech vyšetřované zájmové oblasti,
- určit Dopplerův zdvih,
- způsob převodu zpracovaného analogového signálu do digitální podoby a jeho správnou interpretaci osobě pracující se zařízením.

V části systémového návrhu tedy budou rozebrány výše zmíněné skutečnosti, které nám později v kapitole věnující se obvodovému návrhu umožní správně sestavit funkční obvodové řešení.

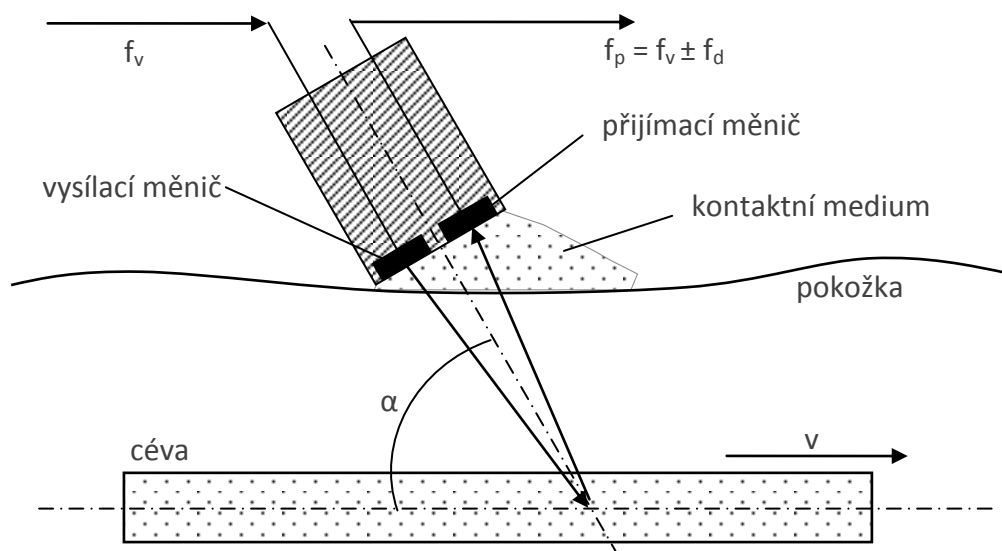


Obr. 1: Blokové schéma směrového UZV měřiče rychlosti toku krve

2.1. Dopplerovská ultrazvuková sonda

Existuje několik typů sond, které se konstrukčně liší v závislosti na jejich použití. V případě cévní diagnostiky se nejčastěji používá tzv. tužková sonda. Dopplerovské sondy pro nemodulovanou nosnou vlnou jsou určeny k detekci a měření toku především v povrchově uložených cévách. Pásmo citlivosti takové sondy je $10 \div 30$ mm od jejího čela a je určeno průnikem vyzařovacího diagramu vysílacího a přijímacího měniče. Průnik vyzařovacích diagramů lze korigovat úhlem náklonu měničů v rozmezí $\pm 2 \div 25^\circ$.

Dopplerovská ultrazvuková sonda se spojitě vysílanou ultrazvukovou vlnou (Obr. 2) využívá dvou měničů, zvlášť pro vysílání a příjem. V našem případě se jedná o měnič ve tvaru písmene D s průměrem 8 mm pro vysílací i přijímací část. Rozměr není náhodně zvolen, ale vychází z oboru aplikace, pro který je sonda konstruována. Rovněž je důležitá vzdálenost měničů v těle sondy, aby nedocházelo k vzájemnému přeslechu. Při vzdálenosti $1 \div 2$ mm dochází k dostatečnému potlačení signálu o více než 30 dB [1].



Obr. 2: Dopplerovská ultrazvuková sonda

Nejčastěji jsou pro výrobu ultrazvukových sond používány nejrůznější plastové materiály. Zvláštní pozornost při výrobě je potřeba věnovat čelu sondy, respektive tloušťce materiálu. Z konstrukčního hlediska je zcela zásadní tloušťka krycí vrstvy ultrazvukového měniče ve směru vyzařování. Pro maximální přenos energie musí být vrstva rezonančně naladěna a její velikost má vyhovovat podmínce minima odrazů a maximálního průniku:

$$l = n \cdot \frac{\lambda}{2} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

Pro relativní měření rychlosti toku krve na většině periferních cév se statistickým vyhodnocením dospělo k úhlu $\alpha = 55^\circ$, při kterém se dosahuje optimální velikosti snímaného signálu. Při dopplerovském měření se tedy považuje úhel mezi osou sondy a krevním

řečištěm neměnný a to $\alpha = 55^\circ$. Pro tento úhel je cejchována většina vyráběných přístrojů [1].

2.1.1. Piezoelektrický měnič

Při výběru piezoelektrického měniče pro dopplerovskou ultrazvukovou sondu musíme vybrat vhodný piezoelektrický materiál, který bude co nejlépe vyhovovat požadavkům na přijímací a vysílací měnič. Jedná se o kompromis, kde se snažíme dosáhnout co nejlepších parametrů při přímé přeměně elektrického pole na mechanickou deformaci a obráceně. Tyto vlastnosti charakterizuje u piezoelektrických materiálů tzv. piezoelektrický modul (vysílací) d_{33} a piezoelektrická konstanta (přijímací) g_{33} .

Jako nejvhodnější materiál pro piezoelektrické měniče se jeví tzv. PZT keramika. Jedná se o materiál na bázi tuhých roztoků oxidů olova, zirkonu a titanu, tj. PbZrO_3 (PZ) a PbTiO_3 (PT). Každý výrobce uvádí ke svým vyráběným materiálům tabelované hodnoty, které jsou závislé na složení piezoelektrika. Z běžně dostupných materiálů byla jako nejvhodnější zvolena PZT keramika s typovým označením APC855 od výrobce APC International Ltd. [6]. Vlastnosti tohoto materiálu (potřebné pro další návrh) jsou uvedeny v Tab. 1.

Tab. 1: Vlastnosti materiálu APC855 (*uvažovaná impedance měniče při rezonanci)

$d_{33} [\text{m}\cdot\text{V}^{-1}]$	$g_{33} [\text{V}\cdot\text{m}\cdot\text{N}^{-1}]$	$k_{33} [-]$	$N_{33} [\text{Hz}\cdot\text{m}]$	$\varepsilon_r [-]$	$Z [\Omega]^*$
$600\cdot 10^{-12}$	$21\cdot 10^{-3}$	0,76	1785	3400	100

Ze zadání víme, že je nutné, aby piezoelektrický měnič pracoval s intenzitou ultrazvuku $I = 100 \text{ mW/cm}^2$ při vysílací frekvenci $f_v = 4 \text{ MHz}$ a jeho průměr byl $D = 8 \text{ mm}$. Abychom se dostali na požadované vysílací parametry, musíme vypočítat napětí, kterým vybudíme měnič na požadovanou intenzitu vysílaného ultrazvuku.

Uvažujeme-li měnič ve tvaru písmene D (půlkruh), spočítáme nejdříve jeho vyzařovací plochu S :

$$S = \frac{\pi \cdot D}{4} \cdot \frac{1}{2} = \frac{3,14 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{4} \cdot \frac{1}{2} = 25,13 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (2)$$

Pomocí vyzařovací plochy měniče S a požadované intenzity I určíme výkon N měniče:

$$N = I \cdot S = 1000 \cdot 25,13 \cdot 10^{-6} = 25,13 \cdot 10^{-3} \text{ W} \quad (3)$$

Ze známého výkonu měniče N a činitele elektromechanické vazby k_{33} , jehož druhá mocnina odpovídá samotné účinnosti měniče, vypočteme jeho příkon P :

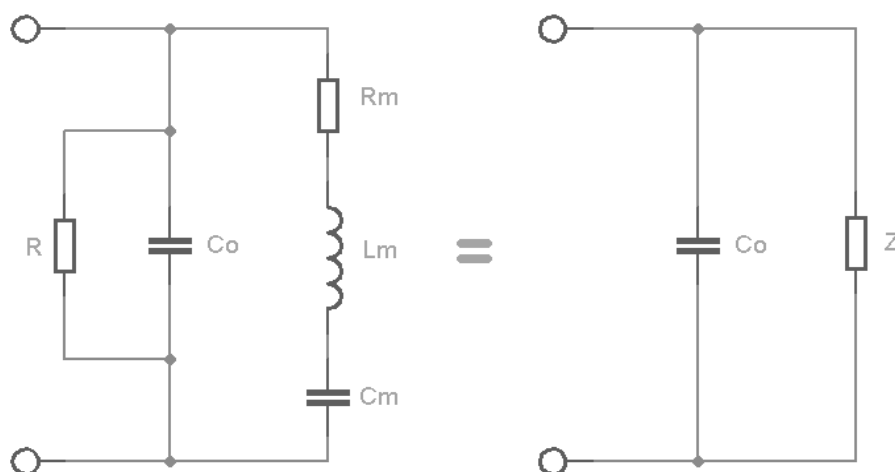
$$P = \frac{N}{k_{33}^2} = \frac{25,13 \cdot 10^{-3}}{0,76^2} = 43,51 \cdot 10^{-3} \text{ W} \quad (4)$$

Nakonec ze zjištěného příkonu P a impedance Z měniče v rezonanci získáme potřebné napájecí napětí U_m , které použijeme pro napájení vysílacího měniče:

$$U_m = \sqrt{Z \cdot P} = \sqrt{100 \cdot 43,51 \cdot 10^{-3}} = 2,09 \text{ V} \quad (5)$$

Z výpočtu vyplývá, že pokud chceme, aby měnič (konkrétně typ APC855, průměr 8mm - půlkruh) rezonoval na pracovní frekvenci 4 MHz s intenzitou ultrazvuku $100 \text{ mW} \cdot \text{cm}^{-2}$, což je maximální povolená intenzita ultrazvuku v diagnostice, musíme na jeho svorky přivést střídavé napětí o amplitudě $U_m = 2,09 \text{ V}$ a frekvenci $f_v = 4 \text{ MHz}$.

Pro obvodový návrh je nutné rovněž znát tzv. vlastní kapacitu piezoelektrického měniče z důvodu potřebného přizpůsobení k okolním obvodům. Vlastní kapacita C_0 vychází z náhradního schématu piezoelektrického měniče (Obr. 3), z kterého je zřejmé, že piezoelektrický měnič se chová jako sério-paralelní kmitavý okruh přemostěný statickou kapacitou C_0 . Sériový obvod reprezentuje pohybovou větev náhradního schématu. Odpor R_m odpovídá ztrátám v měniči, indukčnost L_m hmotnosti a kapacita C_m poddajnosti měniče [1].



Obr. 3: Náhradní schéma piezoelektrického měniče

Vlastní kapacitu C_0 piezoelektrického měniče lze spočítat pomocí vyzařovací plochy měniče S , permitivity ε a jeho tloušťky d , kterou můžeme dopočítat pomocí známé vysílací frekvence f_v a frekvenční konstanty N_{33} (Tab. 1) použitého měniče:

$$C_0 = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S}{d} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S \cdot f_v}{N_{33}} = 8,854 \cdot 10^{-12} \cdot 3400 \cdot \frac{25,13 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^6}{1785} = 2 \cdot 10^{-12} \text{ F} \quad (6)$$

Dále tedy budeme uvažovat, že vlastní kapacita C_0 našeho použitého měniče je přibližně 2pF. Tuto hodnotu využijeme pro správné obvodové přizpůsobení měniče k budicímu obvodu.

2.1.2. Kabelový přívod k ultrazvukové sondě

Prodlužovací přívod k ultrazvukové sondě nám zajistí pohyblivé spojení sondy se zařízením a umožní tak lékaři dobrou manipulaci se sondou při vlastním vyšetření. Jako dostatečně dlouhý přívod se jeví délka 1 m.



Obr. 4: Struktura koaxiálního kabelu 1.13/4.8 F PVC [7]

V případě použití propojovacího koaxiálního kabelu musíme uvažovat jeho parametry, z nichž nás nejvíce zajímá jeho kapacitní reaktance a kvalitní přenos na požadovaných frekvencích. Jako vhodný koaxiální kabel se jeví například typ 1.13/4.8 F PVC (Obr. 4) od výrobce DRAKA kabely [7]. Nejdůležitější parametry tohoto kabelu jsou uvedeny v Tab. 2. Při návrhu přizpůsobovací části k piezoelektrickému měniči musíme tyto parametry uvažovat a zohlednit při výpočtech.

Tab. 2: Parametry koaxiálního kabelu 1.13/4.8 F PVC [7]

Typ koaxiálního kabelu	Útlum [dB/100m] (při 5 MHz)	Kapacitní reaktance [pF/m]	Charakteristická impedance [Ω]	Odstínění [dB] (30 ÷ 10000 MHz)
1.13 / 4.8 F PVC	1,2	52	75	-80

Útlum tohoto koaxiálního kabelu nemusíme uvažovat, jedná se - při naší délce 1 m - o zanedbatelnou hodnotu, která se nijak neprojeví na kvalitě přenosu. Kapacitní reaktance se projeví jako kapacita proti nulovému potenciálu a tu již při obvodovém návrhu (přizpůsobovací obvod) zohledníme.

Nedílnou součástí je i vhodný konektor pro připojení sondy s prodlužovacím přívodem k vlastnímu zařízení. Jako vyhovující pro koaxiální kabel se jeví klasický BNC konektor. Tyto konektory jsou určeny pro tvorbu elektricky a mechanicky náročných vysokofrekvenčních spojů. Nesmí být použity v obvodech, které jsou spojeny se sítí silového rozvodu. Existují dva základní druhy známé pod mezinárodním označením:

- SMS pro vedení o impedanci 50, případně 75 Ω ,
- SMA používané především pro mikrovlnné aplikace (do 18 GHz).

Izolační části jsou nejčastěji vyrobeny z polytetrafluoretylenu, vnitřní pružné kontakty, vnější pouzdra, spojovací matice z beryliové bronzi, ostatní kovové díly z nemagnetických materiálů. Funkční kontaktní díly jsou povrchově zlaceny, montážní kovové díly niklovány [3].

Na straně zařízení zvolíme 90°, female, pájecí do plošného spoje a k prodlužovacímu přívodu přímý, male, krimpovací.

2.2. Vysílací část

Vysílací část v našem případě považujeme za soubor obvodů umožňujících vybuzení sondy spojitým harmonickým signálem o frekvenci $f_V = 4$ MHz. Jedná se o oscilátor, obvod pro úpravu kmitočtu, zesilovací stupeň pro získání dostatečného napětí pro buzení měniče, koncovou přizpůsobovací část a vlastní piezoelektrický měnič přeměňující elektrické pole na mechanickou deformaci.

Oscilátor bude pracovat na dvojnásobné frekvenci, než je požadováno, z důvodu potřeby dvojnásobného kmitočtu (oproti nosné frekvenci) pro použitý integrovaný obvod zajišťující v části zpracování signálu kvadrurní demodulaci. Z tohoto důvodu musíme použít děličku kmitočtu dvěma, abychom se dostali na požadované 4 MHz. Zesilovací stupeň musí při této frekvenci dostatečně zesílit signál tak, abychom přes úbytky napětí v přizpůsobovacím obvodu dostali vypočtené napětí $U_m = 2,09$ V pro správné vybuzení měniče s odpovídající intenzitou generovaného ultrazvuku. Je nutné vybrat kvalitní vysokofrekvenční zesilovač, který bude mít požadované zesílení na požadované frekvenci 4 MHz.

Přizpůsobovací obvod musí zajistit maximální přenos výkonu mezi zesilovacím stupněm a vysílacím měničem. Musí být navržen na rezonanční frekvenci 4 MHz.

2.3. Přijímací část

Přijímací část přijímá odražený, frekvenčně modulovaný signál od pohybujících se krevních částic. Tento signál se skládá ze dvou složek. Jednak z odražené fázově posunuté nosné frekvence a z namodulovaných tzv. dopplerovských frekvencí. K odrazům dojde i v jiných částech tkáně, ale pro dopplerovská měření je rozhodující právě ta část energie ultrazvukové vlny, která se odrazí od částic pohybujících se rychlostí v . Při tom platí, že amplituda odražené vlny je úměrná druhé mocnině celkového počtu elementárních reflektorů (erytrocytů) [6]. Označíme-li frekvenci vysílané ultrazvukové vlny f_V a přijímané f_P , budou se tyto dvě frekvence vzájemně lišit. Rozdíl f_D mezi frekvencí vyslané ultrazvukové vlny f_V a přijaté vlny f_P po odrazu od pohybující se krve (dopplerovský posuv) je úměrný její rychlosti a kosinu úhlu, který svírá směr vyslaného signálu se směrem toku krve (dopplerovský úhel). Matematicky lze tzv. Dopplerův zdvih (posuv) vyjádřit jako [1]:

$$f_D = 2 \cdot f_V \cdot \frac{v \cdot \cos \alpha}{c}, \quad (7)$$

- kde v označuje rychlost proudící krve,
 c je rychlost šíření ultrazvukové vlny ve tkáni (v našem případě pro krev je rychlost $c = 1570$ m/s),
 α je tzv. dopplerovský úhel.

Rovnice (7) však platí pouze za předpokladu, že rychlost krevních částic (maximálně 1,8 m/s) je mnohem menší než rychlost šíření ultrazvuku (průměrně 1500 m/s).

Požadavek je měřit zařízením rychlosti krevních toků $5 \div 50$ cm/s v obou směrech. Z těchto dvou mezních hodnot lze vypočítat minimální f_d (8) a maximální f_h (9) Dopplerův zdvih:

$$f_d = 2 \cdot f_v \cdot \frac{v_{min}}{c} \cdot \cos \alpha = 2 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot \frac{0,05}{1570} \cdot \cos 55^\circ = 146 \text{ Hz} \quad (8)$$

$$f_h = 2 \cdot f_v \cdot \frac{v_{max}}{c} \cdot \cos \alpha = 2 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot \frac{0,50}{1570} \cdot \cos 55^\circ = 1461 \text{ Hz} \quad (9)$$

Tento rozsah dopplerovských frekvencí později použijeme pro vyfiltrování užitečného signálu z přijímaného signálu obsahujícího navíc další pásma pro nás neužitečných frekvencí.

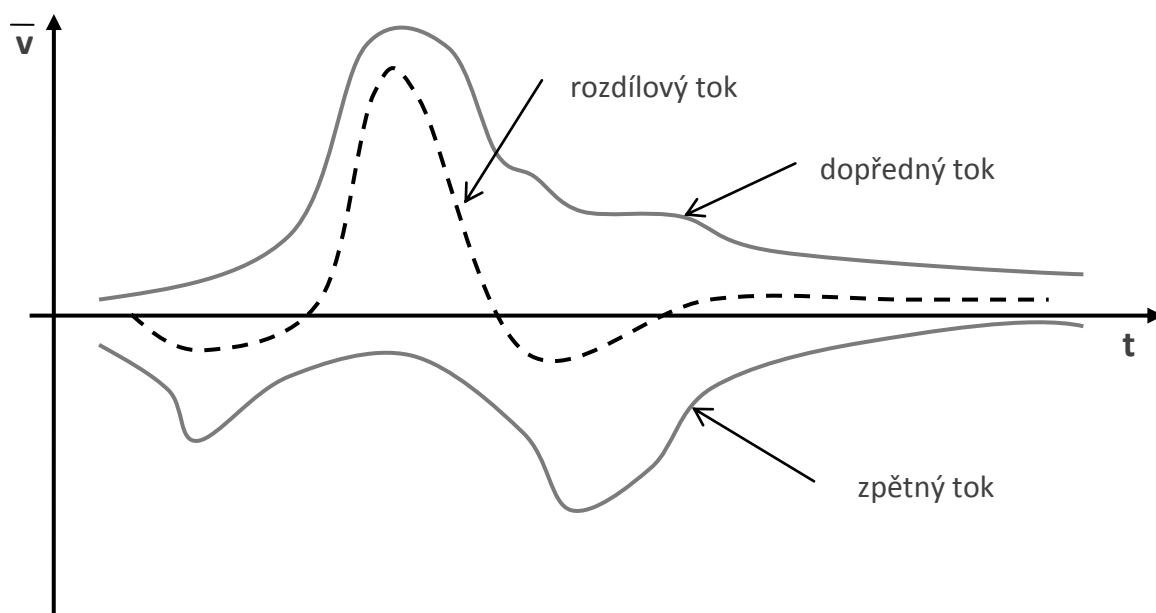
Tato část má před vysokofrekvenčním zesilovačem rovněž zařazen přizpůsobovací obvod, který slouží jednak jako laditelný vazebný člen mezi přijímacím piezoelektrickým měničem a vysokofrekvenčním zesilovačem a za druhé selektivně propouští pouze frekvenční pásmo $4 \text{ MHz} \pm 100 \text{ kHz}$, a tak zamezuje průniku dalších neužitečných frekvencí do dalších obvodových částí.

Typický vysokofrekvenční signál se skládá z velmi velké hodnoty amplitudy nosné a z velmi slabého dopplerovského signálu nesoucího informaci o rychlosti pohybujících se struktur. Složka silné nosné je vytvářena odrazy od nepohyblivých struktur a elektroakustickým průnikem z vysílacího na přijímací měnič. Velikost přijímaného dopplerovského signálu se bude pohybovat zhruba v rozmezí hodnot $10 \mu\text{V} \div 50 \mu\text{V}$. Jelikož bude nutné tento signál pro další zpracování dostatečně zesílit, budou na rozdíl od zesilovače ve vysílací části na tento přijímací zesilovač kladeny mnohem větší požadavky [1].

Pro omezení amplitudy přijímaného signálu je na konec přijímacího řetězce zařazen omezovač amplitudy kvůli ochraně dalších obvodů, které následují v části zpracování signálu.

2.4. Zpracování signálu

Jedná se o nejdůležitější blok celého zařízení. V tomto bloku probíhá detekce a vyhodnocení postranních pásem ve spektru přijímaného signálu a tím tedy směru toku či pohybu tkání. Jelikož se jedná o směrový systém, musíme být schopni rozlišit obě postranní pásma. Pro zpracování signálu byla zvolena metoda kvadrurní fázové detekce s následným zpracováním kvadrurních signálu ve fázové oblasti. Tímto způsobem oddělíme informace o velikostech dopředného a zpětného toku do dvou nezávislých kanálů. Informace o rychlosti krevního toku ve vyšetřované oblasti bude zakódována v Dopplerově kmitočtu o rozsahu 146 Hz až 1461 Hz. Použitím převodníku frekvence na napětí v každém kanálu dostaneme pro oba směry toku analogovou hodnotu napětí, jejíž velikost bude odpovídat právě rychlosti toku. Jelikož máme navrhnout směrový systém, musíme oba kanály od sebe odečíst a určit tak převládající směr a velikost krevního toku (Obr. 5).

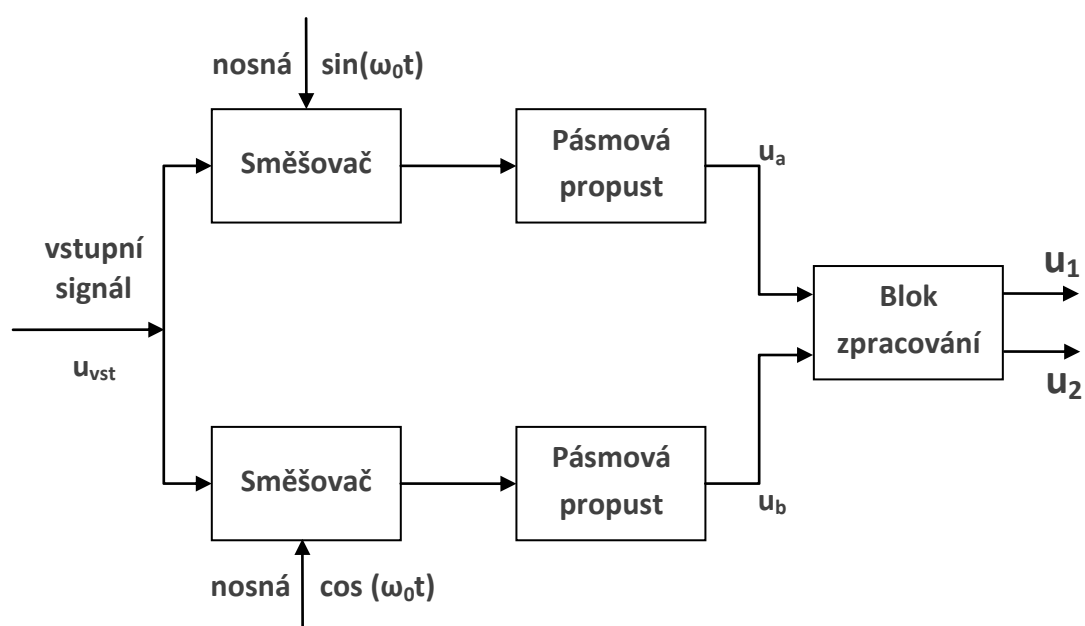


Obr. 5: Srovnání rychlostních křivek

Velikost rozdílového toku bude určena hodnotou analogového napětí, kterou případně upravíme pro potřeby A/D převodníku pomocí napěťového děliče zařazeného za funkční blok realizující vzájemné odečtení obou kanálů.

2.4.1. Kvadrurní fázová detekce

Metoda kvadrurní fázové detekce umožňuje synchronní detekci reálných i komplexních vektorů rychlostí dopplerovských frekvencí ve dvou kvadrurních kanálech (Obr. 6). Vstupní signál můžeme zapsat jako:



Obr. 6: Metoda kvadrurní fázové detekce

$$U_{vst} = \cos \omega_0 t + A_F \cdot \cos(\omega_0 + \omega_F)t + A_R \cdot \cos(\omega_0 - \omega_R)t \quad (10)$$

Složka nosné $\cos(\omega_0 t)$ je dána elektroakustickým průnikem sondy. Amplituda dopředného signálu je označena A_F a zpětného A_R . Po ortogonální synchronní detekci zapisujeme:

$$\hat{u}_a = \sin \omega_0 t \cdot [\cos \omega_0 t + A_F \cdot \cos(\omega_0 + \omega_F)t + A_R \cdot \cos(\omega_0 - \omega_R)t] \quad (11)$$

$$\hat{u}_b = \cos \omega_0 t \cdot [\cos \omega_0 t + A_F \cdot \cos(\omega_0 + \omega_F)t + A_R \cdot \cos(\omega_0 - \omega_R)t] \quad (12)$$

Po filtraci v dolnofrekvenční propusti získáme:

$$u_a = -\frac{A_F}{2} \cdot \sin \omega_F t + \frac{A_R}{2} \cdot \sin \omega_R t \quad (13)$$

$$u_b = \frac{1}{2} + \frac{A_F}{2} \cdot \cos \omega_F t + \frac{A_R}{2} \cdot \cos \omega_R t \quad (14)$$

Kvadrurní signály u_a a u_b jsou v amplitudě i frekvenci zcela shodné, fázově jsou však vůči sobě posunuty o 90° [1]. Jejich další zpracování probíhá ve fázové oblasti.

2.4.2. Zpracování ve fázové oblasti

Touto metodou je možné oddělit složky dopředného a zpětného toku do dvou zcela nezávislých kanálů (Obr. 7).

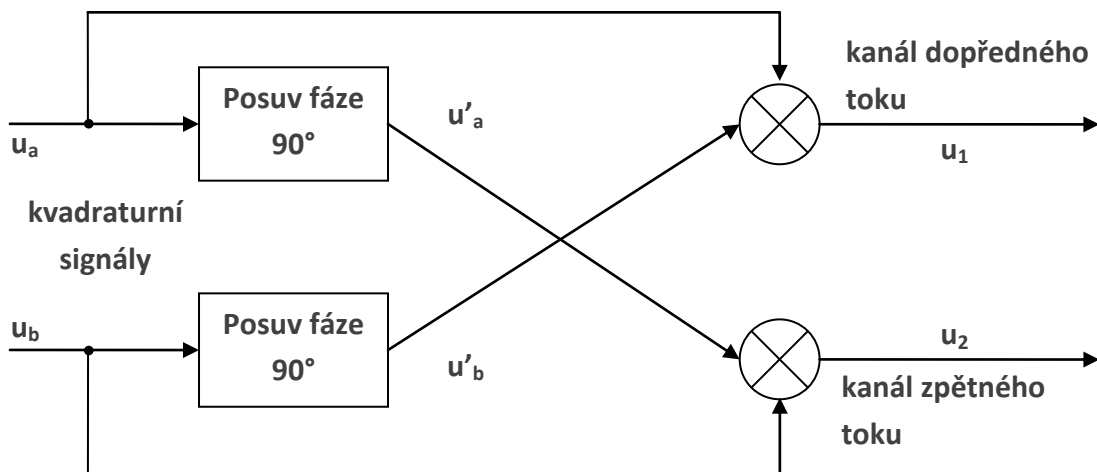
Po 90° fázovém posuvu získáváme signály:

$$u'_a = -\frac{A_F}{2} \cdot \cos \omega_F t + \frac{A_R}{2} \cdot \cos \omega_R t \quad (15)$$

$$u'_b = \frac{1}{2} - \frac{A_F}{2} \cdot \sin \omega_F t - \frac{A_R}{2} \cdot \sin \omega_R t \quad (16)$$

Po součtu:

$$u_1 = u_a + u'_b = \frac{1}{2} - A_F \cdot \sin \omega_F t \quad (17)$$



Obr. 7: Zpracování ve fázové oblasti

$$u_2 = u'_a + u_b = \frac{1}{2} + A_R \cdot \cos \omega_R t \quad (18)$$

Rovnici (17) odpovídá pouze složka dopředného toku a rovnici (18) pouze složka zpětného toku.

Stěžejním obvodem tohoto bloku a zároveň i celého systému je posouvač fáze, který musí v celém požadovaném pásmu dopplerovských frekvencí s vysokou přesností udržet 90° posuv fáze. Nepřesnost způsobí přeslech mezi oběma kanály. Chyba 5° odpovídá odstupu kanálů 20 dB, což je maximální přípustná hodnota podmiňující možnost další spektrální analýzy získaných signálů [1].

2.5. Zobrazovací část

V této poslední části provedeme převod analogové hodnoty napětí do digitální podoby vhodné pro zobrazení na číslicovém displeji. Displej bude zobrazovat přímo rychlost toku krve v jednotkách [cm/s] s přesností na jedno desetinné místo. Dále bude na displeji rozlišen směr toku. Zpětný tok (směrem od sondy) bude na displeji indikován znaménkem minus. Zobrazované hodnoty rychlosti krevního toku budou v rozsahu $\pm 5,0 \div 50,0$ cm/s. Jako vyhovující řešení se jeví použití 3,5 místného LCD displeje s pevně nastavenou desetinou čárkou. Tento displej umožňuje nejvyšší zobrazení čísla ± 1999 .

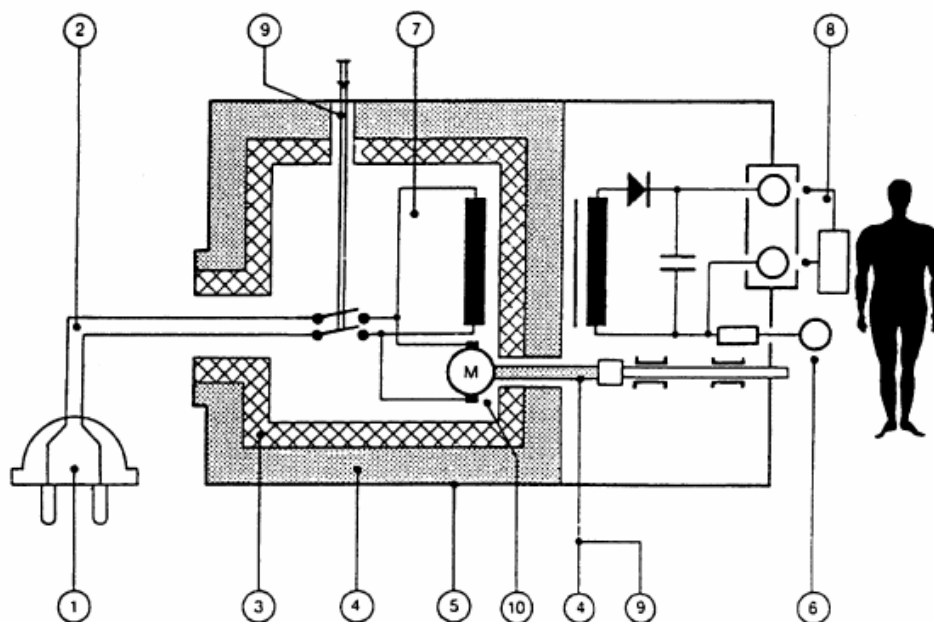


Obr. 8: 3,5 místný LCD displej

2.6. Napájecí část

Napájecí část musíme navrhnout s ohledem na požadavky celkového zařízení. Přístroj bude napájen ze síťového střídavého napětí 230 V. Toto napětí se musí transformovat na nižší hodnotu a usměrnit. Dále dle napájecích požadavků musíme jednotlivé napájecí zdroje stabilizovat a navrhnout tak, aby byly schopné dodávat potřebný příkon do zařízení.

Jelikož se jedná o zdravotnický přístroj napájený ze síťového rozvodu, musí toto zařízení splňovat určité bezpečnostní požadavky a to zejména uvedené v normě ČSN 60601 Zdravotnické elektrické přístroje. V našem případě se bude jednat o přístroj spadající do třídy ochrany II (Obr. Obr. 9).



Obr. 9: Přístroj třídy ochrany II [5]

1-sítová vidlice, 2-sítový přívod, 3-základní izolace, 4-přídavná izolace, 5-kryt, 7-síťová část, 8-příložná část

3. OBVODOVÉ ŘEŠENÍ

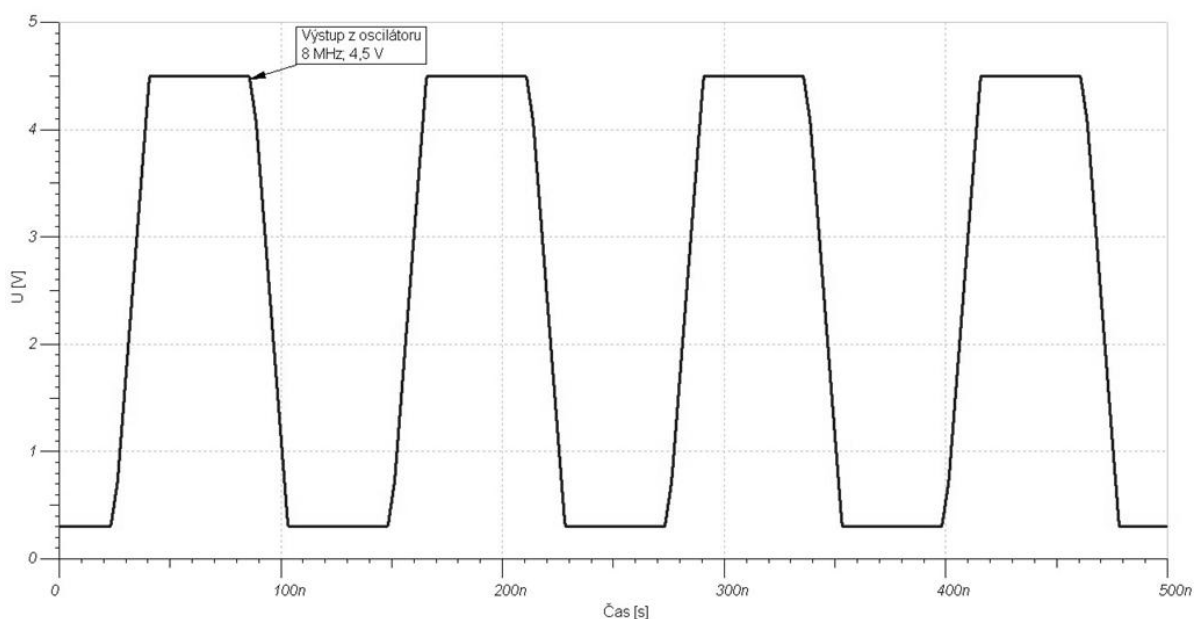
3.1. Krystalový oscilátor

Úkolem tohoto bloku je generovat budičí signál o požadované frekvenci 4 MHz pro vybuzení piezoelektrického měniče do rezonance. Nabízí se použití jak generátorů harmonického průběhu, tak i generátorů obdélníkového průběhu. Koncová část se totiž chová jako paralelní rezonanční obvod, která si přivedené kmity upraví do harmonického průběhu a přemění je do podoby mechanického kmitání.

Nedá se předpokládat, že frekvence kmitů zvoleného krystalového oscilátoru ani rezonanční frekvence použitého piezoelektrického měniče bude právě námi požadovaných 4 MHz. Musíme jednu část pevně zvolit (v našem případě krystalový oscilátor) a druhou část (piezoelektrický měnič) vhodně k tomuto oscilátoru vybrat, aby se sobě frekvence v obou částech co nejvíce rovnaly.

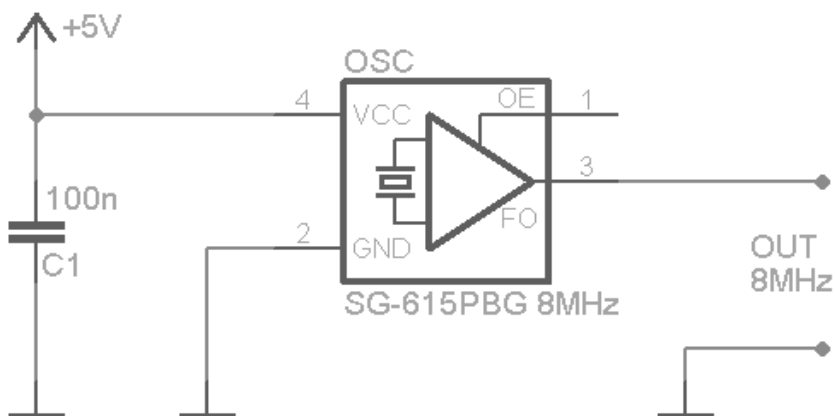
Dále musí oscilátor vykazovat co nejlepší stabilitu generovaných kmitů, a to alespoň 0,1 % při frekvenci 8 MHz. V našem případě potřebujeme oscilátorem generovat kmitů o frekvenci 8 MHz z důvodu potřeby dvojnásobku nosné frekvence pro blok kvadraturního demodulátoru.

Vybíráme tedy z krystalových oscilátorů podle požadované stability, frekvence a pokud možno z oscilátorů integrovaných v jednom pouzdře. Takovýmto požadavkům vyhovuje například krystalový oscilátor s označením SG-615 PBG s frekvencí 8MHz a stabilitou 0,05% (± 50 ppm) od výrobce EPSON TOYOCOM [10]. Tento oscilátor vyžaduje pouze napájecí napětí 5 V $\pm 0,5$ V přivedené na pin 4. Pin 2 slouží k připojení na nulový potenciál a z pinu 3 lze odebírat obdélníkový signál s amplitudou zhruba o 0,5 V nižší než je jeho napájecí napětí, s frekvencí 8 MHz a střídou 50 % ± 5 % (Obr. 10).



Obr. 10: Časový průběh signálu odebíraného z oscilátoru

Schéma zapojení tohoto oscilátoru (Obr. 11) bude doplněno pouze o blokovací kondenzátor C1 mezi napájecími vstupy oscilátoru. Výstup lze zatížit maximálně pěti logickými obvody TTL. V našem případě bude výstup z oscilátoru přiveden na klopný obvod typu D a na vysokoimpedanční vstup LO_IN obvodu RF2713.

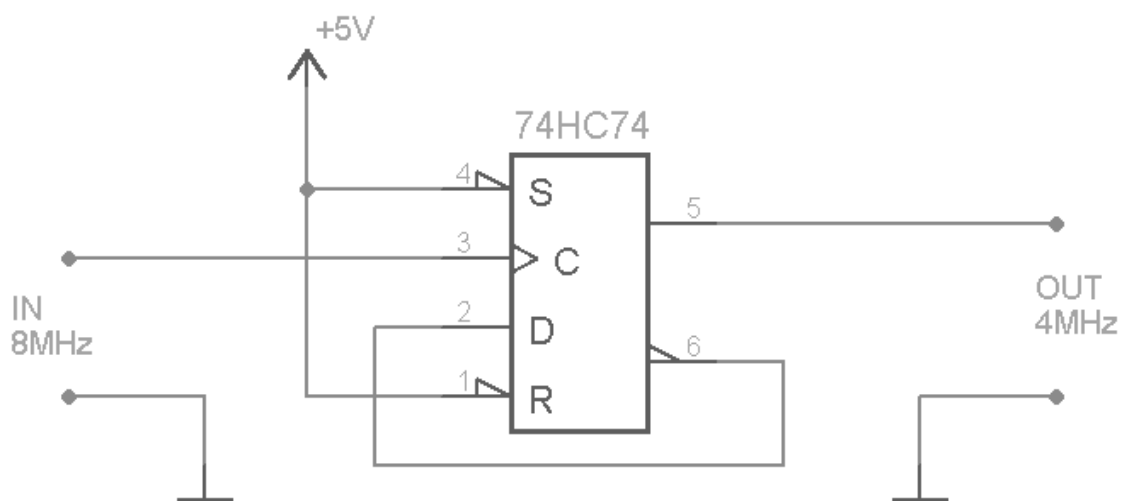


Obr. 11: Schéma zapojení oscilátoru

3.2. Dělička kmitočtu

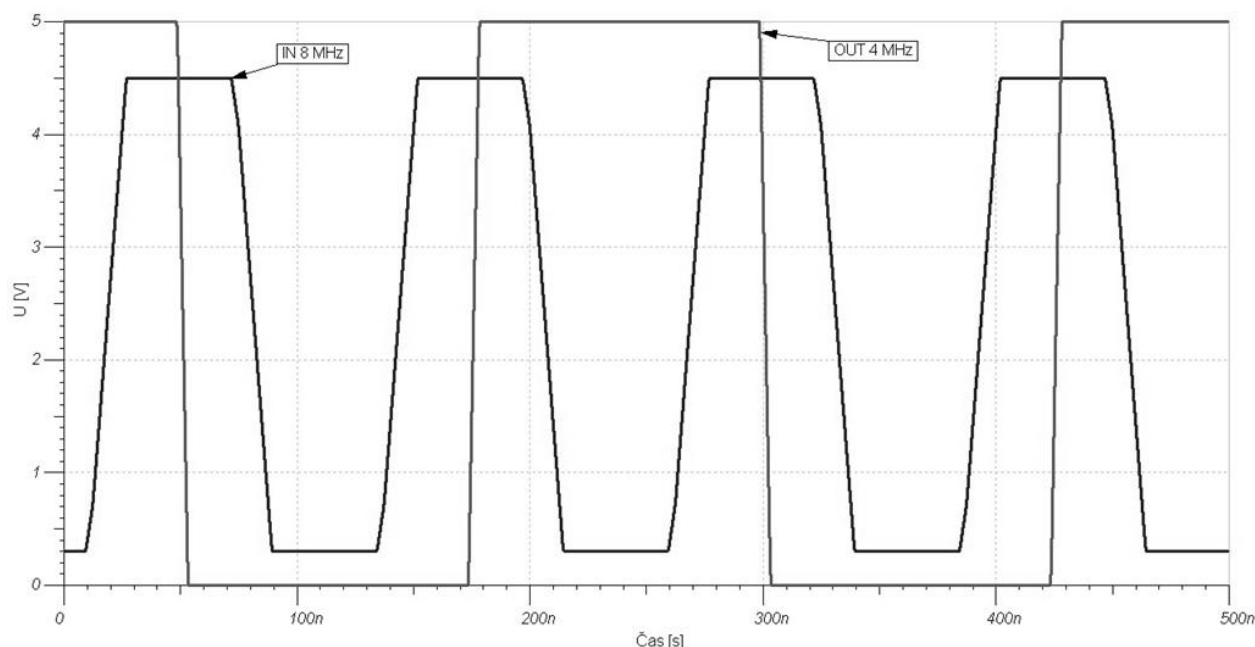
Jako jednoduchou děličku kmitočtu 2 lze použít klopný obvod typu D. Zapojíme-li klopný obvod typu D řízený hranou podle schématu (Obr. 12), vytvoříme asynchronní čítač. Vstup D (data) připojíme přímo na jeho invertovaný výstup $\sim Q$. Na hodinový vstup označený jako CLK přivádíme vstupní signál. Jelikož takto zapojený obvod dělí vstupní kmitočet dvěma, dostaneme na jeho neinvertovaném výstupu Q signál o polovičním kmitočtu (Obr. 13).

Jako jeden z možných integrovaných obvodů lze použít obvod 74HC74 od výrobce Philips Semiconductors [9]. Jedná se o duální obvod (v jednom pouzdru jsou obsazeny 2 klopné obvody typu D) v provedení CMOS. Maximální hodinový signál, který je tento obvod schopen zpracovat je až 76 MHz, takže našim požadavkům dostatečně vyhovuje.



Obr. 12: Schéma zapojení děličky kmitočtu 2

Obvod rozlišuje na vstupu logickou úroveň LO do hodnoty napětí 2,1 V a logickou úroveň HI od hodnoty napětí 2,4 V. V obou případech máme zajištěno, že nedojde k záměně logických úrovní, jelikož vstupní signál má zaručenou nízkou úroveň maximálně 0,3 V a horní úroveň minimálně 4,5 V.



Obr. 13: Vstupní a výstupní signál u děličky kmitočtu 2

Napájecí napětí pro variantu CMOS je libovolné v rozmezí 2 V až 6 V. Obvod budeme napájet 5 V. Nevyužité vývody IO lze napevno připojit k nulovému potenciálu.

3.3. Přizpůsobovací obvod ve vysílací části

Podle blokového schématu (Obr. 1) následuje po děličce kmitočtu vysokofrekvenční zesilovač ve vysílací části. Před návrhem tohoto bloku je nejdříve nutné navrhnout koncovou část vysílací části (přizpůsobovací obvod), abychom zjistili požadované napětí na vstupu tohoto bloku. Poté ze známého vstupního a požadovaného výstupního napětí můžeme pro tyto hodnoty navrhnout zesilovač.

Při návrhu přizpůsobovacího obvodu vycházíme z náhradního schématu piezoelektrického měniče (Obr. 3). V rezonanci a její blízkosti se piezoelektrický měnič chová jako sériový kmitavý okruh přemostěný statickou kapacitou C_0 . Dále předpokládáme, že sériový rezonanční obvod, představující pohybovou větev náhradního schématu, má při rezonanci čistě reálnou impedanci a to $Z = 100 \Omega$. Abychom dosáhli co nejméně ztrátového přenosu, je nutné měnič přizpůsobit a to jeho připojením k paralelnímu rezonančnímu obvodu.

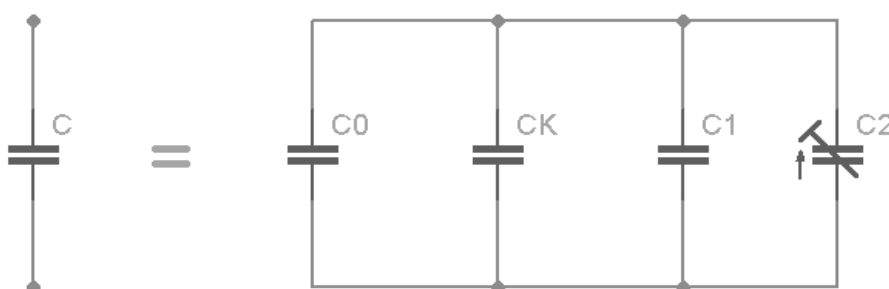
Při návrhu vycházíme ze známé statické kapacity C_0 , kapacity prodlužovacího koaxiálního kabelu C_k a reálné impedance $Z = R_0$ pohybové větve piezoelektrického měniče.

Tyto obvodové prvky je potřeba doplnit na paralelní rezonanční obvod pracující na $f_r = 4\text{ MHz}$. Zvolíme li indukčnost cívky $L_1 = 100\text{ nH}$, potom pomocí Thomsonova vztahu (19) dopočítáme celkovou kapacitu C jako:

$$2\pi \cdot f_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C}} \Rightarrow C = \frac{1}{(2\pi \cdot f_r)^2 \cdot L_1} = \frac{1}{(2\pi \cdot 4 \cdot 10^6)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 15,831\text{ nF} \quad (19)$$

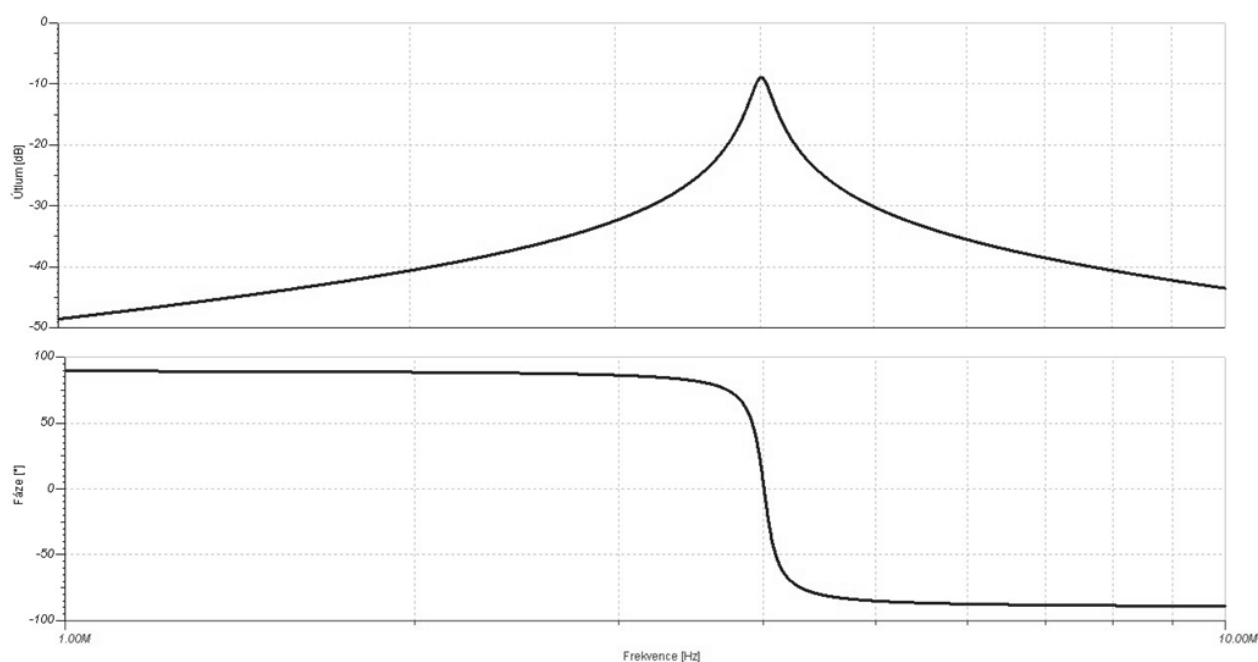
Kapacita C je složena z paralelně zapojených kapacit C_0 , C_k , C_1 a laditelného kapacitního trimru C_2 (Obr. 14). Součet kapacit C_1 a C_2 by nám měl zhruba dát hodnotu:

$$C_1 + C_2 = C - C_0 - C_k = 15,831 \cdot 10^{-9} - 2 \cdot 10^{-12} - 52 \cdot 10^{-12} = 15,777\text{ nF} \quad (20)$$



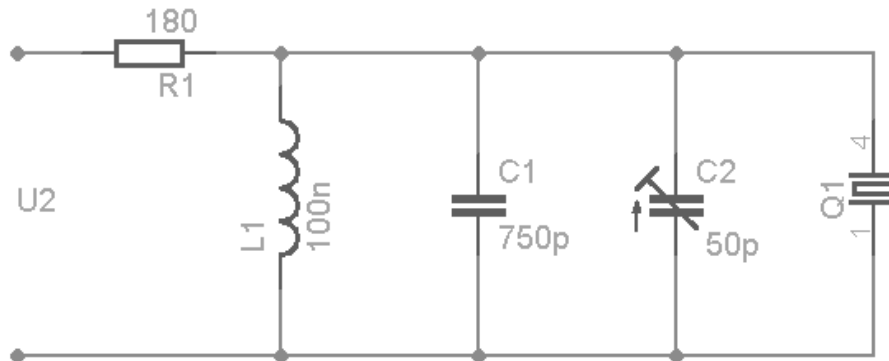
Obr. 14: Dílčí kapacity v přizpůsobovací části

Bereme li v úvahu, že kapacitní trimry se vyrábějí do hodnot cca 50 pF, potom zvolíme $C_1 = 750\text{ pF}$ (řada E24) a kapacitní trimr $C_2 = 50\text{ pF}$. Tímto se dostaneme na teoretický rozsah hodnot $15,7 \div 15,8\text{ nF}$ pro jemné doladění přizpůsobovacího obvodu. Tímto dostaneme laditelný paralelní rezonanční obvod (Obr. 16), který nám umožní přesné naladění obvodu do rezonance (Obr. 15).



Obr. 15: Přenosová charakteristika přizpůsobovacího obvodu

Zbývá nám obvodu ještě předřadit sériový odpor R_1 pro vymezení přenosového pásma ± 100 kHz. Pro pokles -3dB na frekvencích $4 \text{ MHz} \pm 100 \text{ kHz}$ zvolíme hodnotu rezistoru $R_1 = 180 \Omega$.



Obr. 16: Schéma zapojení přizpůsobovací části

3.4. Vysokofrekvenční zesilovač ve vysílací části

Úkolem vysokofrekvenčního zesilovače je upravit amplitudu signálu z oscilátoru na požadovanou úroveň. Napětí na vstupu zesilovače dosahuje amplitudy 5 V. Hodnotu výstupního napětí získáme výpočtem pomocí známých hodnot součástek v obvodu pro přizpůsobení. Pokud předpokládáme, že koncová část pracuje v rezonančním režimu, lze spočítat, že celková impedance tohoto obvodu je čistě reálná a skládá se z odporu měniče za rezonance R_0 a předřadného odporu R_1 . Dále také víme, že proud měničem I (rovněž celkový proud přizpůsobovacím obvodem) za rezonance je dán poměrem napětí U_m na jeho svorkách a jeho odporu R_0 . Poté lze požadované napětí na výstupu operačního zesilovače spočítat jako:

$$U_2 = U_m + R_1 \cdot \frac{U_m}{R_0} = 2,09 + 180 \cdot \frac{2,09}{100} = 5,85 \text{ V} \quad (21)$$

Nyní lze spočítat požadované napěťové zesílení A_u operačního zesilovače jako poměr jeho výstupního napětí U_2 k jeho vstupnímu napětí U_1 :

$$A_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{5,85}{5} = 1,17 \quad (22)$$

Jelikož se nejedná o žádné velké zesílení, bude od tohoto operačního zesilovače požadována hlavně dostatečná šíře pásma, jelikož zesilujeme signál o frekvenci 4 MHz. Jako vhodný operační zesilovač se jeví například AD847 od firmy Analog Devices [11] s šířkou pásma 50 MHz.

Při realizaci využijeme neinvertující zapojení z důvodu vhodnějších vlastností. Napěťové zesílení navrhujeme jako laditelné od přibližné hodnoty 1 do hodnoty rovné 2. V ideálním případě vycházíme ze vzorce:

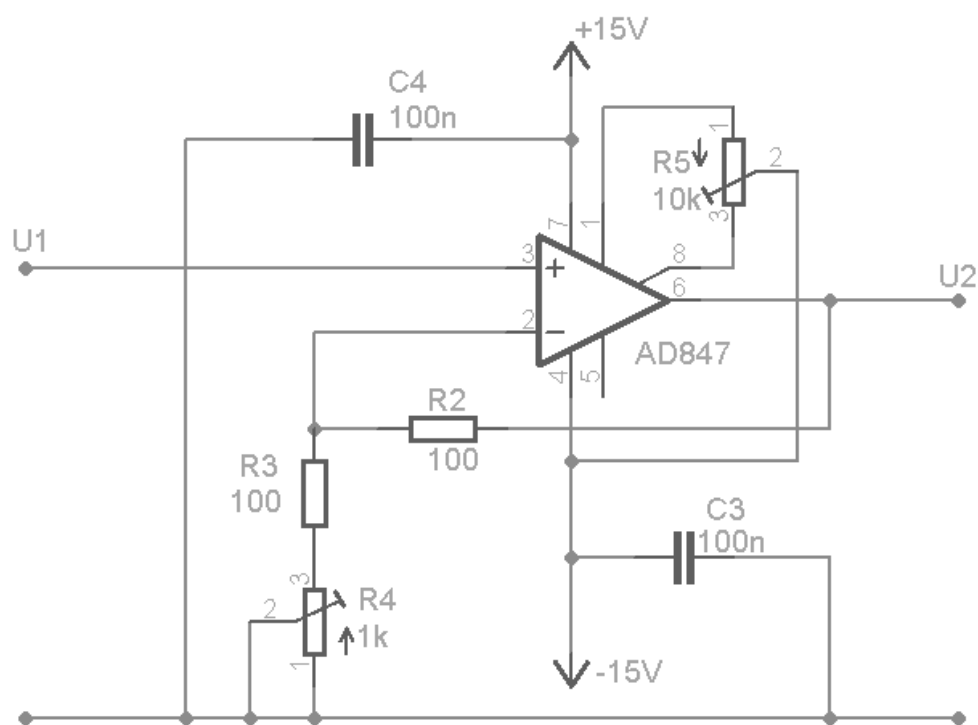
$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R'} = 1 + \frac{R_2}{R_3 + R_4} \quad (23)$$

Zvolíme li hodnotu rezistoru $R_2 = 100 \, \Omega$ a chceme li dopočítat hodnotu R' pro případ maximálního zesílení $A_u = 2$, dostaneme z rovnice (23):

$$R'_{(A_u=2)} = \frac{R_2}{A_u - 1} = \frac{100}{2 - 1} = 100 \, \Omega \quad (R_3 = 100 \, \Omega, R_4 = 0) \quad (24)$$

Pro zesílení $A_u = 1$ bychom museli odpor R' teoreticky nahradit nekonečně velkým odporem, což v praxi nelze realizovat. Přibližnému zesílení $A_u \rightarrow 1$ se dostatečně přiblížíme, pokud k rezistoru R_3 přidáme do série trimr $R_4 = 1000 \, \Omega$. Při jeho plném využití dosáhneme minimálního zesílení $A_u = 1,09$. Tímto můžeme zesílení korigovat v rozsahu $1,09 \div 2$ (0,75 dB ÷ 6,02 dB).

Hodnota zpětnovazebního rezistoru R_2 vychází z doporučení výrobce. Dále výrobce doporučuje pro kompenzaci napěťové nesymetrie zapojit mezi vývody 1, 8 a 4 (což je záporný napájecí vývod) odporový trimr $R_5 = 10 \, \text{k}\Omega$. Napájecí vývody blokuje keramickými kondenzátory $C_3 = C_4 = 100 \, \text{nF}$. Napájení OZ zvolíme symetrické $\pm 15 \, \text{V}$, odběr zařízení nepřesáhne 6 mA. Obvodové zapojení je uvedeno níže (Obr. 17).

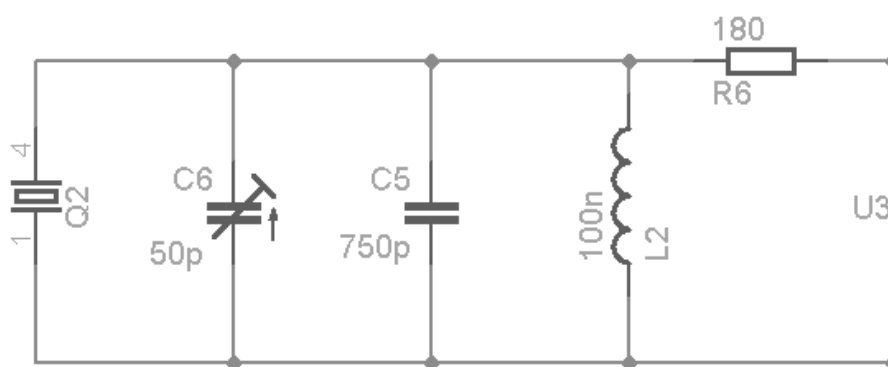


Obr. 17: Schéma zapojení vysokofrekvenčního zesilovače ve vysílací části

3.5. Přizpůsobovací obvod v přijímací části

Princip tohoto obvodu je stejný jako v přijímací části, navíc zde využijeme jeho selektivnosti. Obvodové schéma (Obr. 18) bude úplně stejné jako ve vysílací části (Obr. 16), pouze zde bude obrácený signálový tok. Pomocí napětí v přizpůsobovacím obvodu ve vysílací části zjistíme převodní konstantu K tohoto obvodu, abychom zjistili, jak velké napětí U_3 dostaneme na výstupu tohoto přizpůsobovacího obvodu:

$$K = \frac{U_2}{U_m} = \frac{5,85}{2,09} = 2,80 \quad (25)$$



Obr. 18: Schéma přizpůsobovacího obvodu v přijímací části

3.6. Vysokofrekvenční zesilovač v přijímací části

Na tento zesilovač budou kladeny mnohem větší požadavky než na zesilovač ve vysílací části. Jednak bude opět nutné zesilovat pásmo frekvencí kolem hodnoty 4 MHz a navíc bude požadováno poměrně velké zesílení. Uvažujeme li, že velikost přijímaného dopplerovského signálu se pohybuje v rozmezí $10 \mu V \div 50 \mu V$ a převodní konstanta tohoto přizpůsobovacího obvodu je $K = 2,80$, dostaneme na vstupu zesilovače rozsah napětí U_3 :

$$U_{3,min} = K \cdot 10^{-5} = 2,8 \cdot 10^{-5} = 28 \mu V \quad (26)$$

$$U_{3,max} = K \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 2,8 \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 140 \mu V \quad (27)$$

Pro další zpracování je nezbytné, aby velikost signálu na výstupu tohoto zesilovače byla $U_4 = 0,1 V$. Z těchto napětí U_3 a U_4 nám vyplývá, že bude nutné tento zesilovač zkonstruovat rovněž jako laditelný a to se ziskem nastavitelným v rozsahu:

$$A_{u,min} (dB) = 20 \cdot \log \frac{U_4}{U_{3,max}} = 20 \cdot \log \frac{0,1}{1,4 \cdot 10^{-4}} = 20 \cdot \log 714,3 = 57 dB \quad (28)$$

$$A_{u,max} (dB) = 20 \cdot \log \frac{U_4}{U_{3,min}} = 20 \cdot \log \frac{0,1}{2,8 \cdot 10^{-5}} = 20 \cdot \log 3571,4 = 71 dB \quad (29)$$

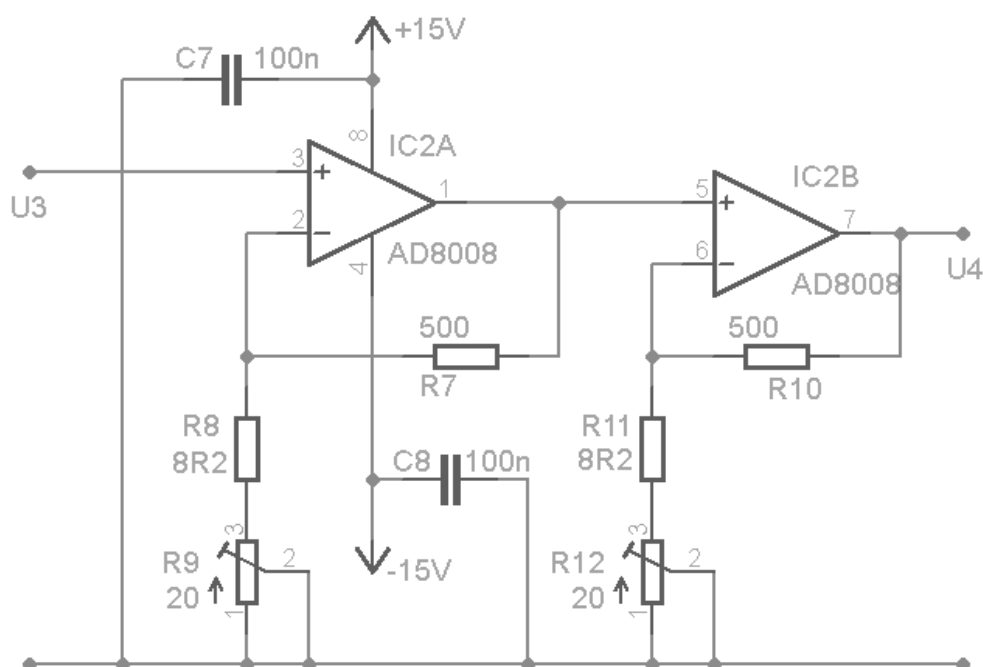
Jelikož se jedná o poměrně velké zesílení v pásmu frekvencí okolo hodnoty 4 MHz, zapojíme do kaskády dva operační zesilovače, přičemž požadované zesílení rovnoměrně

rozdělíme. Na každý operační zesilovač tedy budou kladeny nároky v podobě nastavení zisku v rozsahu 28,5 dB ÷ 35,5 dB, čemuž odpovídá rozsah zesílení:

$$A_{u,\min} = 10^{\frac{A_{u,\min}(\text{dB})}{20}} = 10^{\frac{28,5}{20}} = 26,6 \quad (30)$$

$$A_{u,\max} = 10^{\frac{A_{u,\max}(\text{dB})}{20}} = 10^{\frac{35,5}{20}} = 59,6 \quad (31)$$

Pro takovéto požadavky použijeme duální OZ AD8008 [12]. Tento vysokofrekvenční zesilovač obsahuje dva nezávislé OZ v jednom pouzdře a má dostatečnou šíři pásma 650 MHz. Funkční schéma těchto dvou OZ provedeme v neinvertujícím zapojení (Obr. 19). Hodnoty okolních součástek zvolíme podle doporučení výrobce, ostatní dopočítáme podle vzorce (23).



Obr. 19: Schéma vysokofrekvenčního zesilovače v přijímací části

3.7. Omezovač amplitudy signálu

Jedná se pouze o jednoduchý omezovač v podobě dvou antiparalelně zapojených diod. Jeho úkolem je zabránit proniknutí amplitud vyšších než zhruba 0,5 V. Schéma a převodní charakteristika takového obvodu je uvedena na Obr. 20. Jelikož pracujeme na poměrně vysokých frekvencích, jsou zvoleny rychlé spínací diody 1N914 [13].



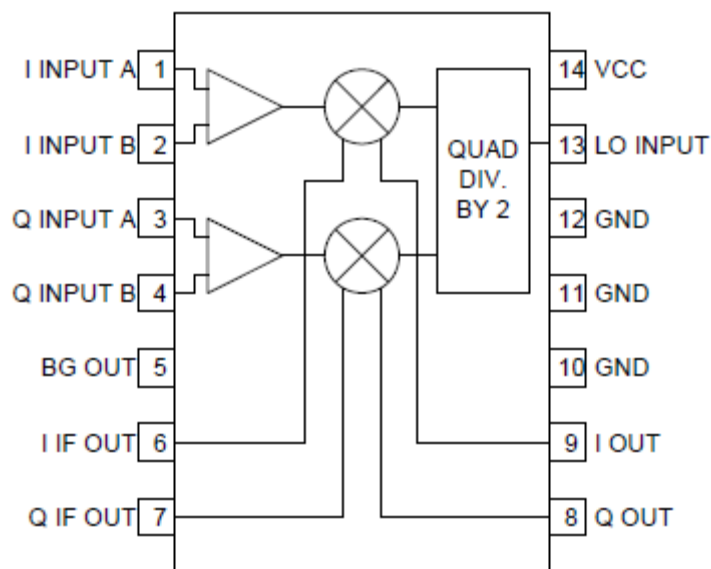
Obr. 20: Schéma zapojení amplitudového omezovače a jeho převodní charakteristika

3.8. Kvadrurní demodulátor

Kvadrurní demodulátor slouží k synchronní detekci reálných i komplexních vektorů rychlostí dopplerovských frekvencí ve dvou kvadrurních kanálech. Vstupní signál je nejprve rozdělen na dva nezávislé kanály. V prvním kanálu dochází ke směšování vstupního signálu s nosným kmitočtem, ve druhém dochází rovněž ke směšování vstupního signálu s nosným kmitočtem, ale fázově posunutým o 90°. Tyto dva vzniklé kvadrurní signály jsou v amplitudě i frekvenci zcela shodné, fázově jsou vůči sobě o 90° posunuty. V každém z těchto kanálů obdržíme kombinační kmitočty (součtové a rozdílové) podle spektra dopplerovských frekvencí.

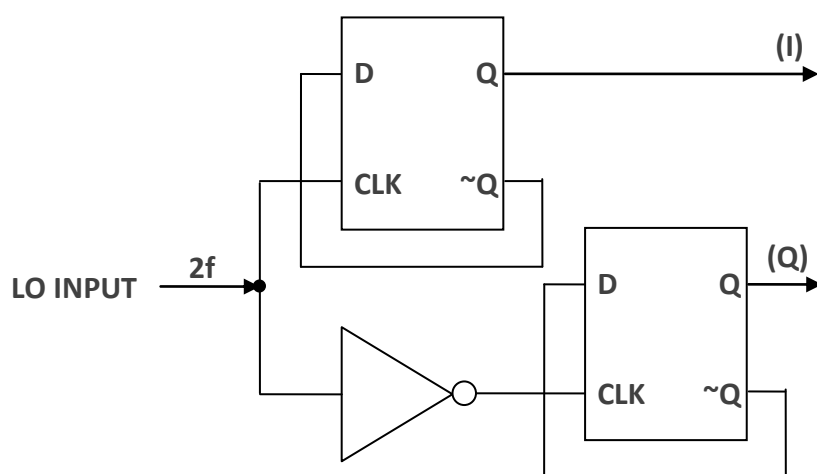
Obvodovou realizaci takového kvadrurního demodulátoru můžeme realizovat pomocí dvou analogových násobiček a posouvače fáze. Lze ale rovněž nalézt integrované obvody provádějící takovou funkci. Metoda kvadrurní modulace/demodulace se používá například v nejrůznějších přijímačích/vysílačích. Princip je vždy stejný pouze je potřeba při výběru vhodného integrovaného obvodu dát pozor, zdali vyhovuje zejména kmitočtovým pásmům, s kterými pracujeme. Jedná se zejména o nosný kmitočet a spektrum modulačního (v našem případě dopplerovského) signálu. Dále je nutné, aby měl možnost připojení externího oscilátoru, jelikož pro demodulaci potřebujeme zdroj budícího signálu.

Integrovaný obvod RF2713 od výrobce RF Micro Devices [14] slouží jako kvadrurní modulátor/demodulátor. Jedná se o obvod, který je schopný zpracovat frekvenčně modulované signály s nosným kmitočtem pohybujícím se v pásmu od 100 kHz až do 250 MHz. Má v pouzdře implementovány všechny potřebné prvky pro modulaci/demodulaci – jedná se zejména o posouvač fáze 90°, dva dvojité vyvážené směšovače (násobičky) a rovněž dva zesilovače signálu a vstup pro externí oscilátor. Frekvenční rozsah základního pásma tohoto obvodu se pohybuje v rozmezí 0 až 50 MHz. Principiální schéma tohoto obvodu a označení jeho vývodů je zobrazeno na Obr. 21.



Obr. 21: Vnitřní struktura obvodu RF2713

Pokud chceme obvod využít ve funkci kvadrurního demodulátoru, je nutné na jeho vstup označený jako LO INPUT přivést dvojnásobný kmitočet než je naše nosná frekvence 4 MHz. Z tohoto důvodu jsme jako generátor nosného kmitočtu použili oscilátor s dvojnásobnou frekvencí 8 MHz. Obsahuje totiž dva číslicové klopné obvody typu D (Obr. 22). Hodinový vstup prvního klopného obvodu je připojen přímo k vývodu LO INPUT, který pracuje na dvojnásobném kmitočtu 8 MHz. Tento vstupní signál je zároveň přiveden na invertor, který otáčí jeho fázi o 180°. Oba dva klopné obvody pracují jako děliči dvěma, protože jejich D vstupy jsou připojeny na negované výstupy. První klopný obvod překlápí při náběžné hraně a jeho výstup je označen za přímý (I), naopak druhý klopný obvod překlápí při sestupné hraně a na jeho výstupu, označeném (Q), je signál s fázovým posuvem 90° oproti výstupu (I).

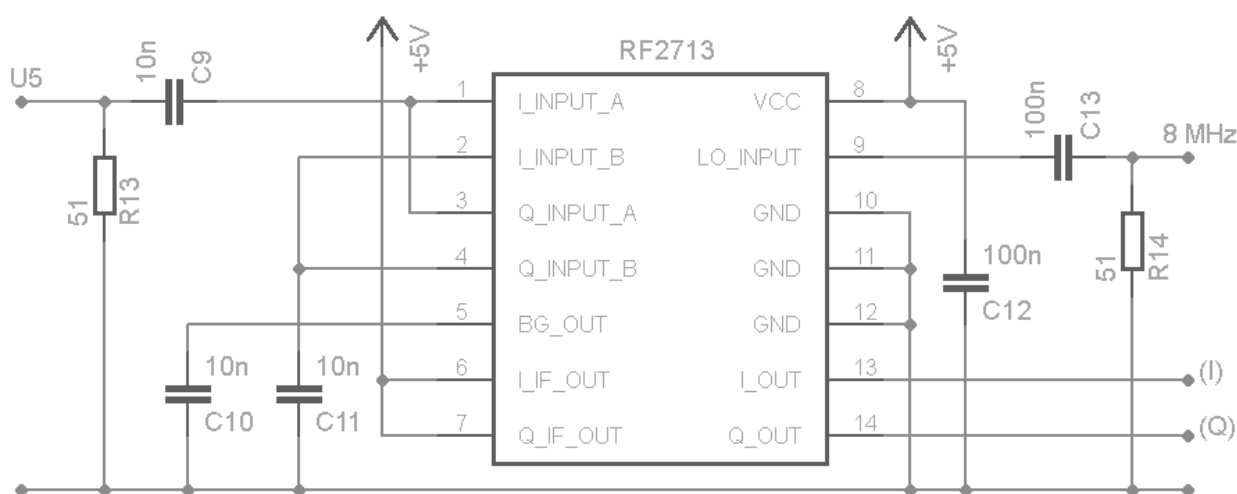


Obr. 22: Vnitřní zapojení číslicových obvodů RF2713

Dále ještě uvažujeme vnitřní zesílení tohoto obvodu, které při napájení +5 V dosahuje rozmezí $22,5 \div 25,1$ dB, typicky 24 dB. Předchozí obvody jsou nastaveny tak, aby užitečný signál na vstupu tohoto obvodu dosahoval úrovně 0,1 V. V případě zisku 24 dB dostáváme v kvadrturních kanálech (I) a (Q) signál o velikosti:

$$U_{I,Q} = U_5 \cdot 10^{24/20} = 0,1 \cdot 10^{1,2} = 0,1 \cdot 15,85 = 1,58 \text{ V} \quad (32)$$

Obvodové schéma zapojení (Obr. 23) včetně doporučených hodnot okolních součástek vychází z doporučení výrobce. Jedná se zejména o přizpůsobení jednotlivých vstupů. Napájení tohoto obvodu je možno volit od 3 V do 6 V. Jelikož máme ostatní obvody vyžadující napájecí stejnosměrné napětí 5 V, zvolíme pro tento integrovaný obvod rovněž tuto hodnotu napájení. Odběr tohoto obvodu při tomto napájení nepřesahuje 12 mA.



Obr. 23: Schéma zapojení obvodu RF2713 ve funkci demodulátoru

3.9. Pásmová propust

Úkolem pásmové propusti zařazené do obou dvou kvadrturních kanálů (I) a (Q) je vybrat užitečné pásmo dopplerovských frekvencí. Naše zájmové pásmo frekvencí určíme pomocí mezních rychlostí toku krve, které budeme ještě chtít měřit. Jako dolní mez volíme rychlost $v_{\min} = 5$ cm/s čemuž odpovídá dolní mezní frekvence filtru typu horní propust:

$$f_d = 2 \cdot f_v \cdot \frac{v_{\min}}{c} \cdot \cos \alpha = 2 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot \frac{0,05}{1570} \cdot \cos 55^\circ = 146 \text{ Hz} \quad (33)$$

Maximální rychlost, kterou budeme ještě schopni ultrazvukovým měřičem rychlosti detekovat, bude $v_{\max} = 50$ cm/s. Této rychlosti bude odpovídat horní mezní frekvence filtru typu dolní propust a získáme ji ze vztahu:

$$f_h = 2 \cdot f_v \cdot \frac{v_{\max}}{c} \cdot \cos \alpha = 2 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot \frac{0,50}{1570} \cdot \cos 55^\circ = 1461 \text{ Hz} \quad (34)$$

Tímto máme vymezené pásmo propustnosti. Kaskádním spojením filtru typu dolní a horní propust získáme filtr typu pásmová propust. Nyní záleží, zdali se rozhodneme pro pasivní filtr složený s pasivních součástek, jako jsou rezistor, kapacita a indukčnost nebo pro aktivní filtr složený s operačních zesilovačů, u kterého navíc můžeme dosáhnout přenosu většího než jedna. Jelikož chceme, aby se signál průchodem filtru nezeslabil, zvolíme jednoznačně aktivní filtr složený s operačních zesilovačů.

Od filtru požadujeme dostatečný sklon směrnice (alespoň 60 dB/dek) mimo propustné pásmo, aby došlo k dostatečnému odfiltrování nežádoucích frekvenčních složek obsažených v signálu. Další požadavek je konstantní zesílení, pokud možno v celém propustném pásmu s tím, že na mezních kmitočtech uvažujeme přenos -3 dB.

Těmto požadavkům nejlépe vyhoví Butterworthův filtr 3. řádu. Butterworthova aproximace má na mezních kmitočtech vždy přenos -3 dB. Modul přenosové funkce těchto filtrů je ve srovnání s jinými aproximacemi maximálně plochý. Dále strmost těchto filtrů je vždy $n \cdot 20$ dB/dek, kde n je řád filtru. Požadujeme-li tedy sklon 60 dB, musíme použít filtr 3. řádu.

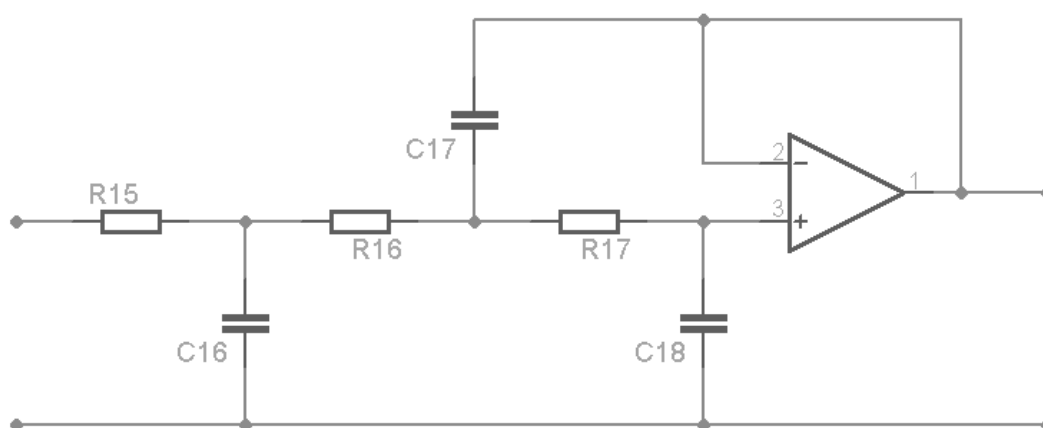
Obvodová realizace takového filtru sestává z návrhu dolní a horní aktivní propusti zvlášť. Budeme vycházet z obvodové realizace Butterworthovy dolní propusti 3. řádu (Obr. 24).

Při návrhu této dolní propusti uvažujeme, že hodnoty všech tří použitých rezistorů jsou stejné, platí tedy:

$$R_{15} = R_{16} = R_{17} = R$$

Hodnoty kondenzátorů lze dopočítat podle následujících vztahů:

$$C_{16} = \frac{k_1}{2\pi \cdot f_h \cdot R}; \quad C_{17} = \frac{k_2}{2\pi \cdot f_h \cdot R}; \quad C_{18} = \frac{k_3}{2\pi \cdot f_h \cdot R}; \quad (35)$$



Obr. 24: Schéma zapojení dolní propusti 3. řádu

Hodnoty rezistorů zvolíme například $R = 100 \text{ k}\Omega$, hodnoty konstant jsou následující:

$$k_1 = 1,392 \quad k_2 = 3,546 \quad k_3 = 0,2024$$

Dosazením konstant a hodnoty $R = 100 \text{ k}\Omega$ do vztahu (35) dostaneme následující hodnoty:

$$C_{16} = 1,516 \text{ nF}; \quad C_{17} = 3,862 \text{ nF}; \quad C_{18} = 220 \text{ pF};$$

Vypočítané hodnoty se poměrně dobře blíží jmenovitým hodnotám kondenzátorů z řady E12, tudíž použijeme hodnoty z této řady. Tímto jsme dokončili návrh okolních součástek aktivní dolní propusti 3. řádu typu Butterworth.

Při návrh horní propusti postupujeme podobně. Vycházíme z následující obvodové topologie pro Butterworthovu horní propust 3. řádu (Obr. 25). Návrh horní propusti začneme tím, že hodnoty všech tří kapacit budou stejné, bude tedy platit, že:

$$C_{19} = C_{20} = C_{21} = C$$

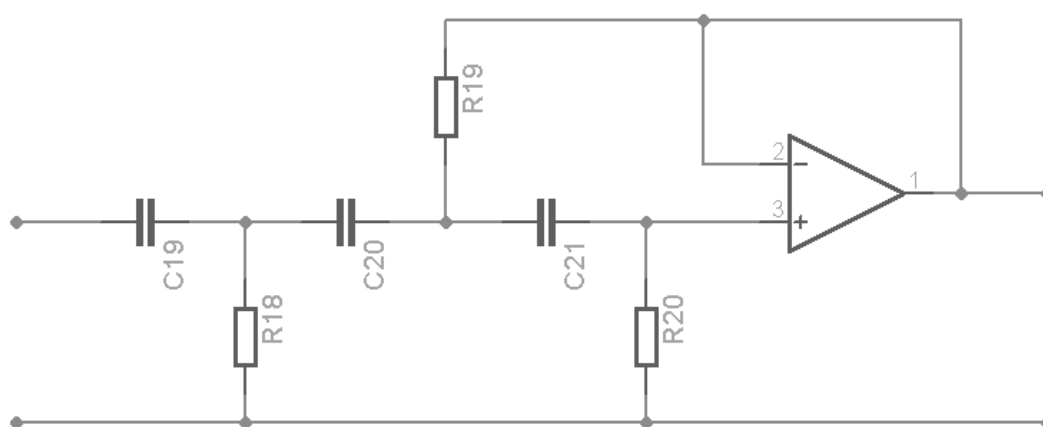
Hodnoty rezistorů dopočítáme z následujících vztahů:

$$R_{18} = \frac{1}{k_1 \cdot 2\pi \cdot f_d \cdot C}; \quad R_{19} = \frac{1}{k_2 \cdot 2\pi \cdot f_d \cdot C}; \quad R_{20} = \frac{1}{k_3 \cdot 2\pi \cdot f_d \cdot C}; \quad (36)$$

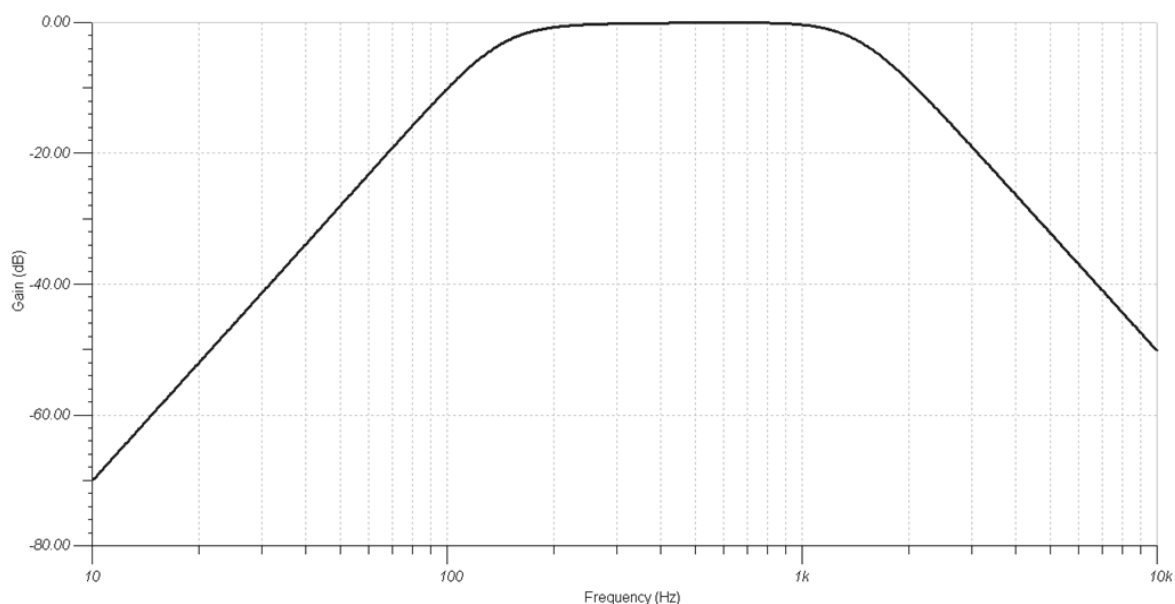
Dosadíme-li opět do těchto vztahů (36) výše uvedené konstanty a hodnotu $C = 10 \text{ nF}$ dostaneme následující hodnoty odporů:

$$R_{18} = 78312 \text{ }\Omega; \quad R_{19} = 30742 \text{ }\Omega; \quad R_{20} = 538588 \text{ }\Omega$$

Nechceme-li spojit více rezistorů do série, abychom dosáhli požadovaných hodnot odporů, zvolíme součástky z řady E24. Tímto je dokončen i návrh horní propusti 3. řádu typu Butterworth. Ověříme-li přenosovou charakteristiku navržené pásmové propusti, sestavené s kaskádně řazené dolní a horní propusti dostaneme následující přenos (Obr. 26).



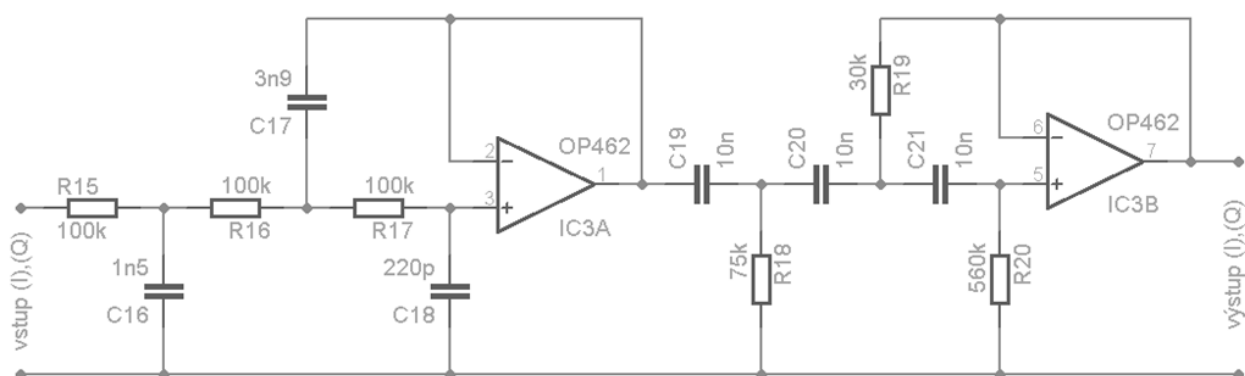
Obr. 25: Schéma zapojení horní propusti 3. řádu



Obr. 26 Přenosová charakteristika navržené pásmové propusti 146 Hz ÷ 1461 Hz

Zbývá nám ještě zvolit vhodný operační zesilovač pro navržené aktivní filtry. Jedná se o nízkofrekvenční pásmo, tudíž nemáme vysoké požadavky na šířku pásma OZ. Budeme vybírat z operačních zesilovačů, které jsou vhodné pro realizace filtrů a pokud možno obsahují více OZ integrovaných v jednom pouzdře. Pro realizaci jednoho pásmového filtru potřebujeme 2 operační zesilovače. Máme však dva kvadrurní kanály (I) a (Q), ve kterých potřebujeme provést tuto filtraci. Zvolíme tedy operační zesilovač OP462 od výrobce Analog Devices [15], který v jednom pouzdře slučuje 4 aktivní prvky, což se pro naši aplikaci perfektně hodí. Zajistíme tím pokud možno co nejvíce podobné vlastnosti všech čtyř operačních zesilovačů. Výsledné obvodové schéma navržené pásmové propusti je zobrazeno níže (Obr. 27).

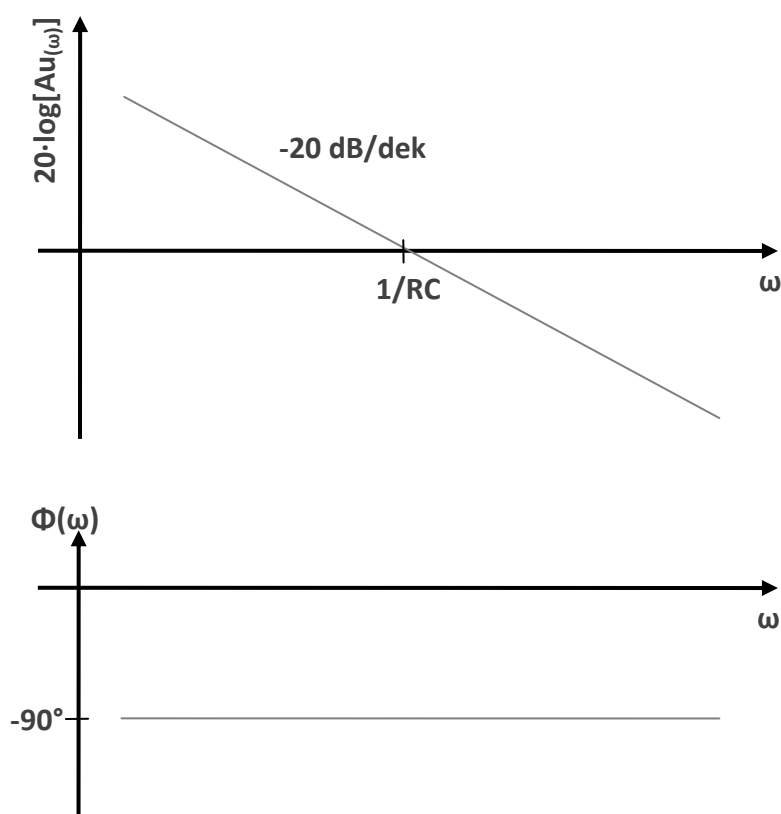
Operační zesilovače bude rovněž napájen symetrickým napájením ± 15 V. Proudový odběr všech čtyř operačních zesilovačů by dle výrobce neměl přesáhnout hodnotu 775 μ A, typicky je uváděno 550 μ A. V nejhorším případě uvažujeme odběr 3,1 mA pro všechny OZ.



Obr. 27: Celkové schéma zapojení pásmové propusti

3.10. Širokopásmový fázovací článek

Po tomto obvodu vyžadujeme, aby v celém požadovaném pásmu dopplerovských frekvencí ($146 \text{ Hz} \div 1461 \text{ Hz}$) udržel s vysokou přesností fázový posun 90° . Jako vhodné řešení se zde nabízí použít operační zesilovač v derivačním nebo integračním zapojení. Obě dvě zapojení mají téměř konstantní posuv fáze $\pm 90^\circ$. Jako možný problém se zde může jevit proměnné zesílení. V našem případě nás u signálu však zajímá hodnota kmitočtu než jeho amplituda. V případě derivačního zesilovače roste zesílení společně s rostoucí frekvencí. U integračního zesilovače je tomu právě naopak (Obr. 28). Jelikož se pohybujeme v nízkofrekven. pásmu $146 \text{ Hz} \div 1461 \text{ Hz}$, nebylo by vhodné použít derivační zesilovač, protože bychom mohli neúměrně zesilovat vysokofrekvenční šum. Zapojíme-li tedy operační zesilovač jako integrátor a nastavíme-li pomocí okolních součástek mezní frekvenci (frekvenci, na které právě dochází k zesílení jedna) na horní mezní kmitočet dopplerovských frekvencí f_h , budou všechny frekvenční složky vyšší než f_h potlačovány se strmostí 20 dB/dek . Abychom zabránili i zbytečnému zesilování dopplerovských frekvencí, doplníme zapojení o omezovač výstupního napětí. Jako omezovacího prvku použijeme dvě Zenerovy diody zapojené paralelně k zpětnovazebnímu členu v záporné vazbě (Obr. 29).



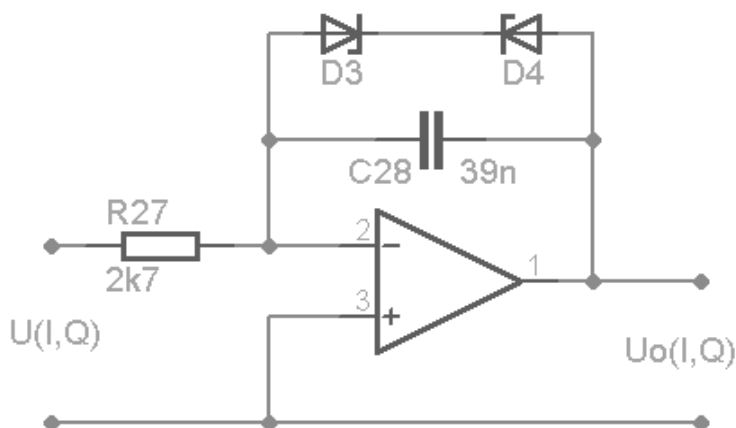
Obr. 28: Frekvenční a fázová charakteristika integračního zesilovače

Pro výpočet mezního kmitočtu vycházíme ze vzorce (37), přičemž za hodnotu kapacity zvolíme $C_{28} = 39 \text{ nF}$.

$$2\pi \cdot f_h = \frac{1}{R_{27}C_{28}} \Rightarrow R_{27} = \frac{1}{2\pi \cdot f_h \cdot C_{28}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1461 \cdot 39 \cdot 10^{-9}} = 2793 \, \Omega \quad (37)$$

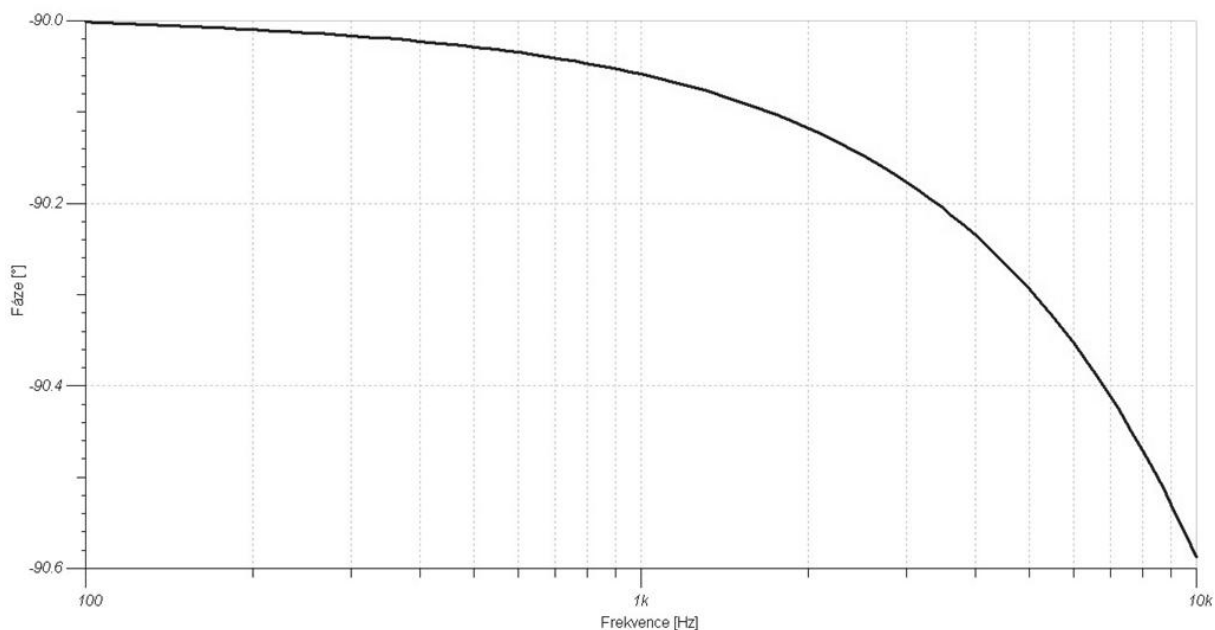
Tímto máme zjištěné potřebné hodnoty okolních prvků pro nastavení mezního kmitočtu na 1461 Hz. Dále ještě musíme vhodně zvolit Zenerovy diody. Pokud bychom chtěli udržet konstantní zesílení jedna, použijeme Zenerovy diody o závěrném napětí právě $U_{D\ 3,4} = 1 \text{ V}$. Na vstupu tohoto fázovacího článku máme totiž signál o velikosti $U(I,Q) = \max 1,6 \text{ V}$. Tímto dosáhneme oboustranného omezení výstupního signálu na hodnoty:

$$U_0(I, Q) \in \langle -(U_{D3} + 0,6); +(U_{D4} + 0,6) \rangle \quad (38)$$



Obr. 29: Schéma zapojení fázovacího článku s omezením amplitudy

Obvodové schéma (Obr. 29) je tedy tvořeno operačním zesilovačem v integračním zapojení s oboustranným omezovačem v podobě Zenerových diod ve zpětné vazbě. Jako Zenerova dioda D3 a D4 byl použit typ BZV55C1SMD se závěrným napětím 1V. Hodnota rezistoru R_{27} byla zvolena nejbližší možná z řady E12 a to $R_{27} = 2,7 \text{ k}\Omega$. Typ OZ byl použit stejný jako v předchozím zapojení a to OP262 [15], tentokrát však pouze s dvěma OZ v jednom pouzdře (fázovací článek je zapojen opět v obou kanálech I a Q). Napájení operačního zesilovače je opět symetrické $\pm 15\text{V}$ s celkovým proudovým odběrem nepřesahujícím 1,55 mA. Pro ověření přesnosti fázového posuvu 90° v celém pásmu dopplerovských frekvencí byl tento obvod odsimulován (Obr. 30). Fázová charakteristika tohoto obvodu se pohybuje v rozmezí $0,1^\circ$, čímž odpovídá požadovaným kritériím podmiňujícím možnost dalších analýz.



Obr. 30: Fázová charakteristika fázovacího článku

3.11. Součtový člen

Dalším blokem pro zpracování signálu ve fázové oblasti je součtový člen realizující součet dvou signálů. Sčítání patří mezi lineární matematické operace, je realizováno vždy pomocí lineárních prvků. Spektrum výsledného signálu je součtem dílčích spekter. Nedochozí tedy k obohacení spektra.

S výhodou opět použijeme operační zesilovač s tím, že obvodové prvky nastavíme tak, aby docházelo ke sčítání dvou signálů v poměru 1:1. Toto nastavíme pomocí stejných váhových odporů. Hodnotu rezistoru R_{32} určíme jako paralelní kombinaci odporů ve sčítací větvi a zpětnovazebního odporu:

$$R_{32} = R_{29} || R_{30} || R_{31} \quad (39)$$

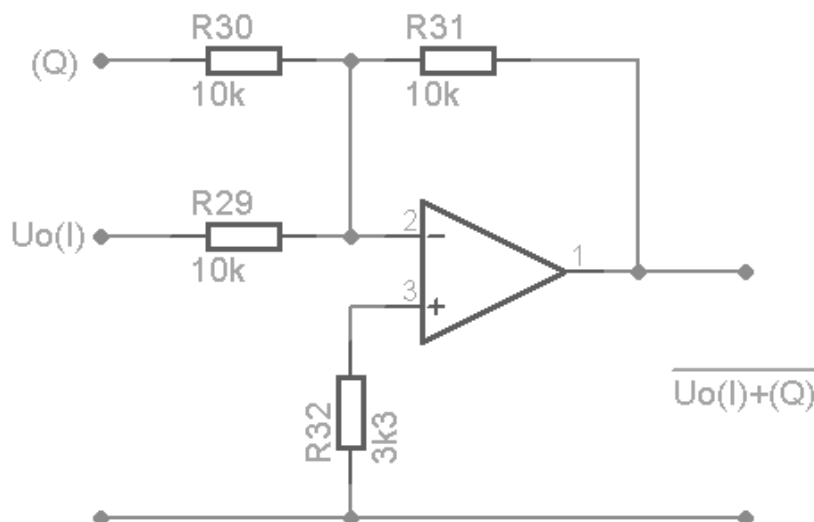
Výstupní napětí je tedy lineární kombinací vstupních napětí (40), přičemž odpory R_{29} až R_{31} volíme z přesnější řady E24 s tolerancí 5% a to 10 kΩ.

$$U_0(I) + (Q) = - \left(\frac{R_{31}}{R_{29}} \cdot U_0(I) + \frac{R_{31}}{R_{30}} \cdot (Q) \right) \quad (40, 41)$$

$$R_{32} = \frac{R_{29} \cdot \frac{R_{30} \cdot R_{31}}{R_{30} + R_{31}}}{R_{29} + \frac{R_{30} \cdot R_{31}}{R_{30} + R_{31}}} = \frac{10 \cdot \frac{10 \cdot 10}{20}}{10 + \frac{10 \cdot 10}{20}} \cdot 10^3 = 3333 \, \Omega$$

Obvodové zapojení (Obr. 31) je realizováno pomocí operačního zesilovače OP462 [15] obsahující 4 OZ v jednom pouzdře (zbylé dva OZ budou využity pro realizaci dalšího bloku).

Napájení symetrické ± 15 V, proudový odběr pro použité dva operační zesilovače je maximálně 1,55 mA.



Obr. 31: Schéma zapojení součtového členu

3.12. Převodník f/U

Tento blok převádí předzpracovaný dopplerovský signál obsahující různé dopplerovské frekvence na konkrétní hodnotu napětí. Převod frekvence na napětí se nejčastěji provádí pomocí spínané nábojové pumpy, která na základě kmitočtu vstupního signálu, vždy při překročení komparační úrovně nabíjí integrační kondenzátor. Takto se kondenzátor neustále střídavě nabíjí a vybíjí, přičemž hodnota stejnosměrného napětí na tomto kondenzátoru je přímo úměrná kmitočtu vstupního signálu.

Princip tohoto f/U převodníku si ukážeme na konkrétním obvodu AD650 od výrobce Analog Devices [16]. Jedná se o univerzální integrovaný obvod, který může pracovat jako převodník napětí na kmitočet nebo jako převodník kmitočtu na stejnosměrné napětí. Právě tato druhá varianta nás zajímá. Zjednodušené schéma tohoto převodníku f/U lze vidět na Obr. 32.

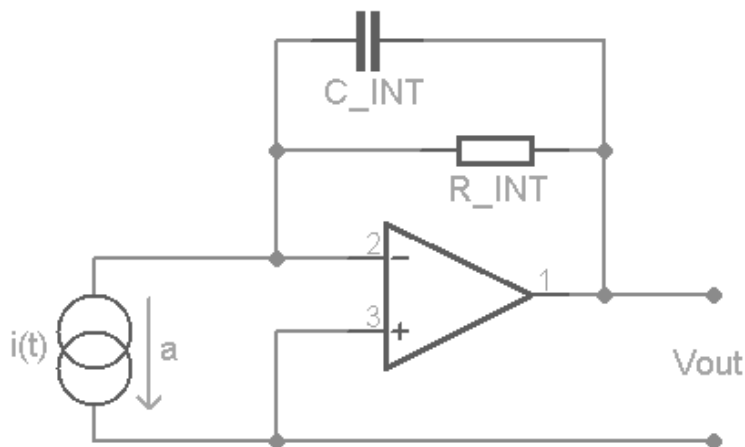
Průběh proudu $i(t)$ pumpovaného do ztrátového kondenzátoru C_{OS} je vyobrazen na Obr. 33. Proud si lze představit jako sérii nábojových paketů doručovaných s frekvencí:

$$f_{IN} = 1 / T \quad (42)$$

s konstantní amplitudou (a) a délkou trvání (t_{OS}). Z Obr. 33 je patrné, že průměrnou velikost proudu lze získat vydělením proudové plochy periodou T . Průměrnou hodnotu výstupního napětí V_{out} lze obdržet tím, že vynásobíme průměrnou hodnotu proudu zpětnovazebním rezistorem R_{int} . V případě, že provedeme substituci (42), dostaneme rovnici (43) lineární závislosti výstupního napětí V_{out} na vstupním kmitočtu f_{IN} :

$$V_{out} = \frac{a \cdot t_{OS}}{T} \cdot R_{int} = a \cdot t_{OS} \cdot f_{IN} \cdot R_{int}, \quad (43)$$

kde t_{OS} je časová konstanta nabíjení, T je perioda vstupního kmitočtu, R_{int} je odpor integrační rezistoru, a je velikost proudového zdroje (pro AD650 $a = 1 \text{ mA}$).



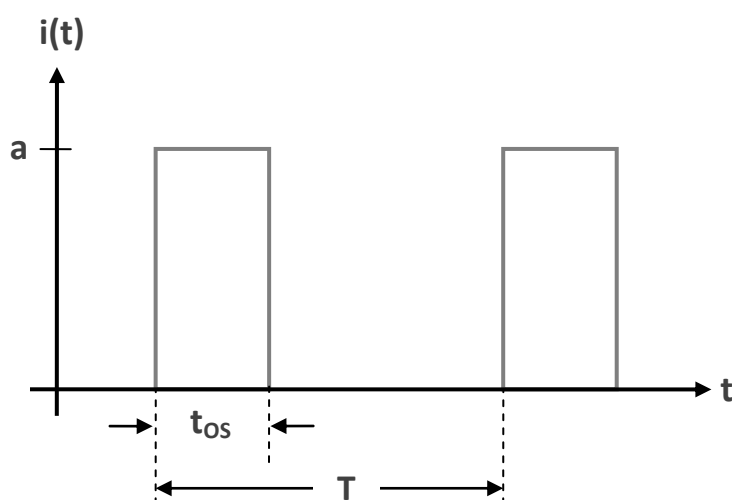
Obr. 32: Zjednodušené schéma převodníku f/U

Při návrhu periferních součástek výrobce doporučuje volit dobu nabíjení t_{OS} alespoň 90% nejkratší periody T vstupního signálu. Nejkratší doba periody odpovídá největší hodnotě vstupního kmitočtu, což je naše horní hranice dopplerovské frekvence $f_h = f_{IN} = 1461 \text{ Hz}$. Dostáváme tedy podle rovnice (44) následující časovou nabíjecí konstantu:

$$t_{OS} = 0,9 \cdot T = 0,9 \cdot \frac{1}{f_{IN}} = 0,9 \cdot \frac{1}{1461} = 616 \mu s \quad (44)$$

Nyní můžeme pomocí rovnice (45) zjistit velikost kapacity kondenzátoru C_{OS} jako:

$$C_{OS} = \frac{t_{OS} - 3 \cdot 10^{-7} s}{6,8 \cdot 10^3 s \cdot F^{-1}} = \frac{616 \cdot 10^{-6} - 3 \cdot 10^{-7} s}{6,8 \cdot 10^3 s \cdot F^{-1}} = 90,54 \text{ nF} \quad (45)$$



Obr. 33: Průběh proudu pumpovaného do ztrátového kondenzátoru

Dále vypočítáme hodnotu integračního rezistoru R_{int} pomocí rovnice (43). Za hodnotu f_{IN} opět dosadíme maximální možnou vstupní frekvenci, hodnota proudového zdroje $a = 1$ mA. Hodnotu výstupního napětí určíme na základě maximálního rozsahu následujícího bloku, který toto výstupní napětí V_{out} bude zpracovávat. Tímto blokem bude A/D převodník, který bude mít rozsah vstupního napětí do hodnoty ± 2 V. Výrobce uvádí maximální výstupní napětí do 10 V, zvolíme například $V_{out} = 4$ V. Tedy při vstupní frekvenci 1461 Hz obdržíme na výstupu hodnotu napětí 4 V.

$$R_{int} = \frac{V_{OUT}}{a \cdot t_{OS} \cdot f_{IN}} = \frac{10}{0,001 \cdot 616 \cdot 10^{-6} \cdot 1461} = 11111 \Omega \quad (46)$$

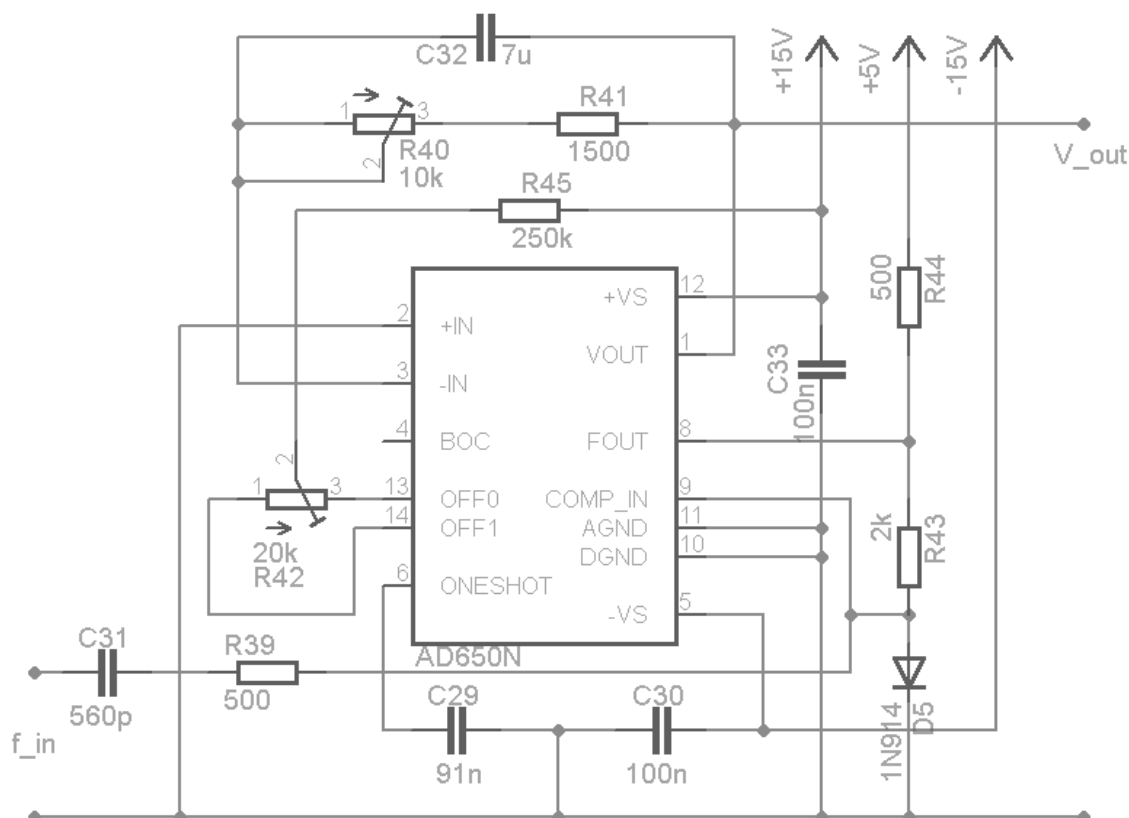
Zde jenom poznámka, že pokud by nám hodnota odporu R_{int} vyšla menší než 1000 Ω , museli bychom změnit hodnotu t_{OS} a provést výpočet znovu. Hodnota R_{int} je totiž zátěží pro vnitřní operační zesilovač a nemůže být libovolně velká. V našem případě můžeme pokračovat návrhem poslední součástky a to integrační kapacity C_{int} . Zde při výpočtu musíme uvažovat časovou konstantu měřeného systému (v našem případě cévního systému), aby převodník f/U byl schopen s dostatečnou časovou rezervou reagovat na změny rychlostí toku krve v cévách. Uvažujme tedy, že bude-li měření ultrazvukovou sondou probíhat na pacientovi, který je v klidu, neměla by v zásadě jeho tepová frekvence přesahovat hodnotu 100 tepů za minutu. Této tepové frekvenci tedy odpovídá časová konstanta:

$$\tau = \left(\frac{\text{tepová frekvence}}{60 \text{ s}} \right)^{-1} = \left(\frac{100 \text{ min}^{-1}}{60 \text{ s}} \right)^{-1} = 600 \text{ ms} \quad (47)$$

Další nutnou věcí, kterou je potřeba zohlednit při výpočtu, je počet kvantizačních úrovní použitého A/D převodníku. V našem případě se jedná o upravený A/D převodník vhodný k přímému zobrazování hodnot na 3,5 místném displeji. Tzn. že maximální hodnota je 1999 jednotek. Toto číslo zhruba odpovídá $2^{11} = 2048$. Tuto hodnotu využijeme pro zjištění konstanty N nutné pro výpočet integrační kapacity. Dle výrobce odpovídá počtu kvantizačních úrovní 2^{11} konstanta $N = 7$. Nyní už můžeme spočítat samotnou hodnotu C_{int} :

$$C_{int} = \frac{\tau}{N \cdot R_{int}} = \frac{0,6}{7 \cdot 11111} = 7,714 \mu F \quad (48)$$

Funkční schéma zapojení je vyobrazena na Obr. 34. Napájení tohoto bloku je symetrické ± 15 V s maximálním proudovým odběrem 10 mA.



Obr. 34: Schéma zapojení převodníku f/U

3.13. Diferenční zesilovač

Po tomto bloku požadujeme, aby nám určil převažující směr toku krve. Provede tedy odečtení zpětného toku od dopředného. Bude-li převažovat kladný směr proudění, bude výsledné napětí kladné a úměrné rozdílu opačných toků. V případě, že bude dominantní zpětný tok, výsledné napětí bude záporné, rovněž úměrné jejich rozdílu.

Oba vstupní kanály mají napěťový rozsah $0 \div 10$ V podle velikosti rychlosti toku krve. Po průchodem diferenčním zesilovačem dostaneme rozsah výstupních napětí -10 V až $+10$ V. Pro následující blok (A/D převodník) potřebujeme tuto výstupní hodnotu upravit na napětí v rozsahu -500 mV až $+500$ mV, aby nám tato hodnota napětí přímo korespondovala s rychlostí toku krve v jednotkách cm/s.

Rozdíl napětí mezi oběma kanály zjistíme nejlépe pomocí diferenčního zapojení operačního zesilovače. V ideálním případě je rozdíl hodnot (výstupní napětí tohoto bloku) roven:

$$U_{diff} = (U_{FRW} - U_{REV}) \frac{R_{54}}{R_{53}} \quad (49)$$

V našem případě zvolíme hodnoty rezistorů stejné a to 10000Ω . Tím na výstupu dostaneme přímo rozdíl napětí z obou kanálů. Zbývá nám však ještě upravit výstupní

hodnotu napětí U_{AD} pro A/D převodník tak, abychom nepřekročili jeho vstupní citlivost 2000 mV a aby přiváděná hodnota napětí odpovídala rychlosti toku krve. Uvažujeme-li, že přivedeme maximální frekvenci 1461 Hz na blok převodníku f/U , která odpovídá rychlosti 50 cm/s, dostaneme na jeho výstupu napětí 10 V. Toto napětí je nutné vzhledem ke vstupnímu rozsahu A/D převodníku upravit pomocí odporového děliče na hodnotu 500 mV.

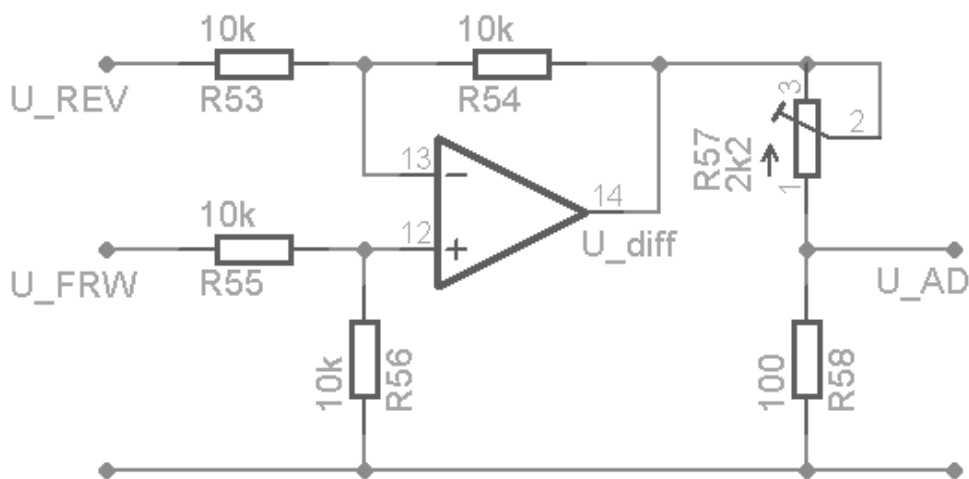
Při návrhu odporového děliče zvolme nejdříve proud děličem $I = 5$ mA. Dále určíme velikost odporu u rezistoru R_{58} :

$$R_{58} = \frac{0,5}{0,005} = 100\Omega \quad (50)$$

Hodnotu horního rezistoru R_{57} určíme odečtením našeho maximálního napětí U_{AD} , které přivedeme na převodník od maximální výstupní hodnoty V_{out} převodníku f/U . Dostaneme tedy:

$$R_{57} = \frac{10-0,5}{0,005} = 1900\Omega \quad (51)$$

Pro přesnější doladění potřebného napětí použijeme místo pevného rezistoru trimr o hodnotě 2200 Ω . Výsledné funkční zapojení je na Obr. 35. Opět použijeme operační zesilovač OP162 od výrobce Analog Devices [15], obsahující v pouzdře pouze jeden OZ. Napájení symetrické ± 15 V s maximálním proudovým odběrem 1,15 mA.



Obr. 35: Schéma zapojení rozdílového členu s napěťovým děličem

3.14. A/D převodník

Pro převod analogové hodnoty napětí do digitální podoby použijeme A/D převodník ICL7106 od výrobce Intersil [17]. Jedná se o A/D převodník, vyrobený technologií CMOS, sloužící k přímému buzení 3,5 místného displeje. Obsahuje převodník pro 3,5 místný displej, převodník z BCD kódu na sedmi segmentový displej, zdroj referenčního napětí a budicí signál pro displej.

Při jeho použití je nutno nejdříve nutno rozhodnout vstupní citlivost převodníku a tím i jeho rozsah napětí, které můžeme přivádět na jeho vstupy. Výrobce nabízí ze dvou hodnot a to buď 200 mV nebo 2 V. Použijeme vstupní rozsah napětí o velikosti 2 V. S touto volbou poté souvisí i další návrh okolních součástek.

Volbou hodnoty kondenzátoru C_{41} a trimru P_8 zvolíme vhodně kmitočet interního oscilátoru A/D převodníku. Výrobce doporučuje volit hodnotu odporu větší než $50000\ \Omega$ a hodnotu kondenzátoru větší než 50 pF. U integračního kondenzátoru se doporučuje použít polypropylénový metalizovaný kondenzátor, který má velmi malé dielektrické ztráty. Jelikož převodník pracuje na principu dvojí integrace, je vhodné zvolit kmitočet vnitřního oscilátoru a tím dobu jeho integrace jako násobek síťové frekvence 50 Hz a 60 Hz z důvodu potlačení rušivých složek. Zvolíme-li kmitočet oscilátoru $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ a kondenzátor o kapacitě 100 pF, vyjde nám dle vzorce (52) hodnota rezistoru R_{58} jako:

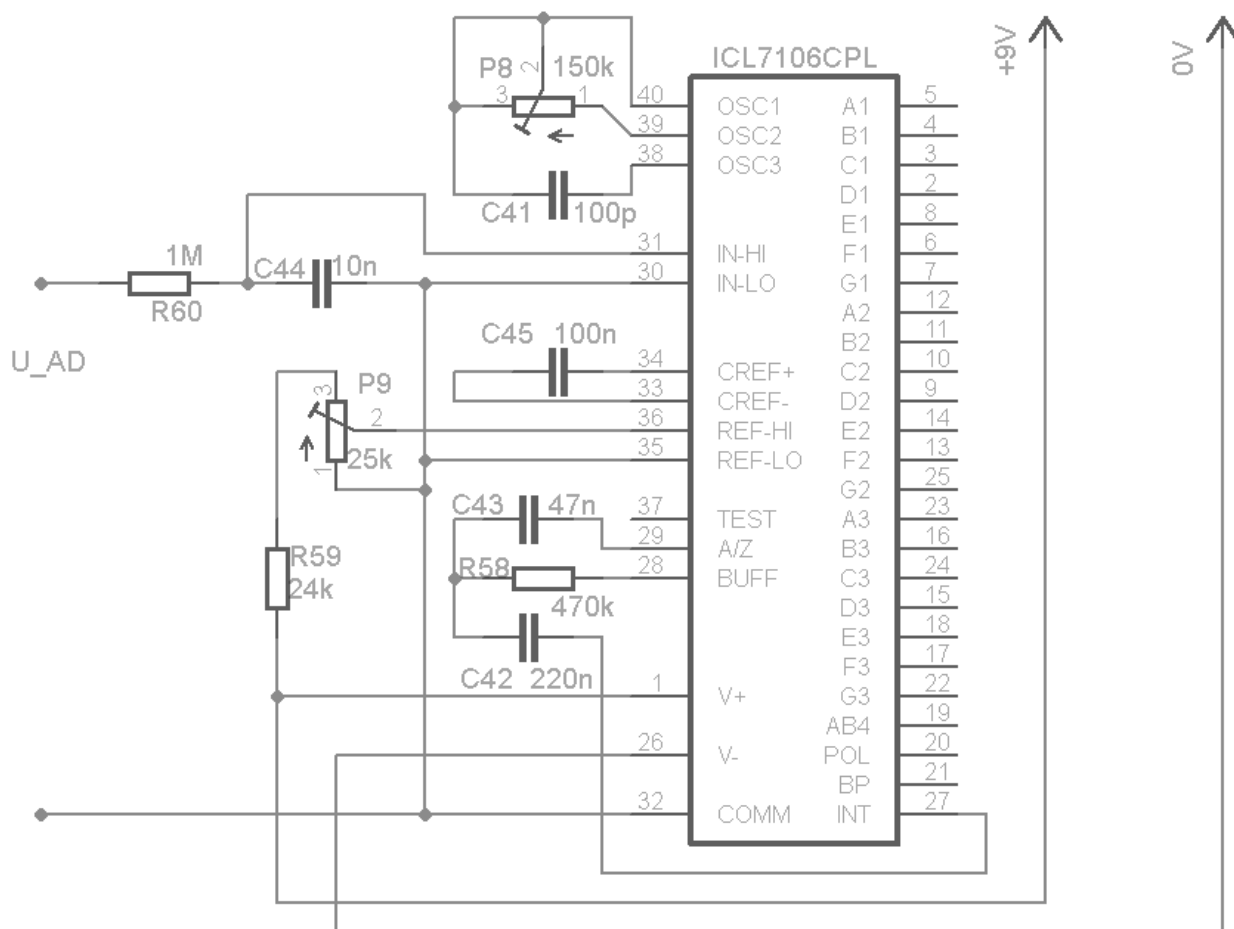
$$f_{osc} = \frac{0,45}{P_8 C_{41}} \Rightarrow P_8 = \frac{0,45}{40000 \cdot 10^{-10}} = 112500\ \Omega \quad (52)$$

Místo pevného rezistoru zvolíme raději odporový trimr o velikosti $P_8 = 150\text{ k}\Omega$, pro lepší naladění oscilátoru. Volba kmitočtu oscilátoru určuje také počet měření (převodů) za sekundu:

$$f_{CYC} = \frac{f_{osc}}{16000} = \frac{40000}{16000} = 2,5\text{ s}^{-1} \quad (53)$$

Rezistor $R_{58} = 470\text{ k}\Omega$ a kondenzátor $C_{42} = 220\text{ nF}$ jsou součástí integračního obvodu, kondenzátor $C_{43} = 47\text{ nF}$ kompenzuje napěťové nesymetrie vnitřních vstupních obvodů. Trimrem $P_9 = 25\text{ k}\Omega$ se nastavuje referenční napětí, které má být v našem případě 1 V pro rozsah vstupního napětí do 2V.

Vstupní napětí se přivádí na vývody IN-Hi a IN-Lo přes obvod $R_{60} - C_{44}$, který potlačuje rušivé střídavé složky měřeného napětí. Vstup IN-Lo je spojen s analogovou zemí měřicího obvodu, ale nikoli se záporným pólům napájecího napětí. Všechny hodnoty okolních součástek vycházejí z doporučení výrobce, volíme pouze hodnoty součástek pro naladění vnitřního oscilátoru A/D převodníku. Funkční schéma zapojení se všemi potřebnými součástkami je uvedeno na Obr. 36. Napájení tohoto bloku musí být galvanicky oddělené od měřicího obvodu a to konkrétně +9 V. Proudový odběr by neměl přesáhnout maximální hodnotu 1,8 mA.

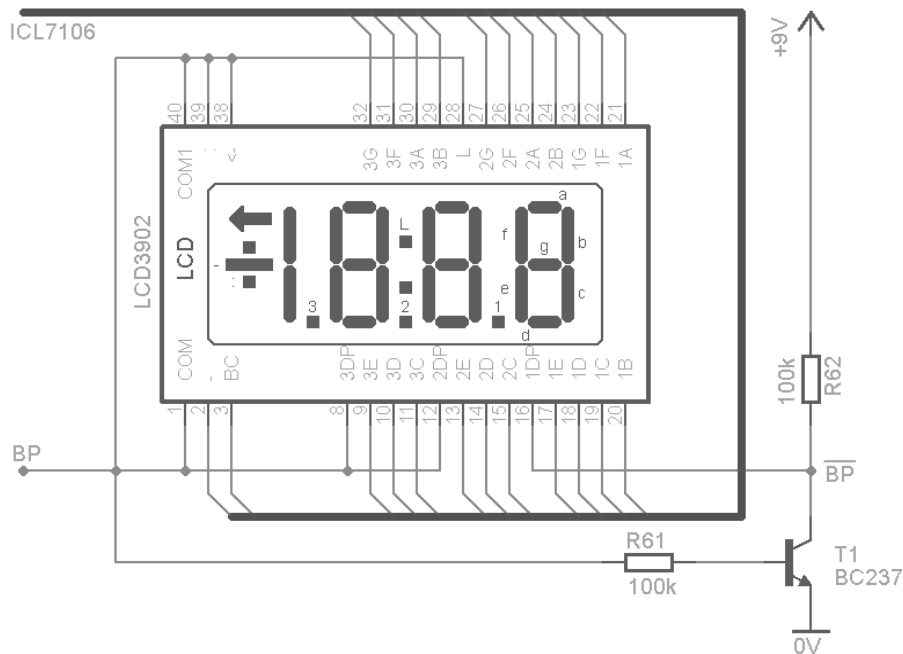


Obr. 36: Schéma zapojení A/D převodníku

3.15. LCD displej

Jako zobrazovací jednotka je použit displej z tekutých krystalů LCD3902 s nejvyšším zobrazením ± 1999 , s možností volby desetinné tečky a dalších pomocných znaků. Displej z tekutých krystalů potřebuje pro svoji činnost obdélníkový signál, v našem případě cca 50 Hz, kterým je napájena společná elektroda (BP – vývod 1). Segment, nebo znak, který má být zobrazen, je pak připojen na shodné střídavé napětí, ale opačné polarity. Pro segmenty čísel a znak – (mínus) zajišťuje tento signál přímo obvod ICL7106. V případě znaku desetinné tečky, která má být trvale zobrazena, si pomocí tranzistoru T_1 připravíme invertovaný řídicí signál, který přivedeme na trvale svítící znak první desetinné tečky. Znaky, které nemají být zobrazeny, je nutné v některých případech (jestliže problikávají) připojit na společnou elektrodu (L – vývod 28). Jedná se o znak dvojtečky, 2. a 3. desetinné tečky a znak šipky.

Pro displej použijeme obyčejnou objímku DIL40, kterou musíme upravit odstraněním spojovacích můstků, takže vzniknou dva samostatné pásy po dvaceti kontaktech. Objímka DIL40 nesmí být precizní, aby nedošlo k mechanickému poškození displeje během vkládání či vyjímání. Oživení displeje LCD3902 společně s ICL7106 provedeme tak, že na vstup A/D převodníku přivedeme stejnosměrné napětí 2000 mV. Displej by měl ukazovat libovolnou



Obr. 37: Schéma zapojení LCD displeje

3.16. Napájecí zdroj

Od napájecí části pro celé zařízení požadujeme transformaci síťového napětí na stejnosměrné napájecí napětí o třech různých hodnotách. Při návrhu byly použity operační zesilovače vyžadující symetrické napájení ± 15 V. Toto napětí vyžaduje i převodník f/U. Dále je nutné pro integrované obvody RF2713 (kvadratický demodulátor), 74HC74 (logický obvod) a SG-615 (krystalový oscilátor) dodávat stejnosměrné napájecí napětí o velikosti +5 V. Tyto dvě napětí mohou mít společnou zem. Pro převodník ICL7106 je nutno napájecí napětí +9 V galvanicky oddělit od předešlých dvou.

Musíme tedy navrhnout síťový zdroj umožňující odebírat všechna potřebná napětí. Dále je nutné uvažovat s maximálním proudovým odběrem pro každé napětí. Na tyto hodnoty musí být dimenzována každá z jednotlivých napájecích částí ($\pm 15\text{ V}$, $+9\text{ V}$, $+5\text{ V}$). Tyto hodnoty zjistíme sečtením všech proudových odběrů od jednotlivých částí. Tyto hodnoty jsou přehledně uvedeny v následující Tab. 3.

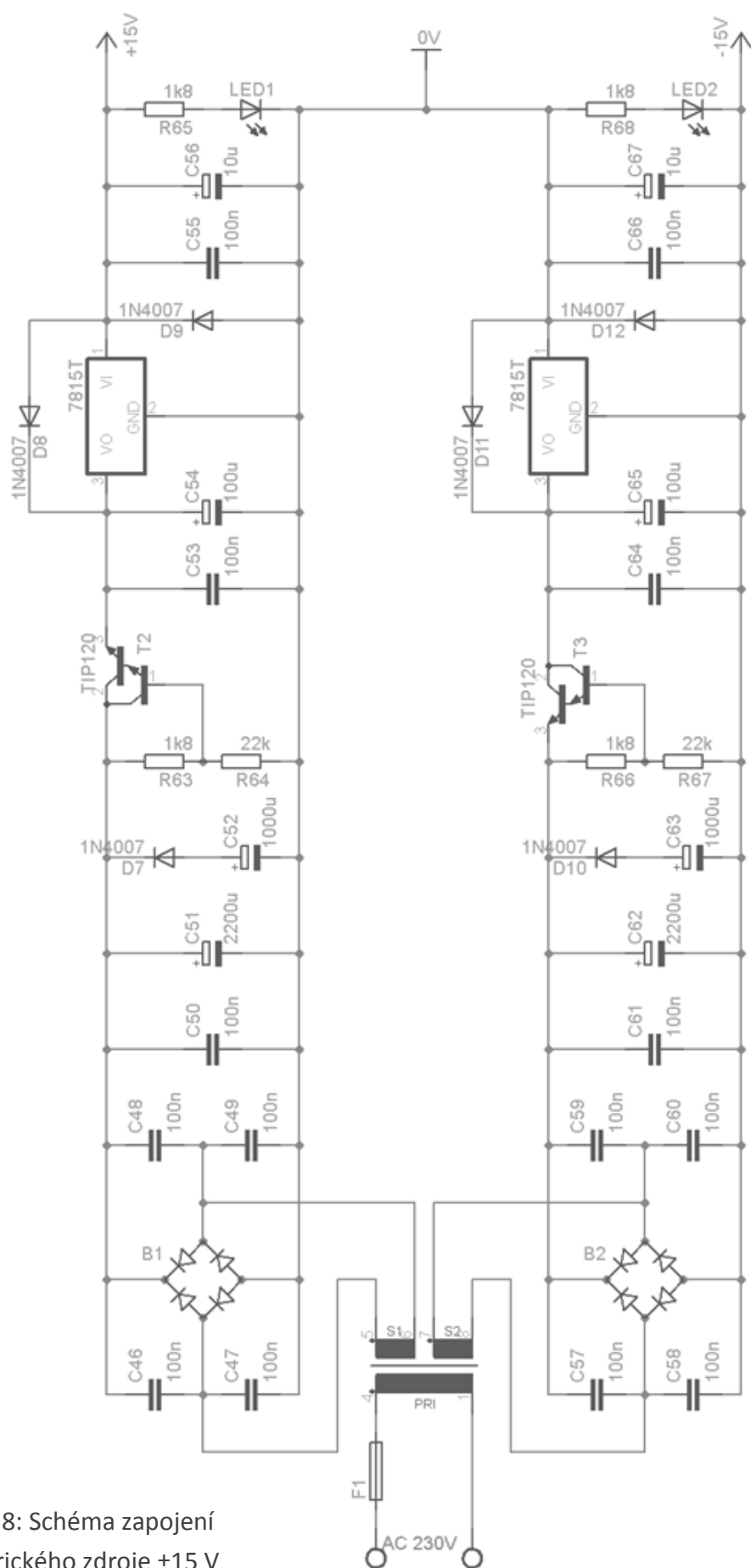
Tab. 3: Napájecí a proudové požadavky jednotlivých částí

Obvod	Napájecí napětí U_{cc} [V]	Max. proudový odběr I_{max} [mA]
AD847 (VF zesilovač, jeden OZ v pouzdře)	± 15 V	6 mA
AD8008 (VF zesilovač, dva OZ v pouzdře)	± 15 V	10 mA
OP462 (pásmová propust, čtyři OZ v pouzdře)	± 15 V	3,1 mA
OP462 (fázovací členek a součtový zesilovač, čtyři OZ v pouzdře)	± 15 V	3,1 mA
OP162 (diferenční zesilovač, jeden OZ v pouzdře)	± 15 V	1,15 mA
RF2713 (kvadrurní demodulátor, dvě pouzdra)	± 15 V	24 mA
SG-615PBG 8MHz (krystalový oscilátor 8MHz)	+5 V	12 mA
74HC74 (klopný obvod D, dva KO v pouzdře)	+5 V	20 mA
ICL7106 (A/D převodník s přímým buzením LCD displeje)	+9 V	1,8 mA

Z této tabulky (Tab. 3) vyplývá, že symetrický napájecí zdroj ± 15 V musí být dimenzován na proudový odběr 47,35 mA. Napájecí zdroj +5 V potom na 32 mA a konečně zdroj +9 V na 1,8 mA. Jelikož napájecí napětí +9 V je požadováno galvanicky oddělené od ostatních částí zařízení, a protože je potřeba použít transformátor s dvojitým sekundárním vinutím pro získání symetrického napájení ± 15 V, použijeme pro tuto hodnotu bateriové napájení. Tímto ušetříme hmotnost a rozměry zařízení.

Stabilizovaný symetrický napájecí zdroj ± 15 V

Návrh začneme nejdříve symetrický zdrojem, pro který zvolíme i vhodný transformátor. Po tomto zdroji požadujeme stabilní napájecí napětí s minimálním zvlněním a omezením průniku rušivých signálů ze sítě. Schéma symetrického napájecího zdroje je na Obr. 38. Je použit transformátor s označením BV EI 382 1196 s dvojitým sekundárním



Obr. 38: Schéma zapojení
symetrického zdroje $\pm 15V$

vinutím 2x 18 V/0,125 A. Aby bylo maximálně potlačeno případné zvlnění výstupního napětí, vznikající na zemnicích smyčkách, jsou obě poloviny zdroje shodné a s výjimkou jediného bodu na výstupu zdroje, který vytváří střed napájecího napětí (zem), jsou galvanicky oddělené. Jelikož jsou obě napájecí větve stejné, popíšeme si pouze kladnou napájecí větev.

Střídavé napětí z transformátoru je usměrňováno diodovým můstkem B1. Čtveřice kondenzátorů C_{46} až C_{49} kolem můstku omezuje pronikání vysokofrekvenčního rušení ze sítě do zdroje. Hlavní filtraci střídavého napětí zajišťuje kondenzátor C_{51} . Protože potlačení zvlnění napájecího napětí se u běžných monolitických stabilizátorů pohybuje typicky v rozmezí -60 až -80 dB, což by při střídavé složce napětí na C_{51} 1 V představovalo zvlnění výstupního napětí 0,1 až 1 mV, je před vlastní stabilizátor zařazen násobič kapacity s tranzistorem T_2 . Protože se kapacita kondenzátoru násobí proudovým zesilovacím činitelem tranzistoru, je na místě T_2 použit Darlingtonův tranzistor TIP120. Výstupní napětí z emitoru tranzistoru T_2 je blokováno kondenzátorem C_{53} a C_{54} a přivedeno na klasický regulátor LM7815.

Dioda D_8 slouží k ochraně stabilizátoru v případě rychlého poklesu napětí na vstupu, kdy by mohlo dojít k poškození obvodu. Dioda D_9 chrání připojené obvody a zabraňuje přepólování výstupního napětí, které by mohlo nastat například při tvrdém zkratu obou polovin napájení. V tom případě se jedno z napájení dostane přes nulový potenciál do negace, což většinou končí zničením připojených operačních zesilovačů, které přepólování napájení nesnášejí.

LED1 s odporem R_{65} indikují přítomnost výstupního napětí a současně zajišťují minimální odběr pro stabilizátor (ten by měl být alespoň 5 mA). Protože stabilizátory pro kladné napájecí napětí mají obecně lepší parametry než pro záporné, je i druhá napájecí větev zapojena stejně. Na výstupu je pak kladný potenciál záporné napájecí větve spojen se záporným potenciálem kladné větve. Na výstupu tak dostaneme symetrické napájecí napětí ± 15 V.

Použité stabilizátory napětí LM7815 vyžadují pro dobrou stabilizaci vstupní napětí minimálně 17,7 V, což máme splněno, protože sekundární vinutí transformátoru má výstup 18 V. Dále je stabilizátor limitován maximálním výkonem, který je dán úbytkem napětí na jeho svorkách a proudovým odběrem. V našem případě představuje úbytek napětí 3 V s maximálním proudovým odběrem 79,35 mA. To představuje ztrátový výkon:

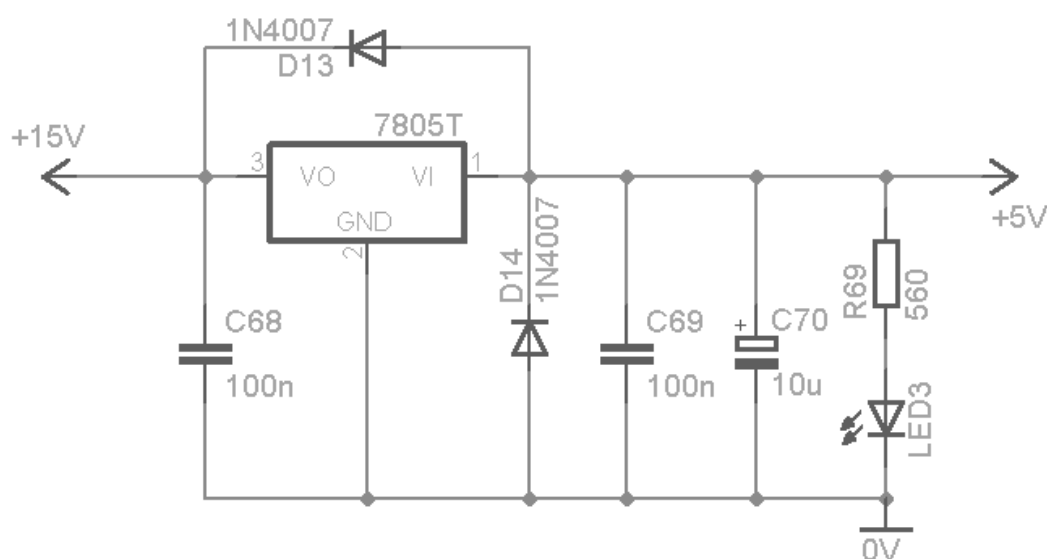
$$P = U \cdot I = 3 \cdot 0,07935 = 0,238 \text{ W} \quad (54)$$

Tento ztrátový výkon je hluboko pod možnosti tohoto stabilizátoru. Výrobce uvádí podmínku, že ztrátový výkon musí být menší než 15 W.

Stabilizovaný napájecí zdroj +5 V

Poté, co jsme navrhli symetrický napájecí zdroj ± 15 V, lze výstup z tohoto zdroje využít jako vstup pro stabilizovaný zdroj +5 V. Provedeme to tak, že opět použijeme napěťový stabilizátor (tentokrát však pro výstupní stabilizované napětí +5 V) LM7805, na jehož vstup přivedeme již připravené stejnosměrné stabilizované napětí +15 V ze symetrického napájecího zdroje.

Ztrátový výkon zde bude o něco větší, jelikož máme na stabilizátoru úbytek napětí 10 V s maximálním proudovým odběrem 32 mA. Ztrátový výkon tedy podle (54) bude $P = 0,320$ W, což opět nepřekračuje mezní hodnoty tohoto stabilizátoru.



Obr. 39: Schéma zapojení zdroje +5 V

Napájecí zdroj +9 V

Jedná se o poslední část pro napájení zařízení. Jelikož potřebuje použitý A/D převodník galvanicky oddělené napájení od měřicího obvodu a již výrobce počítá s bateriovým napájením, použijeme zde jednu 9 V alkalickou baterii. Použitím kvalitnější baterie s kapacitou kolem 500 mAh dosáhneme při proudovém odběru 2 mA provozu až 250 hodin. I v případě, že by tento přístroj byl využíván na klinickém pracovišti nepřetržitě 8 hodin denně, vydrží nám zařízení v provozu po dobu 31 dní. Poté bude nutné baterii vyměnit za novou.

4. KONSTRUKČNÍ PODKLADY

4.1. Schéma zapojení

Celkové schéma zapojení navrženého ultrazvukového měřiče rychlosti toku krve je zobrazeno v Příloze 1. Signálový tok v celém schématu probíhá od levého horního rohu směrem vpravo. V levém horním rohu se nachází vysílací část, napravo od ní je přijímací část s kvadraturním demodulátorem. Uprostřed zleva se nachází pásmová propust s širokopásmovým fázovacím článkem, součtovým zesilovačem a převodníkem frekvence na napětí. Tato část je duální, z důvodu separace informace o dopředném a zpětném toku krve. Uprostřed vpravo je teprve realizováno odečtení obou kanálů. Dolní pravý roh potom obsahuje schéma zapojení A/D převodníku a zobrazovací jednotky realizované 3,5 místným LCD displejem. Levá dolní část obsahuje schéma zapojení síťového napájecího zdroje pro celé zařízení.

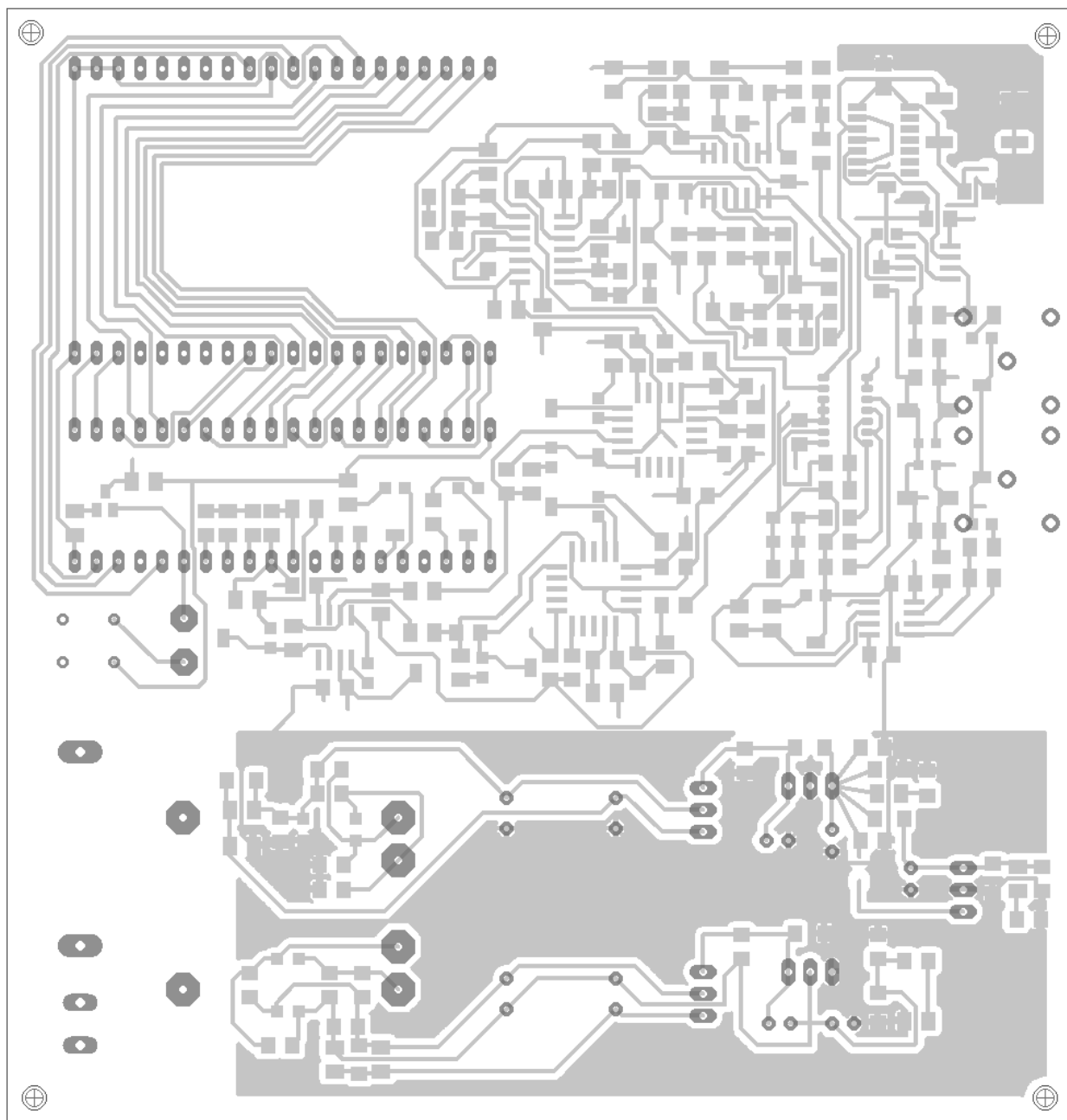
4.2. Výkresy plošného spoje

Pro výrobu DPS nebo šablony je nutné zhotovit transparentní předlohu (matrici) pro expozici použitých fotorezistů. Matrice se zpravidla zhotovují vykreslováním na fotoplotru, tj. zařízení, které na fotografický film vykresluje světelnou stopou motiv kresby.

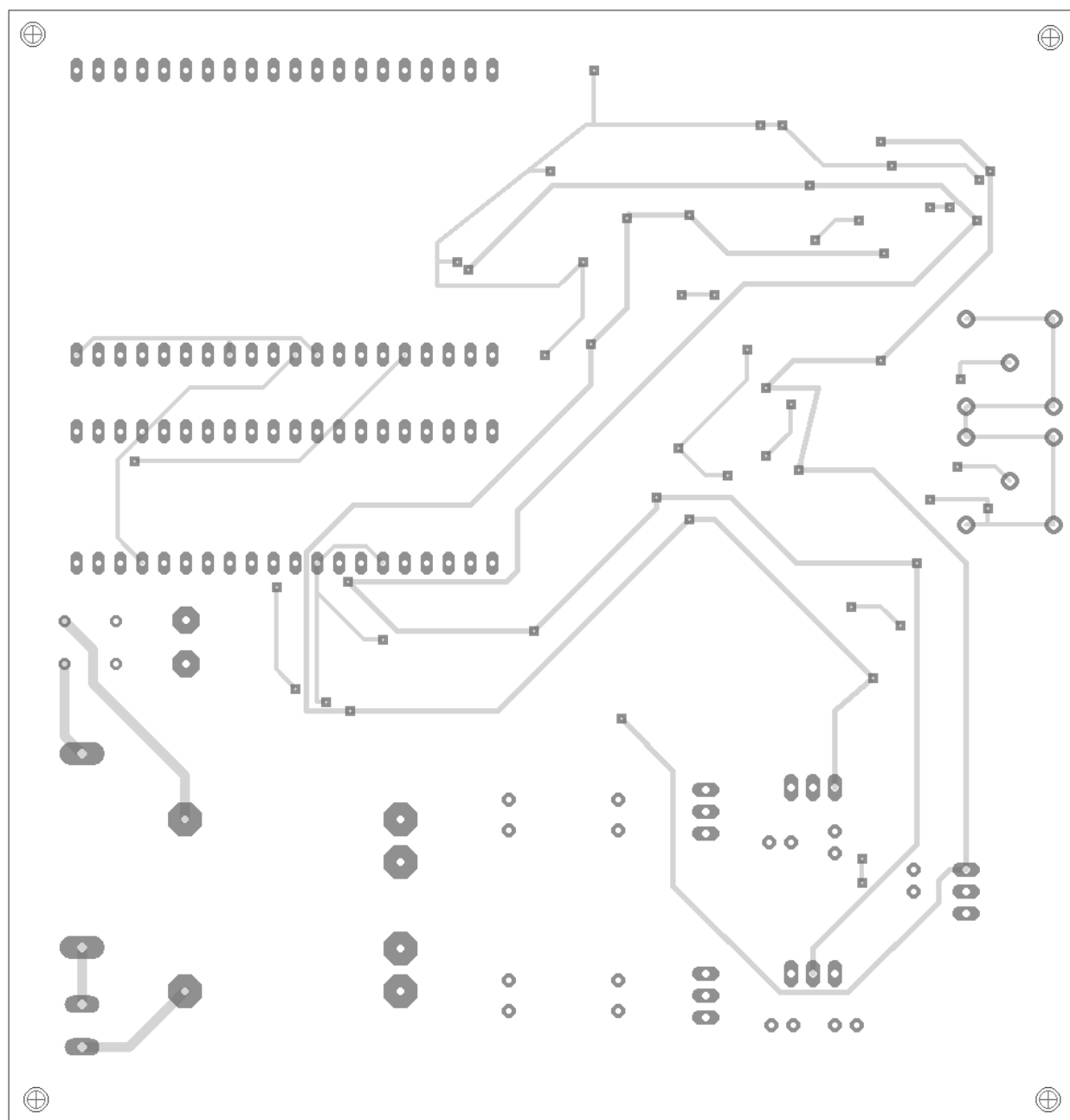
Pro kresbu spojů a popis se matrice vykresluje pozitivním způsobem, tzn. že vodivé čáry a plochy jsou černé. Matrice pro nepájivou masku je kreslena zpravidla negativním způsobem, tj. že místa, kde nepájivá maska nebude, jsou černá.

DPS je navržena jako oboustranná. Snahou bylo desku maximálně osadit součástkami pro povrchovou montáž (SMD). Všechny SMD součástky jsou osazeny na jedné straně DPS, menší část klasických součástek ze strany druhé. Toto rozdělení součástek na DPS může být velice efektivní při smíšené montáži SMD, kdy součástky SMD jsou umístěny se strany spojů, jsou přilepeny lepidlem a klasické vývodové součástky jsou umístěny z druhé strany. V tom případě se jedním pájecím průchodem zapájí klasické i SMD součástky [2].

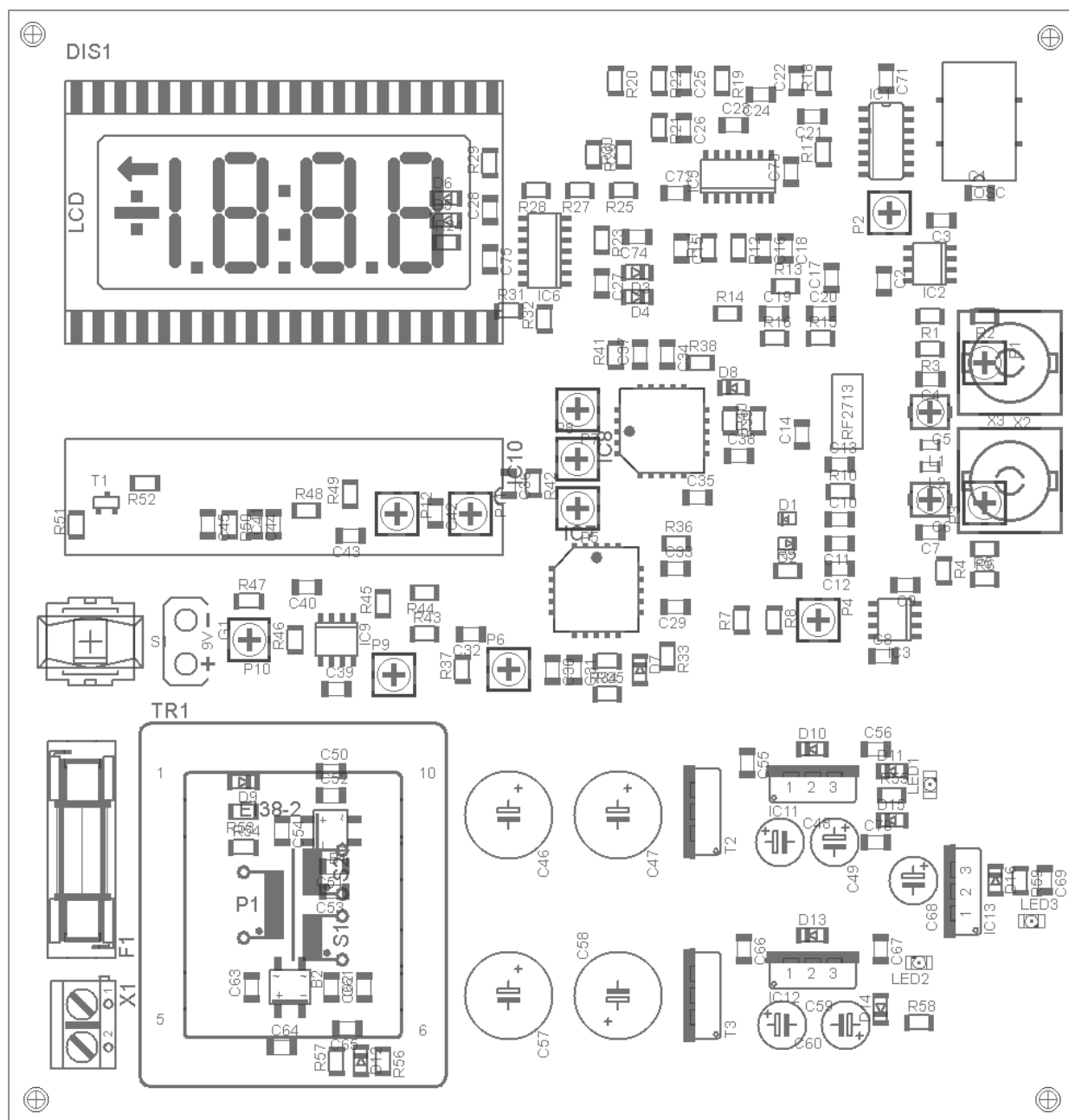
Rozměr navržené DPS je 125 x 130 mm. Všechny signálové vodivé cesty jsou široké 0,6 mm a rozvedené po jedné straně DPS. Rozvod napájení je realizován vodivými cestami ze strany druhé a to o šířce 1 mm. V okolí oscilátoru a klopného obvodu je rozložena souvislá plocha mědi, vytvářející zemnicí a stínící plochu. Tímto může být zabráněno pronikání rušení z těchto dvou obvodů generujících vysoké frekvence. Dále je použita souvislá vrstva mědi v okolí napájecího zdroje. Jako další prvek zamezující rušení je již zmíněné oddělení napájecích a signálových vodičů.



Obr. 40: Spodní vrstva DPS



Obr. 41: Horní vrstva DPS



Obr. 42: Osazení součástek na DPS

4.3. Seznam součástek

Rezistory

Označení	Hodnota	Pouzdro
R1	100	M1206
R2	100	M1206
R3	180	M1206
R4	180	M1206
R5	100	M1206

R6	100	M1206
R7	100	M1206
R8	100	M1206
R9	51	M1206
R10	51	M1206
R11	100k	M1206
R12	100k	M1206
R13	100k	M1206

R14	75k	M1206
R15	30k	M1206
R16	560k	M1206
R17	100k	M1206
R18	100k	M1206
R19	100k	M1206
R20	75k	M1206
R21	30k	M1206
R22	560k	M1206
R23	2k7	M1206
R24	2k7	M1206
R25	10k	M1206
R26	10k	M1206
R27	10k	M1206
R28	3k3	M1206
R29	10k	M1206
R30	10k	M1206
R31	10k	M1206
R32	3k3	M1206
R33	500	M1206
R34	2k	M1206
R35	500	M1206
R36	250k	M1206
R37	1500	M1206
R38	500	M1206
R39	2k	M1206
R40	500	M1206
R41	250k	M1206
R42	1500	M1206
R43	10k	M1206
R44	10k	M1206
R45	10k	M1206
R46	10k	M1206
R47	100	M1206
R48	1M	M1206
R49	24k	M1206
R50	470k	M1206
R51	100k	M1206
R52	100k	M1206
R53	1k8	M1206
R54	22k	M1206
R55	1k8	M1206
R56	1k8	M1206
R57	22k	M1206
R58	1k8	M1206
R59	1k8	M1206

Odporové trimry

<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
P1	1k	RTRIM4G/J
P2	10k	RTRIM4G/J
P3	1k	RTRIM4G/J
P4	1k	RTRIM4G/J
P5	20k	RTRIM4G/J
P6	40k	RTRIM4G/J
P7	20k	RTRIM4G/J
P8	40k	RTRIM4G/J
P9	20k	RTRIM4G/J
P10	2k2	RTRIM4G/J
P11	150k	RTRIM4G/J
P12	25k	RTRIM4G/J

Kondenzátory

<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
C1	100n	C1206
C2	100n	C1206
C3	100n	C1206
C4	100n	C1206
C7	100n	C1206
C8	100n	C1206
C9	100n	C1206
C10	10n	C1206
C11	10n	C1206
C12	10n	C1206
C13	100n	C1206
C14	100n	C1206
C15	1n5	C1206
C16	3n9	C1206
C17	220p	C1206
C18	10n	C1206
C19	10n	C1206
C20	10n	C1206
C21	1n5	C1206
C22	3n9	C1206
C23	220p	C1206
C24	10n	C1206
C25	10n	C1206
C26	10n	C1206
C27	39n	C1206
C28	39n	C1206
C29	560p	C1206
C30	100n	C1206
C31	91n	C1206
C32	7u	C1206

C33	100n	C1206
C34	560p	C1206
C35	100n	C1206
C36	7u	C1206
C37	100n	C1206
C38	91n	C1206
C39	100n	C1206
C40	100n	C1206
C41	10n	C1206
C42	100p	C1206
C43	100n	C1206
C44	47n	C1206
C45	220n	C1206
C46	2200u	E3,5-10
C47	1000u	E3,5-10
C48	100u	E2,5-6
C49	10u	E2,5-6
C50	100n	C1206
C51	100n	C1206
C52	100n	C1206
C53	100n	C1206
C54	100n	C1206
C55	100n	C1206
C56	100n	C1206
C57	2200u	E3,5-10
C58	1000u	E3,5-10
C59	100u	E2,5-6
C60	10u	E2,5-6
C61	100n	C1206
C62	100n	C1206
C63	100n	C1206
C64	100n	C1206
C65	100n	C1206
C66	100n	C1206
C67	100n	C1206
C68	10u	E2,5-6
C69	100n	C1206
C70	100n	C1206
C71	100n	C1206
C72	100n	C1206
C73	100n	C1206
C74	100n	C1206
C75	100n	C1206

Kapacitní trimry

<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
C5	50p	CTRIM3018_11

C6	50p	CTRIM3018_11
----	-----	--------------

Usměrňovací diody

<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
D1	1N4148	SOD323-W
D2	1N4148	SOD323-W
D7	1N914	MINIMELF
D8	1N914	MINIMELF
D9	1N4007	MINIMELF
D10	1N4007	MINIMELF
D11	1N4007	MINIMELF
D12	1N4007	MINIMELF
D13	1N4007	MINIMELF
D14	1N4007	MINIMELF
D15	1N4007	MINIMELF
D16	1N4007	MINIMELF

Zenerovy diody

<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
D3	BZV55C1	SOD80C
D4	BZV55C1	SOD80C
D5	BZV55C1	SOD80C
D6	BZV55C1	SOD80C

Diodové můstky

<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
B1	MB4S	SOIC-4
B2	MB4S	SOIC-4

LED diody

<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
LED1	KP-3216	LEDSMT1206
LED2	KP-3216	LEDSMT1206
LED3	KP-3216	LEDSMT1206

Tlumivky

<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
L1	100n	L2012C
L2	100n	L2012C

Integrované obvody

<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
IC1	74HC74D	SO14
IC2	AD847D	SO08
IC3	AD8008	SO8
IC4	RF2713	SOIC-14
IC5	OP462	SO14

IC6	OP462	SO14	Ostatní		
IC7	AD650	PLCC20	<i>Označení</i>	<i>Hodnota</i>	<i>Pouzdro</i>
IC8	AD650	PLCC20	OSC	SG-615PBG	SG-615
IC9	OP162	SO08	Q1	APC855	
IC10	ICL7106CPL	DIL40	Q2	APC855	
IC11	7815	TO220V	T1	BC237	SOT23
IC12	7815	TO220V	T2	TIP122	TO220
IC13	7805	TO220V	T3	TIP122	TO220

5. ZÁVĚR

Téma této diplomové práce se věnuje poměrně složité oblasti ultrazvukové techniky používané v lékařství. Cílem bylo seznámit se s principem měření rychlosti toku krve v ultrazvukové diagnostice a pro toto navrhnout vhodný přístroj realizující neinvazivní měření rychlosti toku krve. Práce měla vycházet z účelně zadaných parametrů a obsahovat potřebnou úvahu pro návrh přístroje s požadovanými parametry. Jednalo se zejména o maximální intenzitu generovaného ultrazvuku do tkáně 100 mW/cm^2 (maximální povolená intenzita v diagnostickém ultrazvuku), pracovní frekvence 4 MHz a průměr piezoelektrických měničů 8 mm. Dále bylo nutné zvolit správnou metodu pro detekci obou toků krve a navrhnout tak směrový měřič, jehož výstupem bude přímé zobrazení převažujícího toku v rozsahu 5 až 50 cm/s s přesností na jedno desetinné místo.

Práce vychází ze zadaných požadavků, přičemž obsah kapitol odpovídá rozvaze při návrhu tohoto přístroje. Nejdříve bylo nutné zvolit vhodný piezoelektrický měnič, na základě jeho vlastností a zadaných parametrů vypočítat velikost potřebného budicího signálu. Dále realizovat vhodný generátor pro nosnou frekvenci. Pro detekci dopplerovských frekvencí v odraženém, frekvenčně modulovaném signálu byla zvolena kvadrurní demodulace s detekcí ve fázové oblasti. Po nezbytné úpravě signálu byl proveden jeho převod do digitální podoby a zobrazení na 3,5 místném displeji s přesností na jedno desetinné místo a s rozlišením směru krevního toku pomocí záporného znaménka na použitém displeji. Poté co bylo navrženo obvodové schéma, bylo nutné navrhnout a vhodně dimenzovat pro celé zařízení síťový napájecí zdroj s možností odběru všech požadovaných napájecích napětí.

Na závěr byla rovněž navržena oboustranná deska plošných spojů v maximální míře osazená SMD součástkami. Při návrhu bylo dbáno na správné konstrukční rozmístění součástek a rozvod signálových a napájecích cest. Práce tedy obsahuje podrobný návod na konstrukci takového zařízení (schéma zapojení, podklady pro výrobu DPS a seznam součástek).

Pro ověření funkčnosti některých bloků byla provedena simulace v programu TINA for Windows (verze 7.0.30.288 SF-DS). Obvodové schéma včetně návrhu desky plošného spoje bylo realizováno pomocí CAD software EAGLE (verze 5.10.0 pro Windows).

LITERATURA

- [1] **ROZMAN, J.** *Ultrazvuková technika v lékařství*. Brno : VUT FE, 1979. 264 str.
- [2] **ŠANDERA, J.** *Návrh plošných spojů*. Praha : BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-181-0.
- [3] **ŠAVEL, J.** *Elektrotechnologie*. Praha : BEN - technická literatura, 2005. ISBN 80-7300-190-X.
- [4] **PUNČOCHÁŘ, J.** *Operační zesilovače v elektronice*. Praha : BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-059-8.
- [5] **VEJROSTA, V.** *Konstrukce zdravotnických elektrických přístrojů, Aplikace požadavků mezinárodních a evropských norem*. Praha : Česká společnost pro zdravotnickou techniku, 2001. ISBN 80-02-01460-X.
- [6] **HRAZDIRA, I.** *Úvod do ultrasonografie*. Brno : Klinika zobrazovacích metod LF MU, Fakultní nemocnice u Sv. Anny v Brně, 2008.
[Online] http://www.med.muni.cz/dokumenty/pdf/uvod_do_ultrasonografie1.pdf.
- [7] Properties of Piezoelectric Materials | APCI Piezoelectric Material. *AmericanPiezo.com*.
[Online] <http://www.americanpiezo.com/apc-materials/piezoelectric-properties.html>.
- [8] Draka Kabely, s.r.o., Sdělovací a datové kabely, katalog.
[Online] http://www.draka.cz/images/stories/katalog/datove_kabely/datove-kabely.pdf.
- [9] Philips Semiconductors. Dual D-type flip-flop; 74HC74 and 74HCT74; *datasheet*.
[Online] <http://www.semiconductors.philips.com>.
- [10] Crystal oscillator. *SG - 615 series, datasheet*.
[Online] <http://www.epsontoyocom.co.jp>.
- [11] Analog Devices. AD847; High Speed, Low Power Monolithic Op Amp; *datasheet*.
[Online] http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD847.pdf.
- [12] Analog Devices. AD8007/AD8008; Ultralow Distortion, High Speed Amplifiers; *datasheet*.
[Online] http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8007_8008.pdf.
- [13] Vishay Semiconductors. 1N914; Fast Switching Diode; *datasheet*.
[Online] <http://www.vishay.com/docs/85622/1n914.pdf>.
- [14] RF Micro Devices. RF2714; Quadrature Modulator/Demodulator; *datasheet*.
[Online] <http://www.rfmd.com/CS/Documents/2713DS.pdf>.

- [15] Analog Devices. OP162/OP262/OP462; Rail-to-Rail Operational Amplifiers; *datasheet*.
[Online] http://www.analog.com/static/importedfiles/data_sheets/OP162_262_462.pdf.
- [16] Analog Devices. AD650; Frequency-to-Voltage Converter; *application note AN-279*
[Online] http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/75729603AN-279.pdf.
- [17] Intersil. ICL7106/ICL7107; 3,5 Digit, LCD/LED Display, A/D Converters; *datasheet*.
[Online] <http://www.intersil.com/data/fn/fn3082.pdf>.

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Blokové schéma směrového UZV měřiče rychlosti toku krve	8
Obr. 2: Dopplerovská ultrazvuková sonda	9
Obr. 3: Náhradní schéma piezoelektrického měniče	11
Obr. 4: Struktura koaxiálního kabelu 1.13/4.8 F PVC [7]	12
Obr. 5: Srovnání rychlostních křivek.....	15
Obr. 6: Metoda kvadrurní fázové detekce	15
Obr. 7: Zpracování ve fázové oblasti	16
Obr. 8: 3,5 místný LCD displej.....	15
Obr. 9: Přístroj třídy ochrany II [5]	15
Obr. 10: Časový průběh signálu odebíraného z oscilátoru	15
Obr. 11: Schéma zapojení oscilátoru.....	20
Obr. 12: Schéma zapojení děličky kmitočtu 2	20
Obr. 13: Vstupní a výstupní signál u děličky kmitočtu 2	21
Obr. 14: Dílčí kapacity v přizpůsobovací části	22
Obr. 15: Přenosová charakteristika přizpůsobovacího obvodu	22
Obr. 16: Schéma zapojení přizpůsobovací části	23
Obr. 17: Schéma zapojení vysokofrekvenčního zesilovače ve vysílací části	24
Obr. 18: Schéma přizpůsobovacího obvodu v přijímací části.....	25
Obr. 19: Schéma vysokofrekvenčního zesilovače v přijímací části.....	26
Obr. 20: Schéma zapojení amplitudového omezovače a jeho převodní char.	28
Obr. 21: Vnitřní struktura obvodu RF2713	28
Obr. 22: Vnitřní zapojení číslicových obvodů RF2713	28
Obr. 23: Schéma zapojení obvodu RF2713 ve funkci demodulátoru.....	29
Obr. 24: Schéma zapojení dolní propusti 3. řádu.....	30
Obr. 25: Schéma zapojení horní propusti 3. řádu	31
Obr. 26: Přenosová charakteristika navržené pásmové propusti 146 Hz ÷ 1461 Hz	32
Obr. 27: Celkové schéma zapojení pásmové propusti	32
Obr. 28: Frekvenční a fázová charakteristika integračního zesilovače	33
Obr. 29: Schéma zapojení fázovacího článku s omezením amplitudy	34
Obr. 30: Fázová charakteristika širokopásmového fázovacího článku	34
Obr. 31: Schéma zapojení součtového členu	36
Obr. 32: Zjednodušené schéma převodníku f/U	37
Obr. 33: Průběh proudu pumpovaného do ztrátového kondenzátoru.....	37
Obr. 34: Schéma zapojení převodníku f/U	39
Obr. 35: Schéma zapojení rozdílového členu s napěťovým děličem	40
Obr. 36: Schéma zapojení A/D převodníku	42
Obr. 37: Schéma zapojení LCD displeje	43
Obr. 38: Schéma zapojení symetrického zdroje ±15 V.....	45

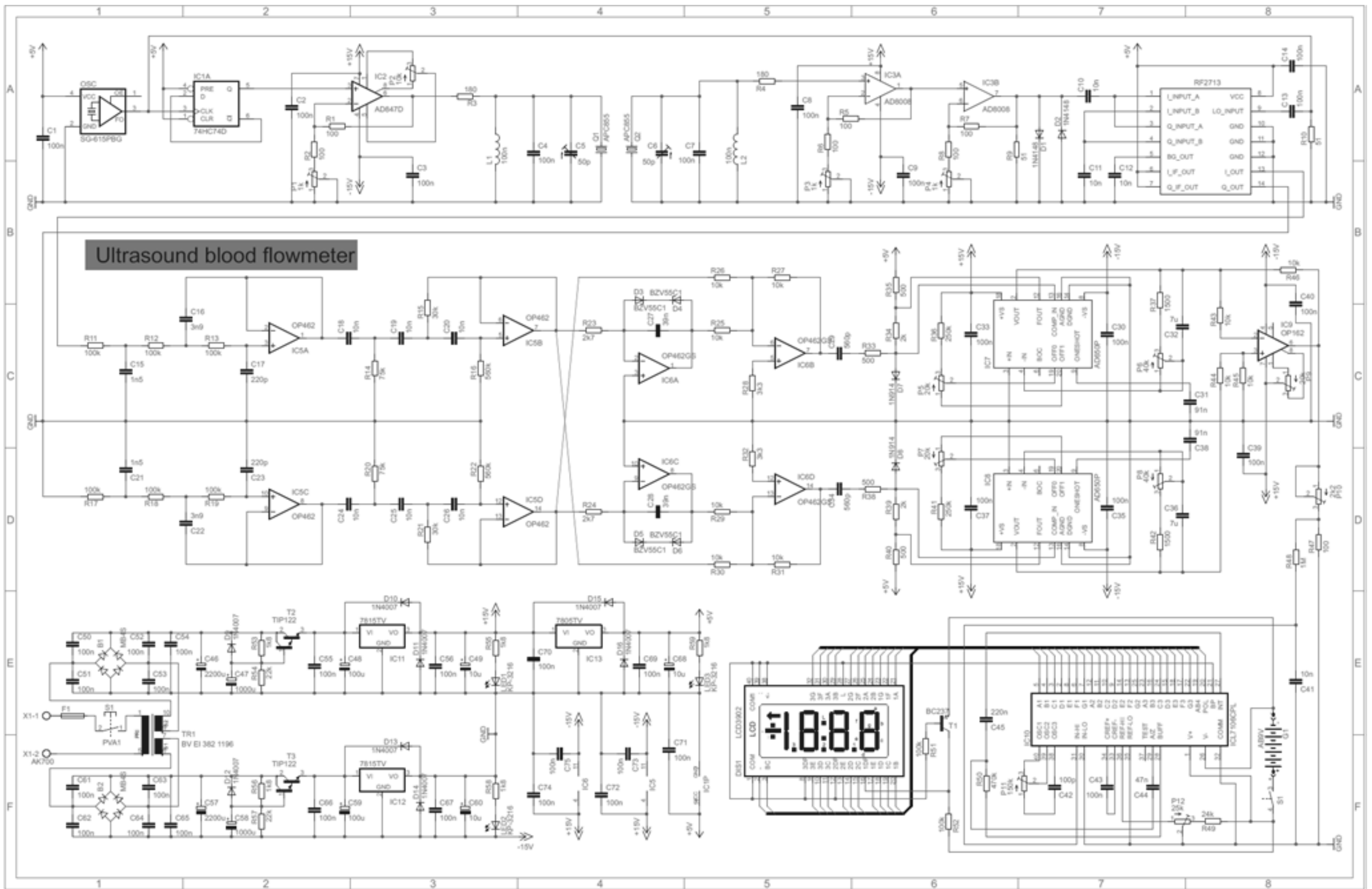
Obr. 39: Schéma zapojení zdroje +5 V.....	47
Obr. 40: Dolní vrstva DPS	47
Obr. 41: Horní vrstva DPS	50
Obr. 42: Osazení součástek na DPS	51

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Vlastnosti materiálu APC855 (*uvažovaná impedance měniče při rezonanci)...	10
Tab. 2: Parametry koaxiálního kabelu 1.13/4.8 F PVC [7]	12
Tab. 3: Napájecí a proudové požadavky jednotlivých částí.....	44

SEZNAM PŘÍLOH

Příloha 1: Celkové schéma zapojení ultrazvukového měřiče rychlosti toku krve
--



Příloha 1: Celkové schéma zapojení ultrazvukového měřiče rychlosti toku krve