



**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ
ČVUT V PRAZE**

Bakalářská práce

Analogový přeladitelný filtr se zesilovači OTA

Klára Pacalová

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka
Katedra teorie obvodů

Praha, Únor 2020

Prohlašuji, že jsem bakalářskou práci na téma „Analogový přeladitelný filtr se zesilovači OTA“ vypracovala pod vedením vedoucího bakalářské práce samostatně za použití v práci uvedených pramenů a literatury. Dále prohlašuji, že tato bakalářská práce nebyla využita k získání jiného nebo stejného titulu.

V Praze dne 7. února 2020

.....

Vysokoškolská závěrečná práce je dílo chráněné autorským zákonem. Je možné pořizovat z něj na své náklady a pro svoji osobní potřebu výpisy, opisy a rozmnoženiny. Jeho využití musí být v souladu s autorským zákonem a citační etikou.

A university thesis is a work protected by the Copyright Act. Extracts, copies and transcripts of the thesis are allowed for personal use only and at one's own expense. The use of thesis should be in compliance with the Copyright Act and the citation ethics.

© Klára Pacalová, 2020
Fakulta elektrotechnická
České vysoké učení technické v Praze
Technická 2
160 00 Praha 6
Česká republika

Abstrakt

Cílem práce je navrhnout analogový přeladitelný filtru se zesilovači OTA. Filtr je zvolen typu pásmová propust 4. řádu s Caurovou aproximací typu C. K realizaci je použit LM13700M kvůli relativně nízkému provoznímu napájecímu proudu (1.3 mA), rozpětí napájecího napětí (10–36 V) a cenové dostupnosti (32.50 Kč) v porovnání s jinými typy zesilovačů. Mezní kmitočet byl zvolen v řádu stovek kHz, což umožňuje využití např. pro přenos rozhlasového vysílání v atmosféře. Mezní kmitočet lze měnit klidovým stejnosměrným pracovním proudem tekoucím do vstupního diferenčního stupně zesilovače a změnou transkonduktance g_m až v rozsahu 6 dekad. Simulace je realizována v MultiSimu, výhodou tohoto prostředí je možnost využití bloku LM13700M bez nutnosti modelovat obvod vstupním diferenčním stupněm a proudovými zrcadly. Syntéza filtru z matematického hlediska byla provedena v Maplu s použitím knihovny Syntfil vyvinutou katedrou teorie obvodů, FEL ČVUT. K praktické realizaci DPS byl použit program Altium z důvodu přívětivého uživatelského prostředí a množství nabízených možností.

Klíčová slova: *OTA, OTA-C, transkonduktanční zesilovač, transkonduktance, analogový filtr, pásmová propust, dolní propust, Caurova aproximace*

The purpose of this thesis is to design an analog filter with a variable cut-off frequency using OTA. Designed filter will be a band-pass of fourth-order with Cauer C approximation. For the realization was used LM13700M due to its relatively low operating supply current (1.3 mA), supply voltage range (10–36 V) and affordability (1.25 € and 1.39 \$) in comparison with other types of OTA. The cut-off frequency was chosen in the range of hundreds of kHz, which can be used e.g. for transmission of radio broadcasting in the atmosphere. The cut-off frequency can be changed by a DC operating current flowing to the input differential stage of the amplifier and by changing the transconductance value g_m for up to 6 decades. Simulation of a bandpass filter with OTA was realized in MultiSim, the advantage was the possibility to use the LM13700M block without the need to model the circuit with a differential input stage and current mirrors. Mathematically, filter synthesis was performed in Maple with Syntfil library developed by the Department of Circuit Theory, FEL CTU. For the practical realization of PCB was used Altium due to its user-friendly interface and the variety of options available.

Key words: *OTA, OTA-C, operational transconductance amplifier, transconductance, analog filter, band-pass, low-pass, Cauer approximation*

Zkratky

ARC	active RC
BP	band-pass
BS	band-stop
BW	band-width
CC	current conveyor
CCI	current conveyor (first generation)
CCH	current conveyor (second generation)
CMMR	common mode rejection ratio
CMOS	complementary metal-oxide-semiconductor
DIDO	differential-input, differential-output
DP	dolní propust
DPS	deska plošných spojů
EKG	elektrokardiogram
ESD	elektrostatický výboj
GBP	gain bandwidth product
GIC	general impedance converter
HD	harmonic distortion
HP	horní propust
HP	high-pass
IC	integrated circuit
LP	low-pass
PAN	personal area network
PDIP	plastic dual-in-line
OTA	operational transconductance amplifier

OZ	operační zesilovač
PCB	printed circuit board
PP	pásmová propust
PZ	pásmová zadrž
RF	radio frequency
SaH	sample and hold
SISO	single-input, single-output
SMD	surface mount device
SNR	signal-to-noise ratio
SOIC	small outline integrated circuit
SR	slew rate
THD	total harmonic distortion
UGBW	unity gain bandwidth
WSN	wireless sensor network

Obsah

1	Úvod	1
1.1	Analogové filtry	1
1.2	Základní typy filtrů	2
1.3	Aproximace	4
1.4	Butterworthova aproximace	5
1.5	Čebyševova aproximace	5
1.5.1	Typ I	5
1.5.2	Typ II	5
1.6	Besselova aproximace	6
1.7	Cauerova (eliptická) aproximace	6
1.7.1	Cauerova (eliptická) aproximace typu A	6
1.7.2	Cauerova (eliptická) aproximace typu B	6
1.7.3	Cauerova (eliptická) aproximace typu C	7
1.8	Srovnání typů aproximací	7
2	Transkonduktanční zesilovače (OTA)	8
2.1	Proudový konvektor druhé generace s OTA	9
2.2	IC s OTA	11
3	Náhrada prvků	17
3.1	Základní bloky	18
3.2	Odvození DP 2. řádu	19
4	Simulace	21
4.1	Dolní a pásmová propust 2. řádu, 4. řádu	21
5	Návrh v Maple	25
5.1	Příčkové LC filtry	26
5.2	Gyrátory	27
5.3	Výpočet prvků LC filtru a přenosových funkcí	29
5.4	Simulace prvků LC prototypu	31
5.5	Funkční simulace LC prototypu	32
5.6	Simulace obvodu	33
5.7	Vliv zátěže na funkci obvodu	34
5.8	Ladění filtru	35
5.9	Zhodnocení funkčnosti	35
6	Praktická část	38
6.1	Návrhy bikvadů	38
7	Závěr	39

Seznam obrázků

1	Toleranční schéma dolní propusti (DP), horní propusti (HP), pásmové propusti (PP) a pásmové zádrže (PZ)	2
2	A) Násobení přenosů — pásmová propust, B) Sčítání přenosů — pásmová zádrž	3
3	Typy aproximací (DP)	4
4	OTA — schematické značky	9
5	Linearizovaný model reálného OTA	9
6	OTA-C	10
7	Ztrátový OTA-C	10
8	CCII symbol	11
9	Integrátor s CCII a OTA	11
10	CCII s \pm výstupem založený na OTA	12
11	Základní CMOS transkonduktance a) jeden výstup b) diferenční výstup	12
12	Single input single output OTA (SISO) založený na CCII	13
13	<i>Fully differential</i> OTA (DIDO) založený na CCII a napěťovém bufferu	14
14	Pinout LM13700M	15
15	Vnitřní schéma OTA	16
16	Náhradní obvod pro uzemněný rezistor	17
17	Náhradní obvod pro neuzemněnou indukčnost	18
18	Náhradní obvod pro indukčnost	18
19	Základní bloky s OTA	19
20	Dolní propust 2. řádu	19
21	Obecná OTA struktura pro bikvad	22
22	Zjednodušená verze bikvadu OTA-C	23
23	Kaskádní zapojení	24
24	Toleranční schéma navrhované pásmové propusti	26
25	Modulová frekvenční charakteristika NDP	27
26	Pasivní dolní propust n-tého řádu s π články	27
27	Pasivní dolní propust n-tého řádu s T články	27
28	Definice gyrátoru	28
29	Neuzemněný induktor realizovaný kapacitorem a dvěma gyrátory . . .	28
30	Modulová frekvenční charakteristika NDP - LC příčkový filtr	30
31	Schéma LC příčkové struktury	30
32	Modulová frekvenční charakteristika LC struktury a LC struktury s konečnou hodnotou jakostí cívek	31
33	Přiblížená modulová frekvenční charakteristika LC struktury a LC struktury s konečnou hodnotou jakostí cívek	32
34	Schéma zapojení napěťového zdroje pro klidový stejnosměrný pracovní proud	38
35	Amplitudová charakteristika DP 2. řádu	43
36	Fázová charakteristika DP 2. řádu	43
37	Amplitudová charakteristika PP 1. řádu	44
38	Fázová charakteristika PP 1. řádu	44
39	Amplitudová charakteristika DP 2. řádu s $I_{ABC} = 0.05 \mu\text{A}$	44
40	Fázová charakteristika DP 2. řádu s $I_{ABC} = 0.05 \mu\text{A}$	45
41	Amplitudová charakteristika PP 1. řádu s $I_{ABC} = 0.05 \mu\text{A}$	45
42	Fázová charakteristika PP 1. řádu s $I_{ABC} = 0.05 \mu\text{A}$	45
43	Amplitudová charakteristika DP 4. řádu	46

SEZNAM OBRÁZKŮ

44	Fázová charakteristika DP 4. řádu	46
45	Amplitudová charakteristika PP 2. řádu	46
46	Fázová charakteristika PP 2. řádu	47
47	Amplitudová charakteristika PP 4. řádu	47
48	Fázová charakteristika PP 4. řádu	47
49	Amplitudová charakteristika DP 2. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	48
50	Fázová charakteristika DP 2. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	48
51	Amplitudová charakteristika PP 1. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	48
52	Fázová charakteristika PP 1. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	49
53	Amplitudová charakteristika DP 4. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	49
54	Fázová charakteristika DP 4. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	49
55	Amplitudová charakteristika PP 2. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	50
56	Fázová charakteristika PP 2. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	50
57	Amplitudová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	50
58	Fázová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu A$	51
59	Amplitudová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 50 \mu A$	51
60	Fázová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 50 \mu A$	51
61	Amplitudová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 84.4 \mu A$	52
62	Fázová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 84.4 \mu A$	52
63	Amplitudová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 100 \mu A$	52
64	Fázová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 100 \mu A$	53
65	Schéma zapojení OTA	54
66	Schéma s obvodovými prvky s řízeným napájením	54
67	Schéma se zapojením IO s řízeným napájením	55
68	Horní strana DPS	55
69	Spodní strana DPS	56
70	Rozmístění součástek	56
71	Schéma zapojení OTA	56
72	Schéma s obvodovými prvky s řízeným napájením	57
73	Schéma se zapojením IO s řízeným napájením	57
74	Horní strana DPS	58
75	Spodní strana DPS	58
76	Rozmístění součástek	59
77	Schéma zapojení OTA	59
78	Schéma s obvodovými prvky s řízeným napájením	60
79	Schéma se zapojením IO s řízeným napájením	60
80	Horní strana DPS	61
81	Spodní strana DPS	61
82	Rozmístění součástek	61
83	Schéma zapojení OTA	62
84	Schéma s obvodovými prvky s řízeným napájením	62
85	Schéma se zapojením IO s řízeným napájením	63
86	Horní strana DPS	63
87	Spodní strana DPS	64
88	Rozmístění součástek	64
89	Schéma obvodu	65
90	Horní strana DPS	66
91	Spodní strana DPS	66
92	Rozmístění součástek	66

Seznam tabulek

1	Přehled aproximací podle tvaru aproximační funkce v propustném i nepropustném pásmu	7
2	Porovnání integrovaných obvodů s jedním OTA	13
3	Porovnání integrovaných obvodů se dvěma OTA	15
4	Porovnání typů LM13700	15
5	Šum pro PP 4. řádu (Maple)	36
6	Šum pro PP 4. řádu	36
7	THD pro PP 4. řádu (Maple)	36
8	THD pro PP 4. řádu	37

1 Úvod

Mezní kmitočet navrhovaného filtru byl zvolen v řádu stovek kHz, což umožňuje využití např. pro přenos rozhlasového vysílání v atmosféře, nebo monitorování EKG přenosným zařízením (Shueen-Yuh, Chih-Jen [1]).

Kmitočet v řádu stovek kHz odpovídá dlouhým a středním vlnám. Dlouhé vlny (30–300 kHz, čemuž odpovídá délka vlny 1–10 km) obtékají nerovnosti a jdou za obzor bez nutnosti odrazu. Dnes na dlouhých vlnách vysílá jen několik národních rozhlasových vysílačů velkých států a pásmo se hlavně využívá pro takové účely, kde je na prvním místě spolehlivost a výhody pozemní vlny. To jsou například frekvenční a časové standardy (DCF77 — rádiová stanice vysílající dlouhovlnný tzv. frankfurtský časový signál), radiomajáky, případně i komunikace s ponorkami [2].

Střední vlny (525–1705 kHz, což odpovídá vlnovým délkám 186–577 m) mají menší dosah a často u nich dochází k jednomu odrazu od atmosféry. Lépe se ohýbají za přírodními překážkami a jsou vhodné pro vysílání v okruhu stovek kilometrů [3].

Po zvýšení mezního kmitočtu, aby odpovídal standardu ZigBee, je možné využití ve WSN (*Wireless Sensor Network*) pro monitorování dat z environmentálních senzorů v dané lokalitě. WSN běžně používá standard ZigBee s frekvencemi 868 MHz, 902–928 MHz a 2.4 GHz. ZigBee patří do skupiny bezdrátových sítí PAN (*Personal Area Networks*) a je určena pro spojení nízkovýkonových zařízení v těchto sítích na malé vzdálenosti (do 75 m). Umožňuje komunikaci i na větší vzdálenosti bez přímé radiové viditelnosti jednotlivých zařízení. Do této skupiny sítí patří i velmi rozšířený IEEE 802.15.1 – Bluetooth [4]. Také je možné použití pro vysokorychlostí širokopásmové RF filtry (frekvenční pásmo v řádech MHz–GHz). Toto pásmo se používá např. pro televizní a rádiové vysílání a bezdrátovou komunikaci (mobilní telefony, Wi-Fi).

Další možnost použití je pro zesilovače řízené proudem, audio zesilovače (stereo), proudem řízené filtry a oscilátory, multiplexery, časovače a SaH obvody.

Mezní kmitočet a zesílení lze měnit pomocí klidového stejnosměrného pracovního proudu tekoucího do vstupního diferenčního stupně zesilovače a následně změně transkonduktance g_m až v rozsahu 6 dekad. Při návrhu filtru s OTA není použita zpětná vazba — její absence je výhodná z hlediska stability a kmitočtového rozsahu. Nevýhodou je nízké stejnosměrné zesílení, vysoký šum a také nelinearity, které závisí na klidovém stejnosměrném pracovním proudu. Vstupní a výstupní impedance, SR (*Slew Rate* — rychlost přeběhu OZ) a maximální proud na výstupu jsou také závislé na klidovém stejnosměrném pracovním proudu. Transkonduktanční zesilovač LM13700M použitý v této práci má podle dokumentace výbornou linearitu.

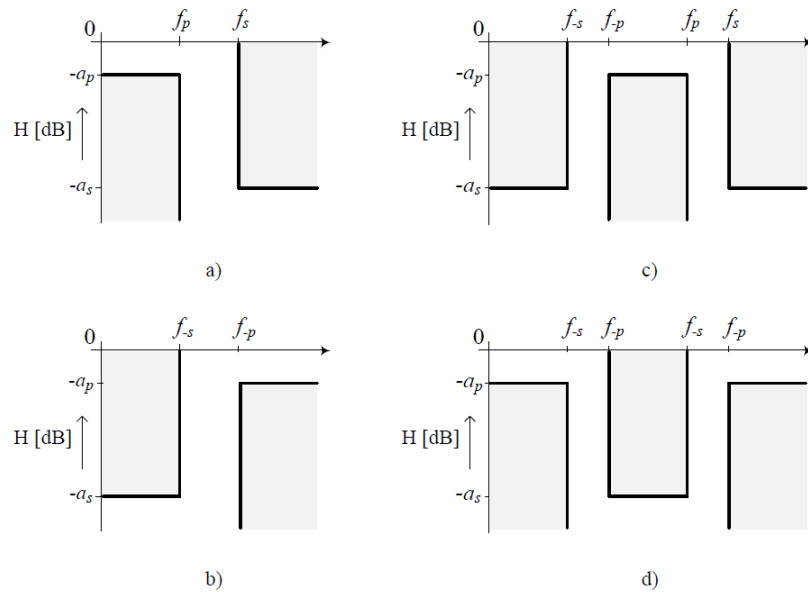
1.1 Analogové filtry

Filtry jsou určeny k potlačení nebo zvýraznění určité části kmitočtového spektra signálu. Jsou to obvody s kmitočtově závislou přenosovou funkcí (pro napěťový přenos $H_s(p) = U_{out}(p)/U_{in}(p)$). Základní rozdělení je na dolní propust (DP, anglicky *Low-Pass* — LP), horní propust (HP, *High-Pass* — HP), pásmovou propust (PP, *Band-Pass* — BP) a pásmovou zádrž (PZ, *Band-Stop* — BS).

Filtry patří mezi základní stavební bloky pro zpracování přijímaných signálů. V radio-technice je časté použití pásmových propustí pro výběr přijímaných signálů a redukci nežádoucích frekvencí (vstupní obvody přijímačů, mezifrekvenční filtry), dolních propustí a horních propustí jako výhybek pro rozdělení kmitočtových pásem v anténních obvodech a předzesilovačích, pásmových zádrží pro potlačení rušících signálů — vysílače blokují harmonické frekvence, které interferují, dolní propustí pro různé typy demodulátorů apod. Podobné použití filtrů můžeme hledat i v oblasti telekomunikace (Hájek, Sedláček [5]). V elektroakustice se používají hojně korekční filtry pro efektivní reprodukci zvuku reproduktory (korektory hloubek, výšek, pásmové korektory apod.), filtry se systémem omezení šumu (Dolby).

Zvláštní skupinu aplikací tvoří filtry dolní propust v systémech pro převod analogového signálu na číslicový. Aby byl splněn vzorkovací teorém, je nutné požit antialiasingový filtr, který omezí vniknutí rušivého spektra do užitečného signálu a na výstupu se používá rekonstrukční filtr (Suchánek [6]). Také je možné použití pro předvzorkování u A/D převodníku.

1.2 Základní typy filtrů



Obrázek 1: Toleranční schéma pro a) dolní propust (DP), b) horní propust (HP), c) pásmovou propust (PP) a d) pásmovou zádrž (PZ)[7]

Dolní propust nepropouští na výstup vstupní signál nad frekvencí f_s , signál v propustném pásmu zůstává beze změny nebo zesílený. Základní pasivní dvojbranné zapojení je ke vstupu sériově zapojený rezistor a k této větvi paralelně kapacitor. Tento RC člen — integrační článek se zvyšující se frekvencí snižuje svou vstupní impedanci. Přenosová funkce v nekonečnu je nulová.

1 ÚVOD

Obecná přenosová funkce filtru typu dolní propust n -tého řádu je podle Vedrala a Svatoše [8]

$$H(p) = \frac{H_0}{\prod_{i=1}^{\frac{n}{2}} (1 + a_i p + b_i p^2)}, \quad (1)$$

kde n je řád filtru a $p = j\omega/\omega_0$, ω_0 je mezní kruhový kmitočet filtru, při kterém klesne jeho přenos o 3 dB vzhledem ke stejnosměrnému přenosu. Dolní propust druhého řádu má přenos v nekonečnu nulový $H_\infty = 0$.

Horní propust nepropouští signály o nízkých frekvencích. Nejjednodušší zapojení je CR člen — derivační článek, kde kapacitor je zapojen sériově se zdrojem a k této větvi paralelně rezistor. Pro toto zapojení reaktance kapacitoru se zvyšující se frekvencí klesá. Přenosová funkce ideálního derivačního článku je v nule nulová.

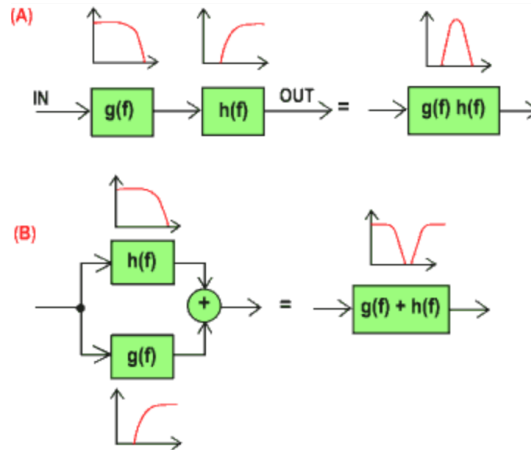
Obecná přenosová funkce filtru typu horní propust n -tého řádu je podle Vedrala a Svatoše [8]

$$H(p) = \frac{H_\infty}{\prod_{i=1}^{\frac{n}{2}} (1 + \frac{a_i}{p} + \frac{b_i}{p^2})}, \quad (2)$$

kde n je řád filtru a H_∞ přenos filtru pro $\omega \gg \omega_0$.

Pásmová propust propouští pásmo určené dvěma kmitočty. Pasivní pásmové propusti nedosahují účinnosti větší než 1. Jsou složeny z integračního článku (RC — dolní propust) a derivačního článku (CR — horní propust) zapojených v sérii, viz obrázek 2. Ideální pásmová propust má přenos v nule i nekonečnu nulový.

Pásmová propust má přenos v nule i nekonečnu nulový $H_0 = H_\infty = 0$. Její přenosová



Obrázek 2: A) Násobení přenosů — pásmová propust, B) Sčítání přenosů — pásmová zadrž [10]

funkce je [9]

$$H(p) = \frac{H_B \frac{\omega_0}{Q}(p)}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}(p) + \omega_0^2}. \quad (3)$$

Pásmová zadrž nepropouští kmitočty pásma definovaného dvěma kmitočty. Pasivní zapojení je složeno ze dvou rezistorů a kapacitorů. Má vždy ztrátový přenos. Ideální

pásmová zadrž má přenosovou funkci v nule stejnou jako v nekonečnu. Lze ji složit sečtením přenosů horní a dolní propusti, viz obrázek 2. Její přenosová funkce je [9]

$$H(p) = \frac{H_0(p^2 + \omega_0^2)}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}(p) + \omega_0^2}. \quad (4)$$

1.3 Aproximace

Podle rozložení nul a pólů jmenovatele rozlišujeme různé aproximace. Úlohou aproximace je nalézt k zadanému tolerančnímu schématu přenosovou funkci. Koeficienty filtru a_i, b_i (viz rovnice 1, 2) určují zesílení v propustném pásmu. Činitel jakosti udává míru ztrát v rezonančním obvodu a je definován jako $Q = \sqrt{b_i/a_i}$. Čím větší Q je obdrženo, tím spíš bude filtr nestabilní. U cívek je nositelem ztrát zejména odpor vodiče, kterým jsou navinuty. U kondenzátorů určují Q hlavně dielektrické ztráty použitého dielektrika (Suchánek [6]).

Pro následující charakteristiky také zadefinujeme fázový posuv a skupinové zpoždění. Fázový posuv je podle Vedřala a Svatoše [8] výstupního napětí filtru vzhledem k jeho vstupnímu napětí je úměrný řádu filtru a kmitočtu.

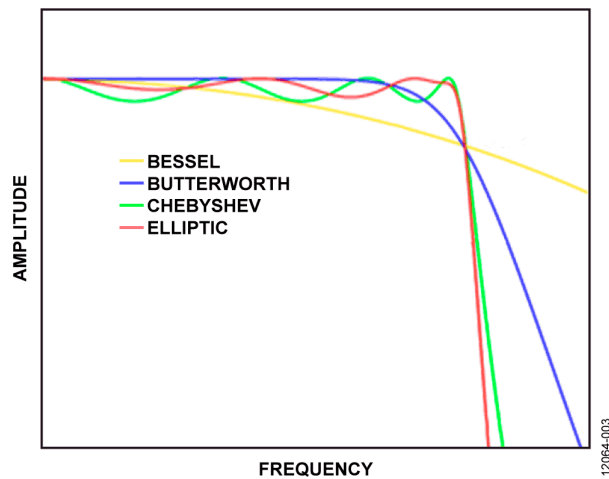
$$\phi_n(\omega) \approx \arctg(n \frac{\omega}{\omega_0}) \quad (5)$$

V rovnici 5 je n řád filtru a ω_0 mezní kruhový kmitočet.

Skupinové zpoždění filtru je definované poměrem změny fáze ke změně úhlového kmitočtu a je přímo úměrné řádu filtru a kmitočtu.

$$T_{DPn}(\omega) = \frac{d\phi}{d\omega} = -\frac{n}{\omega_0}, \quad (6)$$

kde n je řád filtru.



Obrázek 3: Typy aproximací (DP)[11]

1.4 Butterworthova aproximace

Podle Kašpera [7] má Butterworthova aproximace maximálně plochou amplitudovou charakteristiku v propustném pásmu. Má monotónní průběh v propustném i nepropustném pásmu. Frekvenční charakteristika má sklon daný počtem pólů a pro její posouzení je užíváno skupinové zpoždění (derivace fáze podle frekvence). Pro Butterworthovu aproximaci je skupinové zpoždění nezvlněné v propustném pásmu. Přechodová charakteristika má mírný překmit, zvyšující se s řádem filtru. Zesílení $G(\omega)$ je kmitočtově závislé a odpovídá absolutní hodnotě přenosové funkce $H(p)$. Platí

$$|H(p)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \frac{\omega}{\omega_0}^{2n}}}, \quad (7)$$

kde ϵ je poměrné zvlnění kmitočtové charakteristiky v propustném pásmu (faktor zvlnění), n je řád filtru a ω_0 mezní kruhový kmitočet (nastává při útlumu 3 dB). Pro $\omega_0 = 1$ je faktor zvlnění $\epsilon = 1$.

1.5 Čebyševova aproximace

Podle Kašpera [7] má Čebyševova aproximace strmější pokles útlumové charakteristiky v přechodovém pásmu, což vede na nižší stupeň přenosové funkce a užití nižšího řádu filtru než u Butterworthovy aproximace. Zato má ale zvlněnou frekvenční charakteristiku v propustném pásmu. Oproti Butterworthově aproximaci má tedy vlastnosti z hlediska průběhu fázové charakteristiky a skupinového zpoždění horší (Martinek, Boreš, Hospodka [12]).

1.5.1 Typ I

Vyjádření modulové charakteristiky pro tuto aproximaci je dáno jako

$$G(\omega) = |H(p)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 T_n^2 \frac{\omega}{\omega_0}^{2n}}}, \quad (8)$$

kde T_n je Čebyševův polynom, ϵ je poměrné zvlnění, n je řád filtru a ω_0 mezní kruhový kmitočet. Čebyševův polynom je definován vztahem $2\omega^2 - 1$ pro $n = 2$. Obecně jsou to kořeny Čebyševových diferenciálních rovnic

$$(1 - x^2)y'' - xy' + n^2y = 0, \quad (9)$$

$$(1 - x^2)y'' - 3xy' + n(n + 2)y = 0. \quad (10)$$

1.5.2 Typ II

Typ II je nazýván také jako inverzní Čebyševova aproximace. V praxi není příliš používaný, jelikož nemá tak rychlý pokles jako typ I a k jeho realizaci je třeba více prvků. Nemá zvlnění v propustném pásmu (monotónní průběh), zato v zádržném ano. Podle Kašpera [7] je zesílení definováno jako

$$G(\omega, \omega_0) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2 T_n^2 \frac{\omega_0}{\omega}^{2n}}}}, \quad (11)$$

kde T_n je Čebyševův polynom, ϵ je poměrné zvlnění, n je řád filtru a ω_0 mezní kruhový kmitočet.

1.6 Besselova aproximace

Besselova aproximace se podle Kašpera [7] používá v telekomunikační technice v případech, kdy je požadováno zachování tvaru signálu. Amplitudová charakteristika v nepropustném pásmu je velmi plochá. Koeficienty polynomu jsou zvoleny tak, aby fázová charakteristika v pásmu okolo kritické frekvence byla maximálně lineární. Nevýhodou je poměrně malá strmost modulové charakteristiky. Ta je pro Besselovu aproximaci dána vztahem

$$|H(p)| = \frac{\Theta_n(0)}{\Theta_n(\frac{p}{\omega_0})}, \quad (12)$$

kde Φ_n je Besselův polynom a ω_0 mezní kruhový kmitočet. Besselův polynom je definován součtem řady

$$\Theta_n(x) = x^n y_n\left(\frac{1}{x}\right) = \sum_{k=0}^n \frac{(n+k)!}{(n-k)!k!} \frac{x^{n-k}}{2^k}. \quad (13)$$

Pro filtr druhého řádu platí

$$G(\omega) = |H(p)| = \frac{3}{\sqrt{\omega^4 + 3\omega^2 + 9}}. \quad (14)$$

1.7 Cauerova (eliptická) aproximace

Cauerova aproximace (eliptická) má podle Kašpera [7] nejstrmější pokles, při jejím užití jsou voleny nižší řády filtru. Pokud se zvlnění v zádržném pásmu blíží nule, filtr se stává Čebyševovým (výše zmíněný typ I). Opačně je tomu v propustném pásmu - přiblížením k nule se filtr stává inverzním Čebyševovým (typ II). Pokud se obě hodnoty zvlnění blíží k nule, filtr se stává Butterworthovým. Kmitočtová charakteristika je dána vztahem

$$G(\omega) = |H(p)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 R_n^2(\zeta, \frac{\omega}{\omega_0})}}, \quad (15)$$

kde ϵ je faktor zvlnění, R_n eliptická racionální funkce n -tého řádu, ζ selektivní faktor a ω_0 mezní kruhový kmitočet. Pokud pro selektivní faktor platí $\zeta \rightarrow \infty$, filtr se stává Čebyševovým (typ I).

Protože se, podobně jako u Čebyševovy aproximace, liší odvození pro liché a sudé stupně, jsou pro ně různé postupy. Existují tři varianty (A, B, C), které se liší průběhem aproximační funkce, viz Martinek, Boreš, Hospodka [12].

1.7.1 Cauerova (eliptická) aproximace typu A

Má stejný počet pólů a nul aproximující funkce. Je realizována jako LC filtr (sekce 5.1) pouze s vázanými induktory. Používá se pro liché řády.

1.7.2 Cauerova (eliptická) aproximace typu B

Jedná se o posun útlumového pólu z konečného kmitočtu k nekonečnu, tedy dále od propustného pásma. Tato úprava vede ke snížení strmosti přechodu od propustného k nepropustnému pásmu. Je to obdoba postupu u inverzní Čebyševovy aproximace. Tento typ je nejčastěji používán.

1.7.3 Cauerova (eliptická) aproximace typu C

Vhodnou transformací, která vede na nulovou hodnotu přenosu v nulovém kmitočtu, získáme navíc proti variantám A, B i shodné zakončovací odpory v případě LC realizace (sekce 5.1). Je to obdoba postupu u Čebyševovy aproximace.

1.8 Srovnání typů aproximací

Podle Martinka, Boreše a Hospodky [12] není z hlediska zápisu přenosové funkce rozdíl mezi Butterworthovou a Čebyševovou aproximací, přestože jedna má v propustném pásmu hladký a druhá zvlněný průběh. Přenosová funkce má v čitateli konstantu a ve jmenovateli polynom (odtud společné označení polynomiální aproximace).

Oproti tomu volba průběhu v nepropustném pásmu tvar přenosové funkce mění. Pokud je průběh monotónní (Butterworthova, Čebyševova aproximace), jedná se o podíl konstanty a polynomu. Je-li průběh v nepropustném pásmu zvlněný, tvoří přenosovou funkci podíl dvou polynomů. Pro běžné aproximace (Cauerova, inverzní Čebyševova) je v čitateli sudý polynom ve tvaru $\prod_i (p^2 + \omega_i^2)$.

Volbou kombinace hladkého a zvlněného průběhu v propustném a nepropustném pásmu získáme různé vlastnosti.

Tabulka 1: Přehled aproximací podle tvaru aproximační funkce v propustném i nepropustném pásmu [12]

Propustné pásmo	Nepropustné pásmo	Příklad aproximace
hladká	hladká	Butterworthova
zvlněná	hladká	Čebyševova
hladká	zvlněná	inverzní Čebyševova
zvlněná	zvlněná	Cauerova

2 Transkonduktanční zesilovače (OTA)

Podle Schaumanna a Valkenburga [13] se v telekomunikacích používají filtry v rozsahu kmitočtů desítek až stovek MHz, v bezdrátové komunikaci až v řádu GHz. Běžné RC filtry by neměly být užívány ve frekvenčním rozsahu nad 5–10 % ω_0 ($\omega_0 = f_m \cdot 2\pi$, kde f_m je mezní kmitočet) — tedy v tomto rozsahu používaném v telekomunikačních technologiích nemají předvídatelné průběhy. Krom toho ve spínačích CMOS, kde rezistory běžně nejsou dostupné, jsou potřeba zesilovače s velkou šířkou pásma a zároveň vysokým zesílením. Dodržení těchto požadavků je náročné a drahé. Dalším extrémem pro analogové integrované filtry jsou telefonní linky, kde jsou kmitočtové rozsahy sice nízké, ale je požadována nízká cena a vysoká přesnost.

Pro nízké frekvence se ke splnění těchto požadavků používají obvody se spínanými kapacitami (SC). Přepínaný kapacitor se chová jako rezistor, tudíž časová konstanta RC je definována poměrem kapacitorů a hodinovou (CLK) frekvencí, se kterou jsou přepínány. Pro vysokofrekvenční aplikace (v řádu GHz) se používají MOSFET-C filtry.

Další z možných prvků, které jsou dostupné jak pro nízkofrekvenční aplikace, tak pro kmitočtový rozsah stovek megahertz, jsou transkonduktanční zesilovače. Jejich kmitočtové vlastnosti umožňují využití při konstrukci ARC (*Active RC*) filtrů v pracovním kmitočtovém pásmu do cca 10 MHz a se speciálně konstruovanými OTA až do 100 MHz. Kmitočet dominantního pólu je běžně v oblasti stovek kHz až jednotek MHz (Martinek, Boreš, Hospodka [12]).

Transkonduktanční zesilovače (označují se též jako OTA (*Operational Transconductance Amplifiers*)) jsou napětím řízené zesilovače s proudovým výstupem — zdroje proudu

$$i_{out} = g_m(u_+ - u_-), \quad (16)$$

kde u_+ a u_- jsou napětí invertujícího a neinvertujícího vstupu. Transkonduktance je řízena klidovým stejnosměrným pracovním proudem I_{ABC} . Ideální OTA má kmitočtově nezávislou transkonduktanci g_m (na rozdíl od reálného, který je kmitočtově závislý). Ideální OTA má také nekonečnou vstupní a výstupní impedanci. S ohledem na proudový (t.j. vysokoimpedanční) výstup OTA je výraznější vliv výstupní impedance. Ta má jak odporovou, tak kapacitní složku a musí být při návrhu ARC obvodů (sekce 5.4) respektována. Vstupní impedance, s ohledem na to, že OTA bývá implementován v CMOS technologii, má převážně kapacitní charakter (Martinek, Boreš, Hospodka [12]). Připojením zátěže R_z na výstup bylo získáno napětí naprázdno

$$u_{out} = R_z g_m(u_+ - u_-) = G_0(u_+ - u_-), \quad (17)$$

kde G_0 je zesílení. Ze vztahu 17 plyne, že zesílení je konečné a mezi vstupy je nenulové napětí.

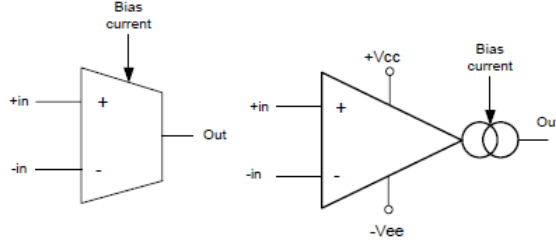
Po připojení kondenzátoru jako zátěže byl získán bezetrátový integrátor s přenosem

$$H(p) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{g_m}{pC} \quad (18)$$

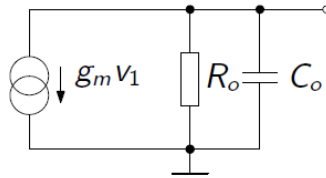
a napětím na výstupu

$$v_0(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt = \frac{1}{C} \int g_m v_1(t) dt. \quad (19)$$

2 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČE (OTA)



Obrázek 4: OTA — schematické značky [14]



Obrázek 5: Linearizovaný model reálného OTA [9]

Toto zapojení integrátoru s uzemněným kondenzátorem se označuje jako OTA-C.

Ztrátový integrátor lze vytvořit sériovým zapojením dalšího OTA jako odporu se zápornou zpětnou vazbou. Rozdíl mezi ideálním a ztrátovým integrátorem lze pozorovat v modulové charakteristice — pro ztrátový je konstantní a pak teprve lineárně klesá se sklonem 20 dB/dek.

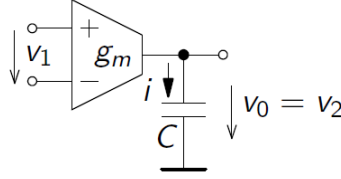
Po doplnění ztrátové vodivosti, kterou zde simuluje druhý zesilovač, paralelně k integrační kapacitě, byl obdržén vztah pro výstupní napětí

$$v_0(t) = \frac{g_{m1}}{pC + g_{m2}}(v_1^+ - v_1^-). \quad (20)$$

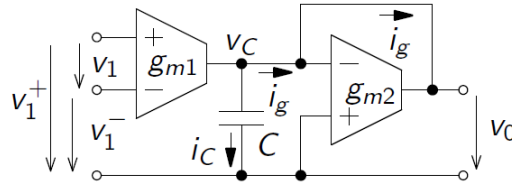
2.1 Proudový konvektor druhé generace s OTA

Podle Shaktoura [15] je jeden z nejzákladnějších bloků v oblasti analogových obvodů v proudovém módu proudový konvektor CC (*Current Conveyor*). Princip CC první generace byl popsán v roce 1968 (K. C. Smith, A. S. Sedra [16]). CCI byl následně nahrazen univerzálnější druhou generací v roce 1970 (CCII)[17]. Obvody s CC se používaly především v zapojeních s bipolárními tranzistory kvůli jejich vysoké transkonduktanci (v porovnání s CMOS). Jsou to operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (např. MAX477, MAX4112). Proudové konvejory (*Current Conveyors*) jsou používány ve vysokofrekvenčních obvodech, kde je problematické použití běžných operačních zesilovačů, protože jsou limitovány násobkem šířky pásma a zesílení GBP (*Gain-Bandwidth Product*). Je to struktura s třemi vstupy. Proudovým konvejorem lze také jednoduše realizovat integrátor. Pro výstupní napětí u_0 obvodu a z něj odvo-

2 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČE (OTA)



Obrázek 6: OTA-C [9]



Obrázek 7: Ztrátový OTA-C [9]

zenou přenosovou funkcí platí

$$u_0(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = \frac{1}{RC} \int u_{in}(t) dt, \quad (21)$$

$$H(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{pCR}. \quad (22)$$

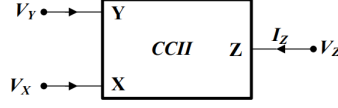
Konvektorový integrátor pracuje jako invertující nebo neinvertující. Vstupní impedance na vstupu Y je nekonečná (tedy proud tekoucí skrz Y je nulový) a impedance na vstupu X je nulová ($R_Y = \infty, I_Y = 0, R_X = 0$). Napětí na vstupu X je ekvivalentní k napětí na vstupu Y ($V_X = V_Y$). Proud procházející vstupem X je ekvivalentní k proudu vstupem Z ($I_Z = I_X$). Výstupní impedance vstupu Z je nekonečná ($R_Z = \infty$). Charakteristika ideálního CC je reprezentována maticí

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix}. \quad (23)$$

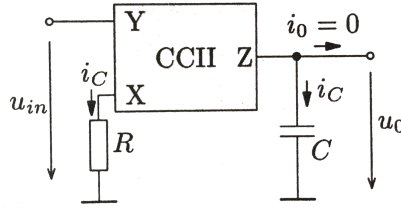
V analogových IC je preferováno diferenční zpracování signálů, protože redukuje zkreslení a šum (diferenční stupeň vyruší kladné a záporné výchylky napětí/proudu např. na zdroji a také vyruší nelinearity způsobené zesilovačem).

Využitím zapojení na obrázku 2.2 a principů CCII lze získat modifikace klasického transkonduktančního zesilovače (s rozdílovým stupněm na vstupu a jedním výstupem). Obdržené atypické struktury obsahují jeden vstup a jeden výstup a také dva rozdílové stupně (na vstupu i výstupu). Provedení diferenčního stupně na výstupu je znázorněno na obrázku 11. Takovéto zapojení funguje jako dobrý sledovač napětí, ale zato má menší šířku pásma. Také má menší transkonduktanci, protože každou polovinou diferenčního obvodu teče jen polovina klidového stejnosměrného pracovního proudu. Problémem je také relativně nízké stejnosměrné zesílení, proto se v praxi se zapojením s OTA nepoužívá.

2 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČE (OTA)



Obrázek 8: CCII symbol [15]



Obrázek 9: Integrátor s CCII a OTA [12]

2.2 IC s OTA

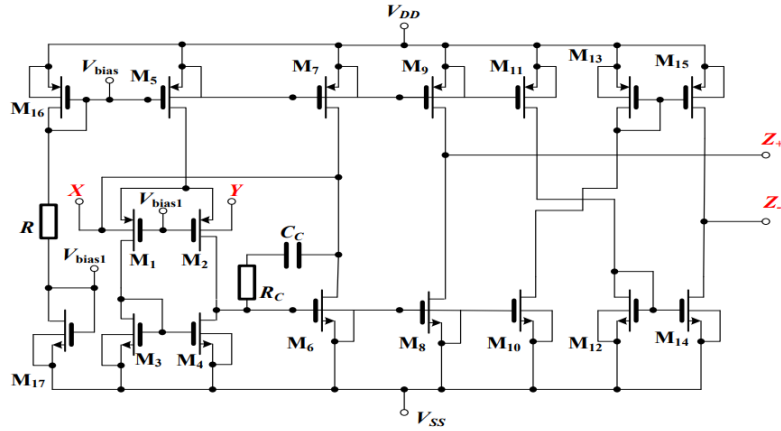
OTA bývá nejčastěji implementován v unipolární monolitické technologii (CMOS) a v případě, že se jedná o reálný prvek, má převážně kapacitní charakter (vstupní impedance se stává kapacitou). Integrované obvody se vyrábí buď s jedním nebo dvěma zesilovači v pouzdře. Varianty s jedním operačním zesilovačem jsou např. OPA615, OPA860 a novější OPA861. Všechny součástky s jedním OTA mají velkou šířku pásma (v řádech stovek MHz), cenově vychází na 85–290 Kč. IC s dvěma zesilovači v pouzdře mají užší šířku pásma (2 MHz), menší rychlost přeběhu (50 V/μs), mnohem menší výstupní proud (650 μA) i offset vstupního napětí a operují při cca 4x nižších proudech. Cenové rozpětí pro pouzdro čipu s 2 OTA je 35–65 Kč. Ceny v tabulce jsou uváděny pro jednu součástku k 10. 11. 2019. Pokud se vyrábí více verzí součástky, je vždy pro přehlednost uvedena pouze jedna. GBP (*Gain-Bandwidth Product*) v tabulce je získán vynásobením hodnoty kmitočtu dominantního pólu celkovým zesílením. Například, podle Michala [14], je-li navrhován zesilovač se zesílením G , je hodnota mezního kmitočtu pro pokles 3 dB dána vztahem

$$f_m = \frac{GBP}{G}. \quad (24)$$

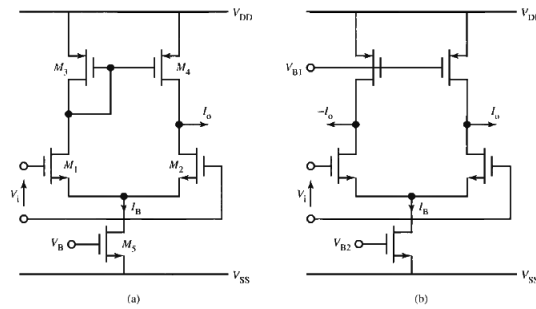
Pro jednotkové zesílení je hodnota mezního kmitočtu rovna GBP. Někdy se místo GBP udává parametr UGB (*Unity Gain Bandwidth* — šířka pásma při jednotkovém zesílení), který má shodný význam, nebo tranzitní kmitočet f_T . Tranzitní kmitočet f_T je kmitočet, na kterém klesne zesílení OZ na 0 dB, tj. na kterém přestává OZ zesilovat. Šířka pásma s útlumem 3 dB je funkcí klidového stejnosměrného pracovního proudu a pro proudy pod 100 μA je platí přibližně 3 dB BW = $3 \cdot 10^{11} I_{ABC}$.

Pro realizaci přeladitelného filtru byl zvolen LM13700M kvůli provoznímu napájecímu proudu (1.3 mA), rozpětí napájecího napětí (10–36 V) a cenové dostupnosti (32.50 Kč). Součástky NJM13700, NJM13600 a LM13600 se dají zakoupit, ale mají

2 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČE (OTA)



Obrázek 10: CCH s \pm výstupem založený na OTA [15]



Obrázek 11: Základní CMOS transkonduktance a) jeden výstup b) diferenční výstup [13]

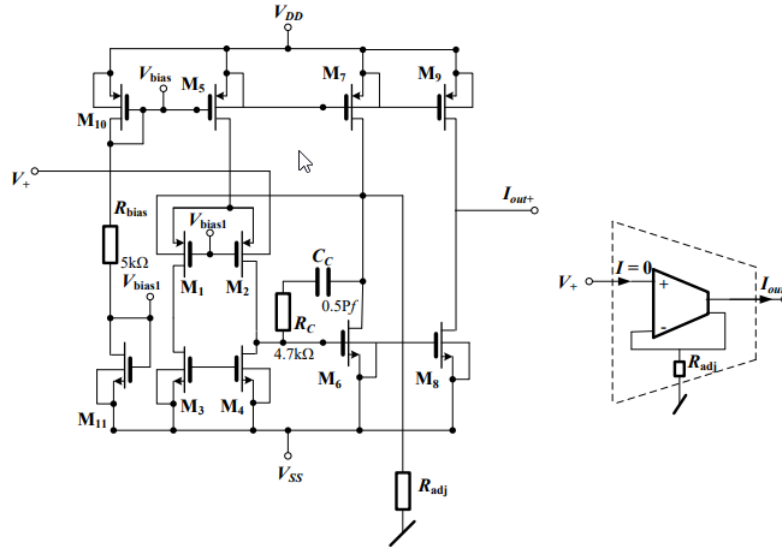
plánované vyřazení z výroby kvůli zastarání.

LM13700 má linearizující diody a buffery s diferenčním vstupem a push-pull výstupem. Dva zesilovače na čipu mají stejné napájení, ale jinak fungují nezávisle na sobě. Linearizační diody snižují zkreslení, a tak umožňují vyšší hodnoty amplitudy vstupního signálu. Výsledkem je zesílení odstupu signál-šum o 10 dB (0.5 % THD). Když analogový signál prochází nelineárním zařízením, k původnímu signálu jsou přimíchány další frekvence. THD je způsobem posouzení rozsahu zkreslení.

Výpočet THD vychází z rozkladu periodického signálu na harmonické složky pomocí Fourierovy řady v amplitudově-fázovém zápisu. Nejčastěji se definuje jako podíl součtu výkonů všech harmonických frekvencí nad základní harmonickou k základní harmonické. Čím nižší je THD, tím věrnější je signál zachycený nebo předávaný pomocí mikrofону, reproduktoru nebo zesilovače [19].

$$THD = \frac{\sum \text{výkon vyšších harmonických}}{\text{výkon základní harmonické}} = \frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1} \cdot 100\% \quad (25)$$

2 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČE (OTA)



Obrázek 12: Single input single output OTA (SISO) založený na CCII [15]

	GBP [MHz]	SR [kV/μs]	Výstupní proud na kanál [mA]	I_b — vstupní klidový proud [μA]	V_{os} — vstupní napě- tová nesym- etrie [mV]	Provozní napá- jecí proud [mA]	Minimální transkon- duktance [mA/V]	Napájecí napětí [V]	Šířka pásmo 3 dB [MHz]	Cena [Kč]
OPA615ID	710	2.5	5	3	40	13	65	8–12.4	710	285.22
OPA860ID	470	3.5	15	5	12	11.2	80	5–13	470	168.22
OPA861ID	400	0.9	15	1	12	5.4	65	4–12.6	80	82.68
LT1228CS8#PBF	100	0.5	65	0.4	3	9	0.75	4–36	80	210.34

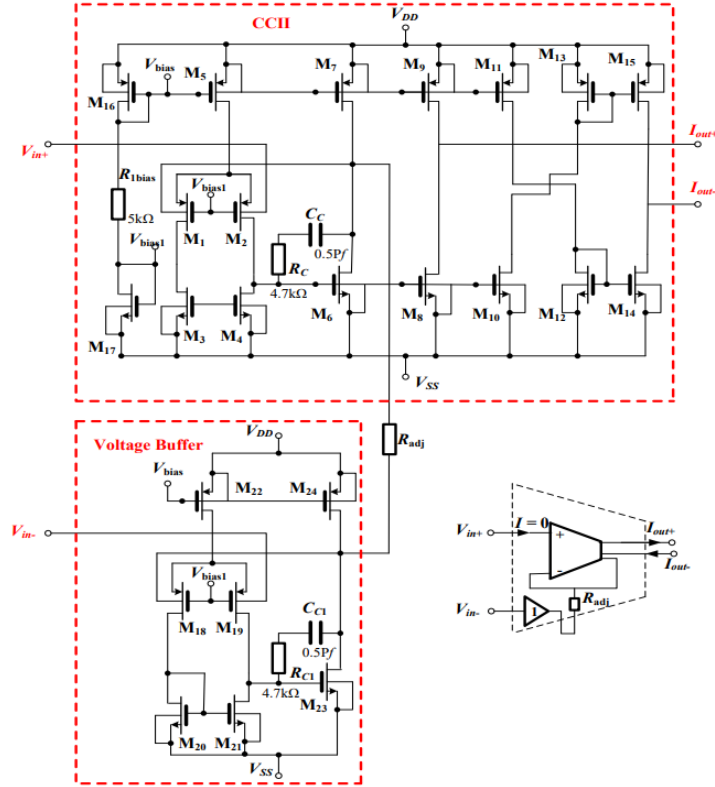
Tabulka 2: Porovnání IC s jedním OTA [18]

Vysokoimpedanční buffery doplňují dynamický rozsah zesilovače. Výstupní buffery LM13700 se liší od předchozích, již nevyráběných, řady 13600 v tom, že jejich vstupní klidové proudy I_b (a tedy jejich výstupní stejnosměrné úrovně) jsou nezávislé na klidovém stejnosměrném pracovním proudu I_{ABC} . To má za následek např. vyšší výkon ve zvukových aplikacích než s LM13600. LM13700 je přeladitelný přes 6 dekád a má výbornou linearitu transkonduktance g_m . LM13700 má na výstupu vysokou hodnotu odstupu signál od šumu (SNR) [20].

Porovnání ceny typů LM13700 je uvedeno v tabulce 4. Parametry jsou stejné, typy se od sebe liší počtem kusů v balení a typem pouzdra (SOIC/PDIP).

Vnitřní zapojení LM13700 na obrázku 2.2 obsahuje symetrický rozdílový zesilovací stupeň (tranzistory Q4, Q5), který je napájen řízeným zdrojem proudu s tranzistorem Q2. Tento diferenční stupeň pracuje jako měnič vstupního rozdílového napětí na diferenční proudový signál, který je převeden proudovými zrcadly (*Current Mirror*)

2 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČE (OTA)



Obrázek 13: *Fully differential* OTA (DIDO) založený na CCH a napětovém bufferu [15]

na výstupní svorky obvodu. Proudová zrcadla zde tvoří dvojice diod a tranzistorů — referenční proud tekoucí v jedné větvi obvodu se „zrcadlí“ v jeho druhé větvi. Principiálně jsou to zdroje proudu řízené proudem (viz Motchenbacher, Connelly [21]). Významnou vlastností OTA je možnost změny transkonduktance g_m změnou klidového stejnosměrného pracovního proudu vstupního diferenčního stupně. Řízení může být buď napětové nebo proudové.

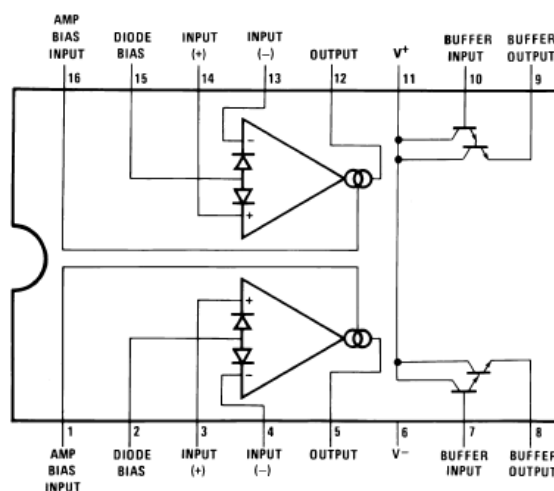
2 TRANSKONDUKTANČNÍ ZESILOVAČE (OTA)

	GBP [MHz]	SR [V/μs]	Výstupní proud na kanál [μA]	I_b — vstupní kli- dový proud [μA]	I_{os} — vstupní prou- dová nesy- metrie [mV]	Provozní napá- jecí proud [mA]	Minimální transkon- duktance [μS]	Napájecí napětí [V]	CMMR [dB]	Cena [Kč]
LM13700M	2	50	650	5	4	1.3	6700	10–36	80– 110	32.50
NE5517DG	2	50	650	5	5	2.6	5400	4–44	80	43.42
AU5517DR2G	2	50	650	5	5	2.6	5400	4–44	80	64.48
NJM13600M	2	50	650	5	5	2.6	6700	36	80	36.92
NJM13700M	2	50	650	5	4	2.6	6700	36	80	37.70

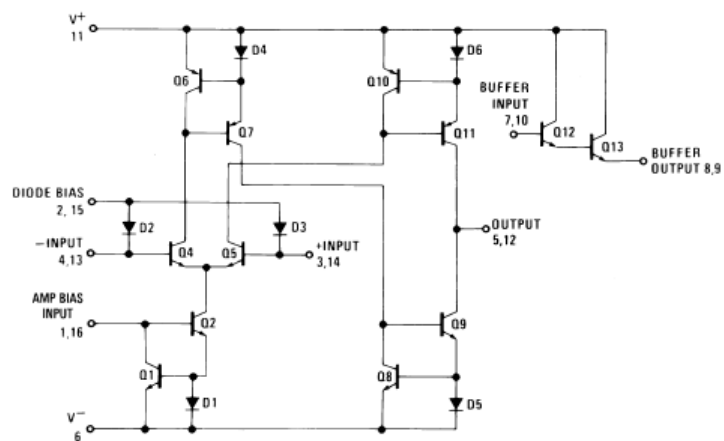
Tabulka 3: Porovnání IC se dvěma OTA [18]

	Typ pouzdra	Ks v balení	Cena [Kč]
LM13700M/NOPB	SOIC	48	32.50
LM13700MX/NOPB	SOIC	2500	27.04
LM13700N/NOPB	PDIP	25	48.62

Tabulka 4: Porovnání typů LM13700 [18]



Obrázek 14: Pinout LM13700M [20]



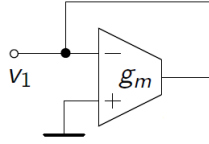
Obrázek 15: Vnitřní schéma OTA [20]

3 Náhrada prvků

Podle Schaumanna a Valkenburga [13] je pro ideální OTA zesilovač (vstupní i výstupní impedance nulové) možno odpor nahradit obvodem s uzemněným neinvertujícím vstupem a zpětnou vazbou z invertujícího vstupu na výstup a to hodnotou

$$R_{in} = \frac{1}{g_m}, \quad (26)$$

kde g_m označuje transkonduktanci zesilovače. Prohození invertujícího a neinvertujícího vstupu vede na opačnou polaritu. Tato konfigurace jako odpor je užitečná např. k návrhu monolitických g_m -C filtrů pouze s transkonduktancemi a kapacitami (g_m -C filtry, viz 2.2, 6), také k náhradě velmi velkých odporů. Dále lze dle Schaumanna a



Obrázek 16: Náhradní obvod pro uzemněný rezistor

Valkenburga [13] pro nahrazení indukčnosti o impedanci $Z_L = 1/(pC)$ použít obvod se třemi OTA (obrázek 17). Uzemněny jsou invertující vstup prvního OTA a neinvertující druhého. Použita je zpětná vazba z výstupu na neinvertující vstup prvního OTA. Propojení výstupu prvního OTA na invertující vstup druhého OTA je realizováno přes uzemněný kapacitor.

Vyjádřením napětí a proudů v obvodu bylo získáno napětí na kapacitoru a vstupní proud

$$V_C = \frac{g_{m1}}{pC} V_1, \quad (27)$$

$$I_1 = g_{m2} V_C = \frac{g_{m1} g_{m2}}{pC} V_1. \quad (28)$$

Výsledná indukčnost — impedance vstupu byla vyjádřena vztahem 27.

$$Z_{in}(p) = \frac{V_1}{I_1} = p \frac{C}{g_{m1} g_{m2}} \quad (29)$$

Byl obdržen induktor o hodnotě

$$L = \frac{C}{g_{m1} g_{m2}}. \quad (30)$$

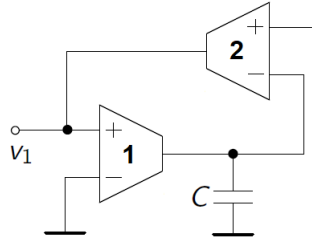
Pro uzemněnou indukčnost o impedanci $Z_L = 1/(pC)$ byl podle Schaumanna a Valkenburga [13] použit obvod na obrázku 18. Vyjádřením napětí a proudů v obvodu bylo získáno napětí na kapacitoru a vstupní proud

$$V_C = \frac{g_{m1}}{pC} V_1, \quad (31)$$

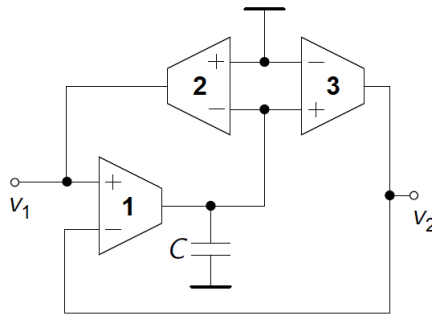
$$I_1 = g_{m2} V_C = \frac{g_{m1} g_{m2}}{pC} V_1. \quad (32)$$

Výsledná indukčnost — impedance vstupu byla vyjádřena vztahem

$$Z_{in}(p) = \frac{V_1}{I_1} = p \frac{C}{g_{m1} g_{m2}}. \quad (33)$$



Obrázek 17: Náhradní obvod pro neuzemněnou indukčnost pro $g_{m1} = g_{m2}$



Obrázek 18: Náhradní obvod pro indukčnost

3.1 Základní bloky

Podle Schaumanna a Valkenburga [13] blok a) na obrázku 19 slouží k realizaci invertujícího nebo neinvertujícího integrátoru s výsledným napětím

$$V_O = \frac{g_{m1}}{pC} (V_1 - V_2). \quad (34)$$

Blok b) na obrázku 19 je komparátor s různou polaritou a napětím na výstupu

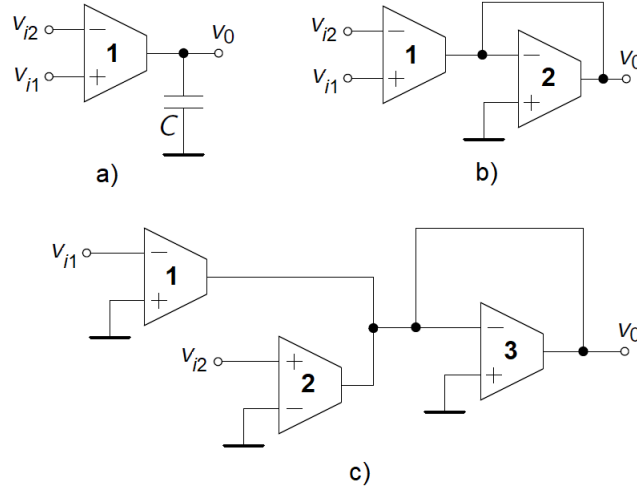
$$V_O = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} (V_1 - V_2). \quad (35)$$

Blok c) na obrázku 19 realizuje sčítací nebo rozdílový obvod s napětím na výstupu

$$V_O = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} V_1 + \frac{g_{m2}}{g_{m3}} V_2. \quad (36)$$

Spojením těchto základních stavebních bloků se správnými znaménky lze získat různé funkční bloky.

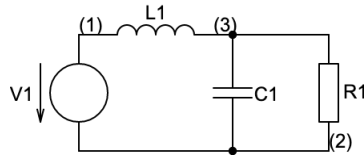
Základním principem uplatňovaným při návrhu s OTA je použití pouze OTA a uzemněných kapacitorů, protože při návrhu IC jsou uzemněné kapacitory méně zatíženy parazitními chybami než neuzemněné kapacitory. Pro IC použití je vhodné volit shodné transkonduktance. Parazitní vstupní a především výstupní impedance způsobují chyby ve výstupu filtru, což může vést na parazitní póly, které při vysokofrekvenčním použití nelze zanedbat. Při použití filtru pro zvukové aplikace (20–20 000 Hz) naopak lze chyby způsobené parazitními součástkami i chyby způsobené konečnou šířkou pásma zanedbat, protože se jedná o nízký frekvenční rozsah.



Obrázek 19: Základní bloky s OTA a) integrující b) škálující c) sčítací

3.2 Odvození DP 2. řádu

Náhradní obvod, ze kterého bude spočítána přenosová funkce pro přenos filtru druhého řádu, popisuje obrázek 20. Přenos obvodu byl vyjádřen jako



Obrázek 20: Dolní propust 2. řádu

$$H(p) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_2}{Z_1}, \quad Z_1 = pL, \quad Z_2 = \frac{\frac{R}{pC}}{R + \frac{1}{pC}}. \quad (37)$$

Výsledný přenos je roven

$$H(p) = \frac{\frac{\frac{R}{pC}}{R + \frac{1}{pC}}}{pL + \frac{\frac{R}{pC}}{R + \frac{1}{pC}}}. \quad (38)$$

Elementárními algebraickými úpravami a následným vynásobením členem $1/(LRC)$ byl získán výsledný přenos.

$$H(p) = \frac{R}{p^2 LRC + pL + R} = \frac{\frac{1}{LC}}{p^2 + \frac{p}{RC} + \frac{1}{LC}}. \quad (39)$$

3 NÁHRADA PRVKŮ

Využitím poznatků ze sekce 3 je možno za odpor a indukčnost dosadit do vztahu 39. Byly uvažovány kapacitory o stejné hodnotě C .

$$H(p) = \frac{\frac{1}{C^2}}{p^2 + \frac{p}{\frac{C}{g_{m1}g_{m2}}} + \frac{1}{\frac{C^2}{g_{m1}g_{m2}}}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}}{p^2 + \frac{pg_{m2}}{C} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{p^2C^2 + pg_{m2}C + g_{m1}g_{m2}}. \quad (40)$$

Porovnáním jmenovatele se jmenovatelem přenosu filtru 2. řádu byl obdržen vztah

$$p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2 = p^2C^2 + pg_{m2}C + g_{m1}g_{m2}, \quad (41)$$

$$p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2 = p^2 + \frac{pg_{m2}}{C} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}. \quad (42)$$

Z tohoto vztahu byl vyjádřen mezní kmitočet jako

$$\omega_0^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}, \quad (43)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C^2}} \quad (44)$$

a činitel jakosti dosazením za ω_0

$$Q = \frac{\omega_0}{\frac{g_{m2}}{C}} = \sqrt{\frac{g_{m1}}{g_{m2}}}. \quad (45)$$

Pokud navíc byly uvažovány stejné transkonduktance g_{m1} , $g_{m2} = g_m$, byl obdržen výsledek

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m^2}{C^2}}, \quad (46)$$

$$Q = \sqrt{1} = 1. \quad (47)$$

4 Simulace

4.1 Dolní a pásmová propust 2. řádu, 4. řádu

Obvodová simulace byla realizována v programu Multisim. Bylo zvoleno symetrické napájení (*Dual-Supply*) $V_{DD}, V_{SS} = \pm 15 \text{ V}$. Pro symetrické napájení jsou výrobcem udávány hodnoty $V_- \in [-16 \text{ V} ; -4.75 \text{ V}]$ a $V_+ \in [4.75 \text{ V} ; 16 \text{ V}]$. Pro nesymetrické napájení (*Single-Supply*) je doporučeno napájení $V_+ \in [9.5 \text{ V} ; 32 \text{ V}]$. Pokud by bylo cíleno na nižší napájecí napětí, bylo by to na úkor linearity, šumu, stejnosměrného zesílení v otevřených smyčkách a jednotkového zesílení šířky pásma, tzv. UGBW (*Unity Gain Bandwidth*), což je šířka pásma zesilovače při 0 dB (nezesiluje — jednotkové zesílení).

Regulací vstupního proudu je ovlivňován pracovní bod obvodu (mezní kmitočet). Klidový stejnosměrný pracovní proud $I_{ABC} = 0.5 \mu\text{A}$ byl zvolen tak, aby byl obdržen mezní kmitočet cca 100 kHz. Maximální vstupní proud je 2 mA. Pracovním proudem $I_{ABC} \in [5 \mu\text{A} ; 500 \mu\text{A}]$ je garantováno minimální výstupní napětí $U_{OUT} = \pm 12 \text{ V}$, standardně $V_{peak1} = 14.2 \text{ V}$ a $V_{peak2} = -14.4 \text{ V}$. Při výstupním napětí v tomto intervalu je šum vzhledem k signálu zanedbatelný a nezkreslí výsledky simulace.

Podle dokumentace k bloku LM13700M je v simulaci přeladitelný přes 6 dekad a má skvělou linearitu transkonduktance. Doporučení napájení pro simulaci tohoto bloku je $\pm 2 \text{ V}$ až $\pm 22 \text{ V}$. Je uvedeno, že zvětšuje šířku pásma střídavého proudu (*AC Bandwidth*) a fázovou bezpečnost (*Phase Margin*) více než 2x. Klidový stejnosměrný pracovní proud je podle dokumentace polovinou proudu reálného.

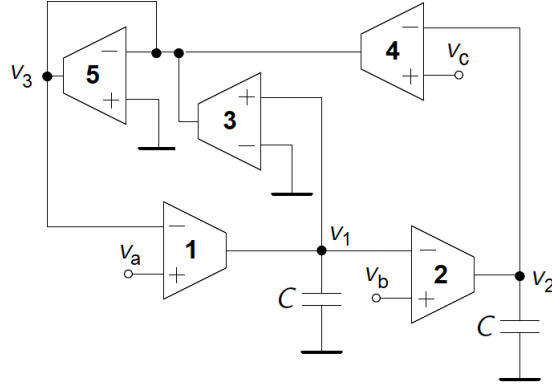
Diferenciální stupeň je podle není zcela lineární a lze tedy připustit maximální vstupní rozdílové napětí v řádech stovek mV. Překročení této meze vede k výraznému zkreslení signálu.

Bylo použito zapojení s paralelně řazeným uzemněným kapacitorem, odporem a indukčností (RLC rezonanční obvod), kde $R = 1/g_m$ a $L = C/(g_{m1}g_{m2})$ a vstupní proud $I = g_m V$. Podobně jako v sekci 3.2 bylo obrženo analogií k pasivnímu obvodu

$$\frac{V_{BP}}{g_{m3}V_i} = \frac{1}{pC + g_m^2/(pC) + g_{m3}}, \quad (48)$$

$$\frac{V_{BP}}{V_i} = \frac{pg_{m3}C}{p^2C^2 + pg_{m3}C + g_m^2}. \quad (49)$$

Zapojení podle Schaumanna a Valkenburga [13] je popsáno na obrázku 21. Zesilovače 1 a 2 na obrázku 21 pracují jako invertující integrátory, zbývající zesilovače vytvářejí kladnou a zápornou zpětnou vazbu z výstupu integrátorů vedoucí na sčítací vstup. Znaménko vazby je určeno volbou vstupní svorky zesilovačů 3 a 4. Výstupy obvodu jsou napěťové (na výstupu sumačního zesilovače 5, resp. integrátoru 1 a 2). Buzení může být proudové (v obrázku 21 na místě V_1 a V_2) nebo napěťové s využitím vstupních svorek transkonduktančních zesilovačů. Uvažováním napětí V_a, V_b, V_c



Obrázek 21: Obecná OTA struktura pro bikvad

na obrázku 21 jako vstupy byly obdrženy výstupní napětí

$$V_1 = \frac{pC_2g_{m1}(g_{m5}V_a - g_{m4}V_c) + g_{m1}g_{m2}g_{m4}V_b}{D(p)}, \quad (50)$$

$$V_2 = \frac{(pC_1g_{m2}g_{m5} + g_{m1}g_{m2}g_{m3})V_b + g_{m1}g_{m2}(g_{m4}V_c - g_{m5}V_a)}{D(p)}, \quad (51)$$

$$V_3 = \frac{p^2C_1C_2g_{m4}V_c + p(C_2g_{m1}g_{m3}V_a - C_1g_{m2}g_{m4}V_b) + g_{m1}g_{m2}g_{m4}V_a}{D(p)}, \quad (52)$$

kde

$$D(p) = C_1C_2g_{m5}(p^2 + p\frac{1}{C_1}\frac{g_{m1}g_{m3}}{g_{m5}} + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{C_1C_2g_{m5}}). \quad (53)$$

Zvolením $V_a = V_b = 0$ a $V_c = V_i$ byly obdrženy následující přenosové funkce

$$H_{BP}(p) = \frac{V_1}{V_i} = -\frac{pC_2g_{m1}g_{m4}}{D(p)}, \quad (54)$$

$$H_{LP}(p) = \frac{V_2}{V_i} = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{D(p)}, \quad (55)$$

$$H_{HP}(p) = \frac{V_3}{V_i} = \frac{p^2C_1C_2g_{m4}}{D(p)}, \quad (56)$$

kde D_p odpovídá rovnici 53.

Obecná přenosová funkce bikvadu může být obdržena položením $V_a = V_b = V_c = V_i$ a úpravami vztahu 52 bylo obdrženo

$$\frac{V_3}{V_i} = \frac{p^2C_1C_2g_{m4} + p(C_2g_{m1}g_{m3} - C_1g_{m2}g_{m4}) + g_{m1}g_{m2}g_{m4}}{D(p)}. \quad (57)$$

V simulaci byl dle výše popsaných poznatků na výstupu 2. OTA (V1 na obrázku 65) obdržen filtr typu PP 1. řádu s poklesem 20 dB/dek a na výstupu 3. OTA (V2) DP 2. řádu s poklesem 40 dB/dek. Mezní kmitočet pro dolní propust byl určen jako 88.359 kHz — obrázek 38. Šířka propustného pásma pro pásmovou propust byla odečtena jako 48.291 kHz. Změnou klidového stejnosměrného pracovního proudu I_{ABC} na desetinu původní hodnoty, tedy 0.05 μA , došlo k posunutí mezního kmitočtu

4 SIMULACE

na 8.769 kHz — obrázek 42. Šířka propustného pásma u PP v tomto případě byla 4.779 kHz.

Podle Martinka, Boreše a Hospodky [12] lze v případě realizace těchto základních přenosů (PP, DP) zapojení dále zjednodušit až na obvod obsahující pouze 3 zesilovače, viz obrázek 22. Toto zapojení však v simulaci neprokázalo dobré výsledky — jednak docházelo k překmitu a jednak neměla pásmová propust symetrický průběh. Proto bylo zvoleno jiné zapojení. Přenos obvodu z obrázku 22 s výstupem pořadě v bodech D a P je dán rovnicemi

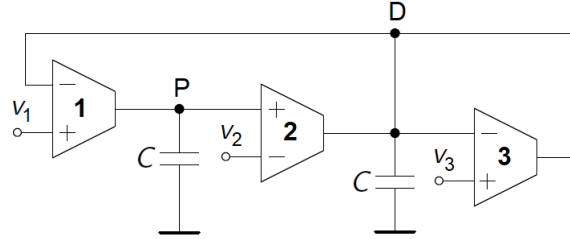
$$U_D(p) = \frac{p \frac{g_{m3}U_3 - g_{m2}U_2}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}U_1}{p^2 + p \frac{g_{m3}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (58)$$

$$U_P(p) = \frac{p \frac{g_{m1}}{C_1}U_1 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2}(g_{m3}U_1 + g_{m2} - g_{m3}U_3)}{p^2 + p \frac{g_{m3}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}. \quad (59)$$

Elementárními úpravami lze tyto rovnice zjednodušit na

$$U_D(p) = \frac{pC_1(g_{m3}U_3 - g_{m2}U_2) + g_{m1}g_{m2}U_1}{p^2C_1C_2 + pC_1g_{m3} + g_{m1}g_{m2}}, \quad (60)$$

$$U_P(p) = \frac{pC_2g_{m1}U_1 + g_{m1}(g_{m3}U_1 + g_{m2} - g_{m3}U_3)}{p^2C_1C_2 + pC_1g_{m3} + g_{m1}g_{m2}}. \quad (61)$$



Obrázek 22: Zjednodušená verze bikvadu OTA-C

K sestavení dolní propusti 4. řádu bylo použito kaskádní zapojení sestávající ze sériově zapojených bloků (viz základní blok na obrázku 65 – z uzlu V1 je odbírán přenos pro PP, z uzlu V2 pro DP a pro 4. řád analogicky). Přenosové funkce jednotlivých bloků se násobí a pro k bloků platí

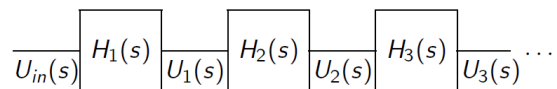
$$H_k(p) = \frac{U_k(p)}{U_{k-1}(p)}. \quad (62)$$

Přenos k-tého bloku je dán vztahem

$$H_{1 \rightarrow k}(p) = \frac{U_k(p)}{U_{in}(p)} = \prod_{n=1}^k H_n(p). \quad (63)$$

Zapojení spočívá ve spojení dvou integrátorů, přičemž jeden z nich je neinvertující ztrátový a druhý invertující bezztrátový.

Kaskádním zapojením dvou dolních propustí ze sekce 4.1 byl obdržen filtr 4. řádu



Obrázek 23: Kaskádní zapojení [9]

s poklesem 80 dB/dek a zároveň byla obdržena pásmová propust 2. řádu s poklesem 40 dB/dek. Mezní kmitočet pro dolní propust byl odečten jako 69.841 kHz. Šířka propustného pásma pro PP byla 32.533 kHz.

Kaskádním zapojením dvou PP 2. řádu byla obdržena PP 4. řádu s poklesem 80 dB/dek. Šířka propustného pásma byla odečtena jako 15.801 kHz.

Přeladěním vstupního proudu na 3 μA byly pro ta samá zapojení obdrženy průběhy na obrázcích 52, 56 a 58. Mezní kmitočet je pro DP 2. řádu 531.574 kHz a pro DP 4. řádu 420.012 kHz. Šířka propustného pásma je pro PP 1. řádu 249.932 kHz, pro PP 2. řádu 202.051 kHz a pro PP 4. řádu 92.893 kHz.

5 Návrh v Maple

V celé sekci je zvolena přesnost na 3 desetinná místa. Přesnější hodnoty jsou k nahlédnutí v příloženém skriptu. Pro zachování přehlednosti nejsou v práci všechny výstupy z Maplu.

Zadána byla spodní a horní hranice nepropustného pásma f_{-s}, f_s [Hz], spodní a horní hranice propustného pásma f_{-p}, f_p [Hz], maximální útlum v propustném pásmu a_p [dB] a minimální útlum v nepropustném pásmu a_s [dB]. Toleranční schéma definuje oblasti, do kterých nesmí charakteristika filtru zasáhnout. Pro návrh pásmové propusti 4. řádu s Caurovou aproximací typu C byly zvoleny parametry tolerančního schématu $f_{-s} = 60$ kHz, $f_{-p} = 150$ kHz, $f_p = 190$ kHz, $f_s = 280$ kHz, $a_p = 1$ dB a $a_s = 80$ dB. Všechny parametry musí být kladná reálná čísla a $f_{-s} < f_{-p} < f_p < f_s$ a $a_p < a_s$, f_m značí geometrický střed propustného pásma.

$$f_{-s} = \frac{\sqrt{\Delta f s^2 + 4 f_m^2} - \Delta f s}{2} \quad (64)$$

$$f_{-p} = \frac{\sqrt{\Delta f p^2 + 4 f_m^2} - \Delta f p}{2} \quad (65)$$

$$f_p = \frac{\sqrt{\Delta f p^2 + 4 f_m^2} + \Delta f p}{2} \quad (66)$$

$$f_s = \frac{\sqrt{\Delta f s^2 + 4 f_m^2} + \Delta f s}{2} \quad (67)$$

Funkcí *BP2NLP* byla provedena transformace tolerančního schématu nesymetrické pásmové propusti (PP) na toleranční schéma normované dolní propusti (NDP). Byl spočítán nový kmitočet pro horní hranici nepropustného pásma $f_s = 101.786$ kHz, geometrický střed propustného pásma $f_m = 168.819$ kHz, šířka propustného pásma $\Delta f_p = 40$ kHz a šířka nepropustného pásma $\Delta f_s = 178.314$ kHz. Byl obdržen kmitočet hranice nepropustného pásma normované dolní propusti (NDP) $O_s = 4.455$ 1/s. Stupeň Caurovy aproximace normované dolní propusti byl určen jako *order* = 4. Pro Caurovu aproximaci jsou definovány tři typy — A, B, C. Tyto typy se od sebe liší průběhem aproximační funkce. Byla zvolena aproximace typu C se shodnými zakončovacími odpory. Dále byla funkcí *Cauer_asnew* určena nová hodnota útlumu v nepropustném pásmu NDP $a_{snew} = 81.719$ dB.

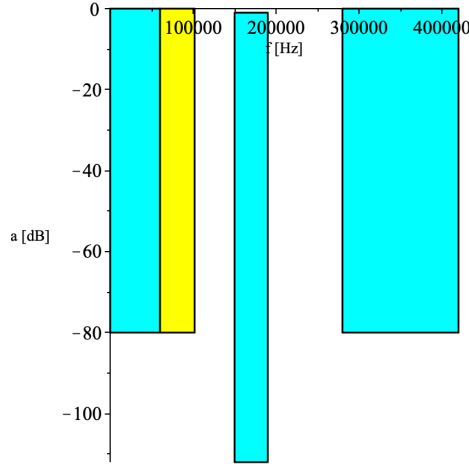
$$asnew = 10 \cdot \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\epsilon}{kl_new} \right)^2 \right) \quad (68)$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1ap} - 1} \quad (69)$$

$$k = \frac{1}{O_s} \quad (70)$$

$$kl_new = k^{order} \left(\prod_{i=1}^n \text{JacobiCD} \left(\frac{(2i-1+m)\text{EllipticK}(k)}{order}, k \right) \right)^4, \quad (71)$$

kde m je celočíselný zbytek po dělení řádu 2 a n celočíselný výsledek dělení. Jakobiho eliptických funkcí je 12 a vycházejí ze škálování na jednotkové elipse ($\cos \phi$, $\sin \phi$ se nevází k jednotkovému kruhu, ale k elipse).



Obrázek 24: Toleranční schéma navrhované pásmové propusti

Následně byl spočten koeficient nejvyšší mocniny polynomu ve jmenovateli přenosové funkce $Gc = 94.811$, póly P a nuly Z přenosové funkce pomocí funkce *CauerCPolesZeros*. Počet pólů je dán řádem filtru *order* a počet nul pro aproximaci typu C je roven *order* = 2. Dále byla spočtena Caurerova aproximace typu C — provozní činitel přenosu G jako racionální lomená funkce $G(p) = 1/H(p)$, charakteristická funkce *chf* jako $\Phi(p)$ s nulami a póly na imaginární ose. Charakteristická funkce má shodný jmenovatel s $G(p)$.

$$P = \begin{bmatrix} 0.478 + 0.343I & -0.478 - 0.343I & -0.161 + 0.983I & -0.161 - 0.983I \end{bmatrix} \quad (72)$$

$$Z = \begin{bmatrix} 5.706I & -5.706I \end{bmatrix} \quad (73)$$

$$G = \frac{94.881p^4 + 121.138p^3 + 156.142p^2 + 100.507p + 32.556}{p^2 + 32.556} \quad (74)$$

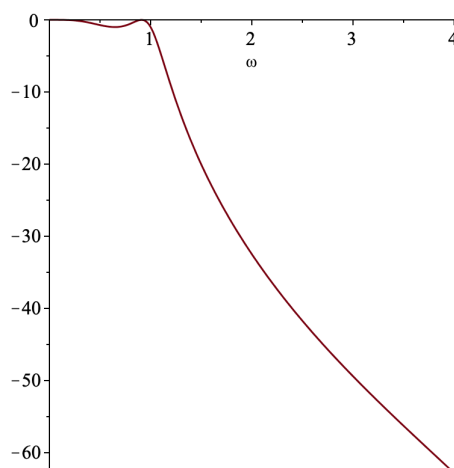
$$chf = \frac{(94.811p^2 + 78.754)p^2}{p^2 + 32.556} \quad (75)$$

Charakteristika byla vykreslena z přenosu funkcí *MagnitudeHdB*, která vypočte modul přenosu podle předpisu $|H(j\omega)|$ a výsledek převede na $20 \cdot \log_{10}|H(p)|$.

5.1 Příčkové LC filtry

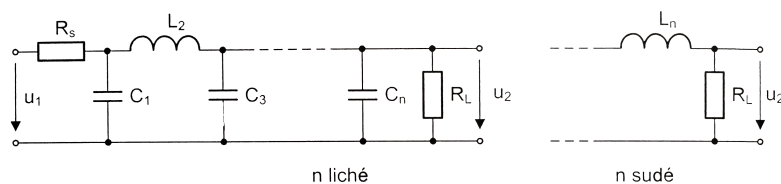
Pasivní dolní propust je realizována zapojením induktoru ke vstupnímu napětí a k této větvi je následně zapojen paralelně rezistor. Pasivní horní propust má ke vstupu připojený sériově rezistor a poté k této větvi paralelně induktor.

K realizaci filtrů vyšších řádů se užívají π nebo T články s LC prvky. Podle Vedrala a Svatoše [8] musí být při návrhu filtru zohledněn vnitřní odpor zdroje R_s a zatěžovací odpor R_L . LC filtry jsou tedy dvojité zakončeny. Indukčnosti a kapacity prvků se určí z rovnic pro normované kapacity a indukčnosti. Normované hodnoty budou vypočteny pro mezní kmitočet $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ a pro zatěžovací odpor R_L . Hodnoty prvků lze

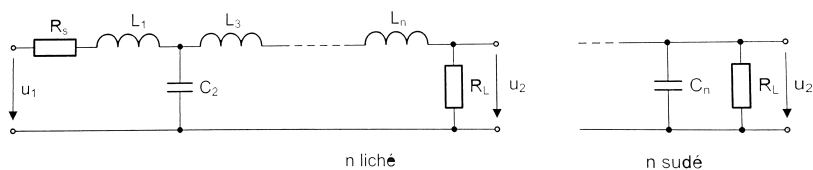


Obrázek 25: Modulová frekvenční charakteristika NDP

pro požadovanou aproximaci odečíst z tabulek. Pro LC filtry se používá kmitočtová oblast $10^3 \text{ Hz} - 10^2 \text{ MHz}$.



Obrázek 26: Pasivní dolní propust n-tého řády s π články [8]



Obrázek 27: Pasivní dolní propust n-tého řády s T články [8]

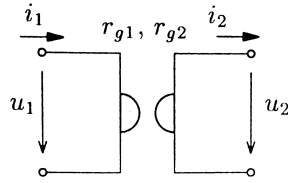
5.2 Gyrátory

K převodu induktoru na zapojení s kapacitorem byla použita struktura označovaná jako gyrátor. Jde o náhradu původního obvodu s induktorem vhodným uspořádáním rezistorů a kapacitorů tak, že výsledná impedance vypadá jako induktor. Jelikož po této substituci v obvodu zůstanou jen R,C prvky, jedná se o ARC syntézu.

Gyrátor je podle Martinka, Boreše a Hospodky [12] typ invertoru. Pro invertory platí, že jejich vstupní impedanci lze napsat ve tvaru

$$Z_{vst} = \frac{a_{12}}{a_{21}} \frac{1}{Z_L} = \frac{a_{12}}{a_{21}} Y_L. \quad (76)$$

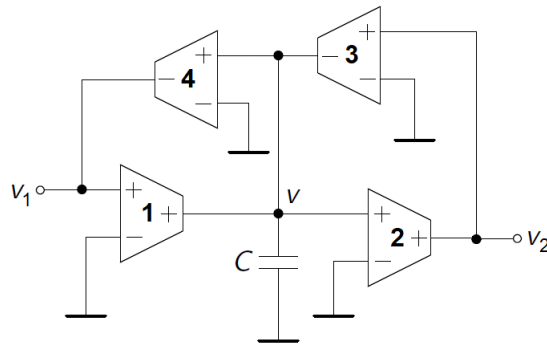
Pokud jsou parametry a_{12}, a_{21} reálné a kladné, hovoříme o gyrátoru. Symbol gyrátoru je na obrázku 28. Gyrátor se nejlépe dá realizovat paralelním spojením dvou napětím řízených zdrojů proudu s opačným znaménkem. Zapojení s OTA odpovídá dvěma zesilovačům, jeden s uzemněnou zápornou a druhý s uzemněnou kladnou svorkou vstupu. Výstup prvního ze zesilovačů je propojen s volnou vstupní svorkou druhého a naopak. Podle Schaumanna a Valkenburga [13] nelze gyrátor dobře re-



Obrázek 28: Definice gyrátoru

alizovat s obyčejnými operačními zesilovači, běžně se používají *General Impedance Converters* (GIC). Převod induktoru na jiné zapojení s ekvivalentní impedancí má praktické využití v integrovaných obvodech, kde jsou kapacity preferovány nad induktory kvůli malým rozměrům. Navíc se induktory musí složitě vyrábět na danou hodnotu. V návrhu integrovaných obvodů se také většinou nepoužívají rezistory kvůli místu na čipu, které zabírají.

Gyrátor je principiálně spojení invertujícího a neinvertujícího napětím řízeného zdroje proudu, a proto ho lze realizovat snadno s transkonduktančními zesilovači. Na obrázku 29 jsou podle Schaumanna a Valkenburga [13] znázorněny dva gyrátory s kapacitorem. Obvodovou analýzou v uzlu V byla obdržena rovnice



Obrázek 29: Neuzemněný induktor realizovaný kapacitorem a dvěma gyrátory

$$pCV = g_m V_1 - g_m V_2 \quad (77)$$

a dva proudy na výstupu

$$I_1 = I_2 = g_m V. \quad (78)$$

Zkombinování rovnic a eliminace V vede k rovnici neuzemněného induktoru mezi napětími V_1 a V_2 .

$$I_1 = I_2 = \frac{g_m^2}{pC}(V_1 - V_2) = \frac{1}{pL}(V_1 - V_2) \quad (79)$$

Z rovnice lze snadno odvodit, že kapacita kondenzátoru použitého jako náhrada zapojení induktoru v zapojení s OTA je rovna $C_L = Lg_m^2$.

5.3 Výpočet prvků LC filtru a přenosových funkcí

Funkcí *DroppNLP* byly vypočteny prvky LC příčkového filtru typu normovaná dolní propust (NDP). Zakončení bylo zvoleno standardní (*common*), odpory o hodnotě 1Ω , směr zpracování od posledního prvku (*rear*), s T strukturou (začíná zepředu podélným induktorem). Standardní (*common*) zakončení je oboustranné ($R_1 \neq 0, R_z \neq \infty$). Výstupem funkce je LC struktura s orientací prvků ve větvi podélně (*direct*) nebo příčně (*shunt*).

$$\text{block}(1), [\text{orientation} = \text{direct}, \text{elements} = L1 = 1.571, Z = pL1]$$

$$\text{block}(2), [\text{orientation} = \text{shunt}, \text{elements} = C1 = 1.542, Z = \frac{1}{pC1}]$$

$$\text{block}(3), [\text{orientation} = \text{direct}, \text{elements} = C1 = 0.02, L1 = 1.522, Z = \frac{1}{\frac{1}{pL1} + pC1}]$$

$$\text{block}(4), [\text{orientation} = \text{shunt}, \text{elements} = C1 = 1.545, Z = \frac{1}{pC1}]$$

Přenosová funkce pasivních a aktivních struktur filtru byla spočtena funkcí *MakeH*. Byl spočten napěťový i výkonový přenos.

$$H_{NLPV} = \frac{p^2 + 32.556}{190.352p^4 + 242.742p^3 + 312.889p^2 + 201.21p + 65.112} \quad (80)$$

$$H_{NLP} = \frac{p^2 + 32.556}{95.176p^4 + 121.371p^3 + 156.444p^2 + 100.605p + 32.556} \quad (81)$$

Z rozložení pólů je patrné, že obě přenosové funkce jsou stabilní.

$$190.352s_1^4 + 242.742s_1^3 + 312.889s_1^2 + 201.21s_1 + 65.112 = 0 \quad (82)$$

$$95.176s_2^4 + 121.371s_2^3 + 156.444s_2^2 + 100.605s_2 + 32.556 = 0 \quad (83)$$

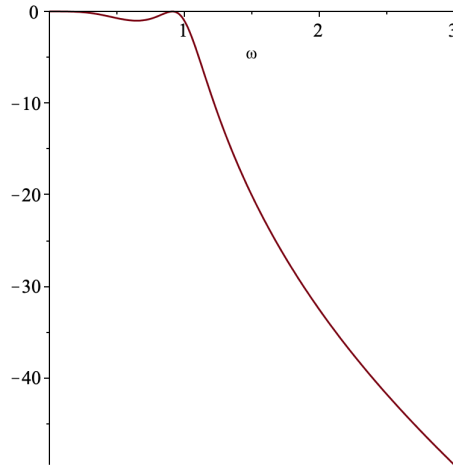
$$s_1 = -0.477 - 0.3431I, -0.477 + 0.343I, -0.161 - 0.983I, -0.161 + 0.983I \quad (84)$$

$$s_2 = -0.477 - 0.3431I, -0.477 + 0.343I, -0.161 - 0.983I, -0.161 + 0.983I \quad (85)$$

Hodnota přenosové funkce v 1 byla vyhodnocena jako -1.007 .

Byla provedena transformace hodnot prvků normované dolní propusti (NDP) na pásmovou propust (PP). Zakončovací rezistor byl zvolen 1Ω , další dva parametry funkce značí spodní a horní hranici propustného pásma.

Prvky v první větvi obvodu byly vyčísleny jako $C_1 = 1.422\text{e-}7\text{ F}$, $L1 = 6.252\text{e-}6\text{ H}$,

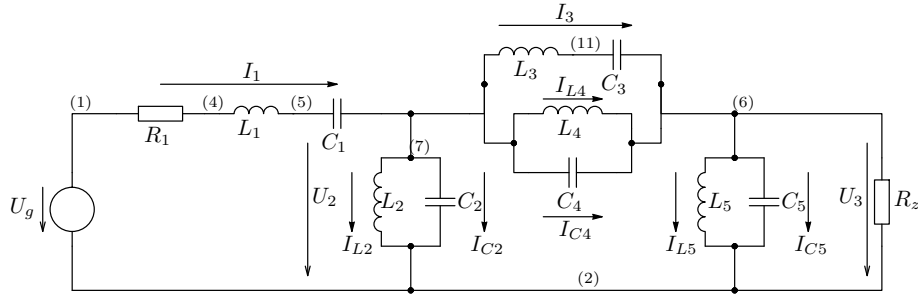


Obrázek 30: Modulová frekvenční charakteristika NDP - LC příčkový filtr

v druhé větvi $C_2 = 6.135\text{e-}6\text{ F}$, $L_2 = 1.449\text{e-}7\text{ H}$. Pro třetí větev $C_3 = 8.031\text{e-}8\text{ F}$, $C_4 = 1.468\text{e-}7\text{ F}$, $L_3 = 1.107\text{e-}5\text{ H}$, $L_4 = 6.055\text{e-}6\text{ H}$ a pro čtvrtou $C_5 = 6.149\text{e-}6\text{ F}$, $L_5 = 1.445\text{e-}7\text{ H}$.

Vygenerovaná struktura je popsána na obrázku 31.

Byly nastaveny jakosti cívek v LC příčkové struktuře na konečnou hodnotu. Funkce



Obrázek 31: Schéma LC příčkové struktury

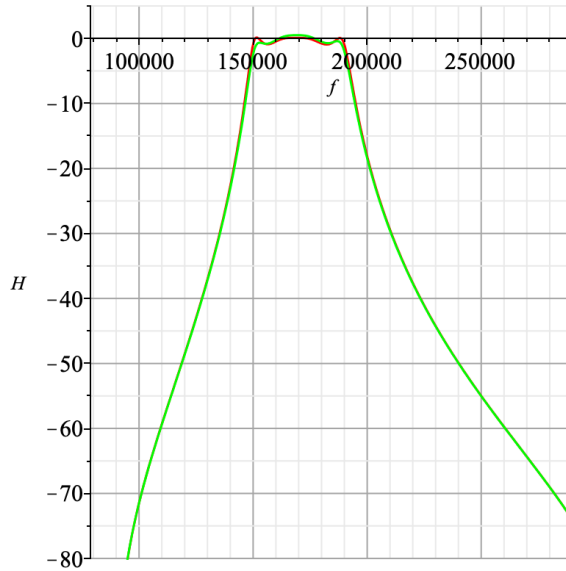
MakeRealL zařadí do výsledné LC příčkové struktury sériově rezistory k induktorům podle zadaného činitele jakosti Q a zadaného kmitočtu (ten odpovídá u pásmové propusti geometrickému středu propustného pásma — nebo je možno zadat obě hranice propustného pásma). Byl zvolen činitel jakosti 100. Činitel jakosti je dán převrácenou hodnotou poměrné šířky pásma

$$Q = \frac{1}{B} = \frac{\omega_s}{\delta\omega}, \quad (86)$$

kde B je poměrná šířka pásma, $\delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ a $\omega_s = \sqrt{\omega_1\omega_2}$. ω_1 a ω_2 zde jsou mezní kruhové kmitočty odpovídající poklesu přenosu filtru o 3 dB.

Pro kmitočtové pásmo stovky kHz až jednotky MHz v závislosti na typu jádra a kvalitě materiálu lze dosahovat hodnoty činitele jakosti cca 1000 a hodnoty indukčnosti řádově 100 μH až 10 mH. Pro činitel jakosti se zde uplatňuje kmitočtová závislost $Q = \omega L/R$. Pro kmitočtové pásmo do 10 kHz hodnoty činitele jakosti klesají řádově na hodnoty 10 pro velké hodnoty L . Výpočet sériového odporu je proveden podle předpisu $R_s = L1 \cdot 2 \pi f/Q$. Pro první větev je $R_{s1} = 0.066 \Omega$, pro druhou $R_{s2} = 0.002 \Omega$, pro třetí $R_{s3} = 0.117 \Omega$ a $R_{s4} = 0.064 \Omega$.

Byl spočten přenos pro LC strukturu bez a s přidáním sériovými rezistory. Pro oba přenosy byla vykreslena modulová frekvenční charakteristika. Přenosové funkce zde pro svou složitost a zachování přehlednosti textu nejsou uváděny, ale jsou k nalezení v příloženém Maple skriptu. Vyčíslením v $f_m \cdot 2\pi$ Hz, kde f_m je geometrický střed



Obrázek 32: Modulová frekvenční charakteristika LC struktury (červená) a LC struktury s konečnou hodnotou jakostí cívek (zelená)

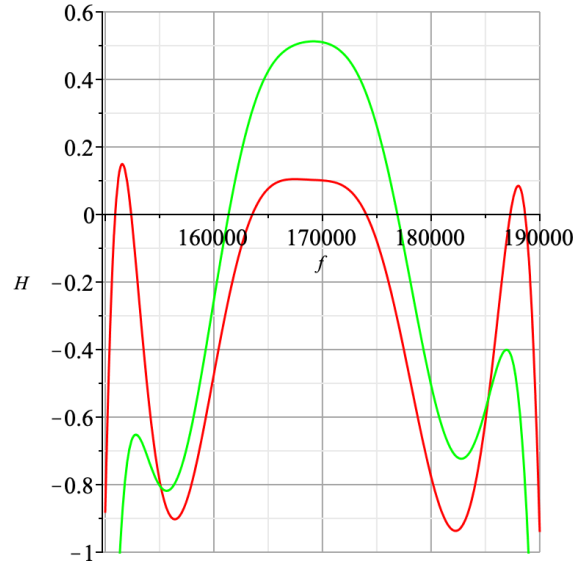
propustného pásma, bylo obdrženo zesílení 0.283 dB.

5.4 Simulace prvků LC prototypu

V této sekci byl náhradou induktorů v LC prototypu za gyrátory obdržen návrh ARC filtru.

Zatím neodnormované prvky byly vyčísleny jako $C_1 = 1.422\text{e-}7 \text{ F}$, $C_2 = 6.135\text{e-}6 \text{ F}$, $C_3 = 1.468\text{e-}7 \text{ F}$, $C_4 = 8.031\text{e-}8 \text{ F}$, $C_5 = 6.149\text{e-}6 \text{ F}$, $L_1 = 6.252\text{e-}6 \text{ H}$, $L_2 = 1.449\text{e-}7 \text{ H}$, $L_3 = 6.055\text{e-}6 \text{ H}$, $L_4 = 1.107\text{e-}5 \text{ H}$, $L_5 = 1.445\text{e-}7 \text{ H}$, $R_1 = 1 \Omega$, $R_z = 1 \Omega$.

Odnormované hodnoty kapacit získané vydělením kmitočtem $fp \cdot 2\pi$, kde fp je horní hranice propustného pásma, byly spočteny jako $C_1 = 1.191\text{e-}13 \text{ F}$, $C_2 = 5.139\text{e-}12 \text{ F}$, $C_3 = 1.23\text{e-}13 \text{ F}$, $C_4 = 6.727\text{e-}14 \text{ F}$, $C_5 = 5.151\text{e-}12 \text{ F}$.



Obrázek 33: Přibližná modulová frekvenční charakteristika LC struktury (červená) a LC struktury s konečnou hodnotou jakostí cívek (zelená)

Frekvenčně a impedančně odnormované odpory byly vypočteny dělením kmitočtem $f_p \cdot 2\pi$ a přibližnou hodnotou kapacity pro mikroelektronickou realizaci $C = 2 \text{ pF}$. Výsledné hodnoty jsou $R_1 = R_z = 418.828 \text{ k}\Omega$.

Využitím poznatků ze sekce 5.2 byly dosažení do vztahu $C = L \cdot g_m^2$ s uvažováním minimální transkonduktance z datasheetu LM13700 ($g_m = 9600 \mu\text{S}$) získány kapacity $C_{L1} = 5.762 \text{e-}10 \text{ F}$, $C_{L2} = 1.335 \text{e-}11 \text{ F}$, $C_{L3} = 5.58 \text{e-}10 \text{ F}$, $C_{L4} = 1.02 \text{e-}15 \text{ F}$, $C_{L5} = 1.332 \text{e-}11 \text{ F}$.

Výsledné hodnoty všech součástek s přesností na dvě desetinná místa jsou $C1 = 11.91 \text{ pF}$, $C2 = 5.14 \text{ pF}$, $C3 = 12.3 \text{ pF}$, $C4 = 672.74 \text{ pF}$, $C5 = 5.15 \text{ pF}$, $C_{L1} = 57.62 \text{ nF}$, $C_{L2} = 133.52 \text{ nF}$, $C_{L3} = 55.8 \text{ nF}$, $C_{L4} = 1019.9 \text{ pF}$, $C_{L5} = 133.21 \text{ nF}$, $R1 = R_z = 418.83 \text{ k}\Omega$.

5.5 Funkční simulace LC prototypu

Základní myšlenka funkční simulace LC prototypu vychází z popisu příčkové struktury grafem signálových toků a simulací tohoto grafu vhodným elektronickým obvodem. Z aproximace bylo kaskádní syntézou získáno rozložení výsledné přenosové funkce filtru na funkce jednotlivých kaskádně řazených bloků. Kaskádně spojené dvojbrany se vzájemně neovlivňují — v napěťovém módu mají charakter napětím řízených zdrojů napětí a v proudovém módu proudem řízených zdrojů proudu. Přenos celé kaskády je dán součinem přenosů jednotlivých bloků. Na jeho základě se realizuje návrh filtru jako návrh jednotlivých bloků. Návrh je proveden s bloky s jedním OTA a po realizaci lze jednotlivé bloky modifikovat jak z hlediska struktury, tak z hlediska hodnot jednotlivých prvků vybrané struktury. Například změnou transkonduktance jednotlivých bloků pak lze variabilně modifikovat mezní kmitočet.

Analýzou LC struktury z Maplu byly obdrženy obvodové rovnice, kde R je volitelný (fiktivní) rezistor

$$I_1 = \frac{1}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}}(U_G - U_2) \quad (87)$$

$$v_1 = \frac{R}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}}(U_G - U_2) \quad (88)$$

$$U_2 = \frac{1}{\frac{1}{pL_2} + pC_2}(I_1 - I_3 - I_{L4} - pC_4 v_{L4}) \quad (89)$$

$$U_2 = \frac{1}{\frac{R}{pL_2} + RpC_2}(v_1 - v_{L3} - v_{L4} - RpC_4 U_{L4}) \quad (90)$$

$$I_3 = \frac{1}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}}(U_2 - U_3) \quad (91)$$

$$v_{L3} = \frac{R}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}}(U_2 - U_3) \quad (92)$$

$$v_{L4} = \frac{1}{\frac{1}{pL_4} + pC_4}(I_1 - I_{L2} - pC_2 U_2 - I_3 - pC_4(U_2 - U_3)) \quad (93)$$

$$v_{L4} = \frac{1}{\frac{R}{pL_4} + RpC_4}(v_1 - v_{L2} - RpC_2 U_2 - v_{L3} - RpC_4(U_2 - U_3)) \quad (94)$$

$$U_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_z} + pC_5 + \frac{1}{pL_5}}(I_1 - I_{L2} - pC_2 U_2) \quad (95)$$

$$U_3 = \frac{1}{\frac{R}{R_z} + RpC_5 + \frac{R}{pL_5}}(v_1 - U_2 - RpC_2 U_2). \quad (96)$$

To odpovídá realizační struktuře s pěti bloky o přenosech H_1, \dots, H_5

$$H_1 = \frac{R}{R_1 + pL_1 + \frac{1}{pC_1}}, \quad (97)$$

$$H_2 = \frac{1}{\frac{R}{pL_2} + RpC_2}, \quad (98)$$

$$H_3 = \frac{R}{pL_3 + \frac{1}{pC_3}}, \quad (99)$$

$$H_4 = \frac{1}{\frac{R}{pL_4} + RpC_4}, \quad (100)$$

$$H_5 = \frac{1}{\frac{R}{R_z} + RpC_5 + \frac{R}{pL_5}}. \quad (101)$$

5.6 Simulace obvodu

Zapojení s OTA vychází z již uvedených principů v sekci 3. K simulaci byly použity vypočtené hodnoty ze sekce 5.4.

Bylo použito zapojení se vstupním odporem R_0 řazeným paralelně ke zdroji (vhodnější pro funkční simulaci - Schaumann, Valkenburg [13] str. 639) a nahrazení odporů bloky OTA. Šířka propustného pásma byla pro klidový stejnosměrný pracovní proud

$I_{ABC} = 50 \mu\text{A}$ odečtena jako 110.75 kHz. Geometrický střed propustného pásma odpovídá 100 kHz. Přeladěním filtru změnou klidového stejnosměrného pracovního proudu na $I_{ABC} = 100 \mu\text{A}$ byla obdržena šířka propustného pásma 225.88 kHz a geometrický střed propustného pásma 200 kHz.

Pro obdržení geometrického středu propustného pásma $f_m = 168.819 \text{ kHz}$ je třeba zvolit klidový stejnosměrný pracovní proud $I_{ABC} = 84.4 \mu\text{A}$. Byla odečtena šířka propustného pásma 202.78 kHz a útlum v propustném pásmu 6-9 dB.

5.7 Vliv zátěže na funkci obvodu

V simulaci se samozřejmě předpokládá, že všechny OTA zesilovače jsou ideální. Chování filtru ve výsledku ovlivní nedokonalosti reálných OTA (ztráty, parazitní chyby). Další nevýhodou jsou kondenzátory a jejich odchylka od jmenovité hodnoty — oproti tomu rezistory mají obecně minimální odchylku od jmenovité hodnoty. Z literatury podle Schaumanna a Valkenburga [13] také víme, že reálné transkonduktance nejsou ideální zdroje proudu (s nulovou výstupní admitancí) a že většina g_m -C bloků použitých v obvodu má nenulové výstupní admitance. Jejich chování bude tedy extrémně závislé na zátěži, což může úplně změnit zamýšlenou funkci obvodu. Například ve sčítacím obvodu na obrázku 19, popsaným rovnicí 36, zátěžová admitance Y_L změní g_{m3} na $g_{m3} + Y_L$. Podobně zátěž Y_L na ztrátovém integrátoru na obrázku 7 (popsaný rovnicí 20) způsobí změnu g_m na $g_m + Y_L$ v přenosové funkci integrátoru. Proto by transkonduktanční obvody obecně měly být navrženy tak, aby základní bloky řídily vysoko-impedanční uzly (např. vstupy jiných OTA). Pokud mají být řízeny velké zátěže, obvod s OTA musí být řízen *bufferem* (v pinoutu LM13700 na obrázku 14 pin 7, 8 pro první OTA zesilovač a 9,10 pro druhý OTA zesilovač). Případně lze jako *buffer* použít operační zesilovač s jednotkovým zesílením.

K určení chování obvodu musíme mít podle Schaumanna a Valkenburga [13] na paměti, že parazitní admitance $y_p = y_i + y_o$ je přítomna na každém uzlu spojujícím dva OTA zesilovače. Pokud pro jednoduchost předpokládáme, že všechny OTA jsou stejné a výstup V_{out} je zatížen Y_L , dostaneme vztah

$$V_{out} = \frac{g_{m1}}{y_p} \frac{g_{m2}}{y_p} \frac{g_{m3}}{y_p} \dots \frac{g_{mn}}{Y_L + y_p} (V_{in} - V_{out}). \quad (102)$$

Po úpravě

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{y_p}{g_m}\right)^n \left(1 + \frac{Y_L}{y_p}\right)} \simeq 1, \quad (103)$$

$$\left|\frac{y_p}{g_m}\right|^n \ll 1. \quad (104)$$

Podobně pro výstupní impedanci $Z_{out}(p)$ platí

$$Z_{out}(p) = \frac{\frac{1}{y_p}}{1 + \left(\frac{y_p}{g_m}\right)^n} \simeq \frac{1}{y_p} \left(\frac{y_p}{g_m}\right)^n, \quad (105)$$

$$\left|\frac{y_p}{g_m}\right|^n \ll 1. \quad (106)$$

Navrhnout transkonduktance tak, aby platilo $g_m \gg |y_p|$, $|V_{out}/V_{in}| \simeq 1$ a $|Z_{out}| \simeq |1/y_p|$ pro dostatečně velká n , je poměrně snadné. Obvykle se volí $n = 2$ nebo $n = 3$.

5.8 Ladění filtru

Pokud se analogový filtr má chovat podle specifikací, musí být navržen s přesnými hodnotami komponent. Podle Schaumanna a Valkenburga [13] přenosová funkce závisí na frekvencích nul a pólů, Q faktoru pólů (Q faktor definuje, jak moc je systém podtlumený), zesílení — tyto parametry zase závisí na přesné hodnotě součástek. Kritické frekvence s jednotkami $1/\text{čas}$ jsou určeny absolutními hodnotami kapacitorů a rezistorů. Zesílení a Q faktor je určen poměrem kapacitorů a rezistorů. V diskretních obvodech můžou být problémy vyřešeny laděním, buď před, nebo po dokončení návrhu. Pokud například máme časovou konstantu $T = RC$, můžeme změřit T a přizpůsobit rezistor (trimmerem), dokud neobdržíme požadovanou časovou konstantu T_0 .

Hlavním problémem ladění je přesné nalezení časové konstanty C_U/g_m , která mění mezní kmitočet. Časovou konstantu může být obdržena změnou g_m . Pokud je zesílení integrátoru jednotkové, časová konstanta bude nastavena na $1/\omega_{ref}$. Pokud bude referenční signál poslán na vstup integrátoru a oba vstupní a výstupní signály přes dva indentické špičkové detektory, naladíme g_m dokud jednotkové zesílení frekvence integrátoru nebude f_{ref} . Tomuto zapojení se říká *Master-Slave Tuning*. Také lze použít ladění pomocí Q-faktoru.

Dalšími problémy obecně u OTA, které mohou ovlivnit funkci obvodu, je nízké stejnosměrné zesílení, nízké UGBW a vysoký šum. Tyto problémy se dají částečně vyřešit zvýšením transkonduktance. Zvýšením výstupní impedance se zvýší i stejnosměrné zesílení.

5.9 Zhodnocení funkčnosti

Pro návrh filtru ve spojitém časovém pásmu se pro zhodnocení funkčnosti používá THD (*Total Harmonic Distortion*) a SNR (*Signal-to-Noise Ratio*). SNR lze definovat jako poměr mezi přijatým signálem a šumem spojeným se získáním tohoto signálu. Hodnota SNR roste s rostoucí velikostí signálu. Maximální hodnoty SNR je dosaženo při zaznamenání maximálního signálu (tzn. při dosažení úrovně saturace) [21]. Poměr větší než 1 (0 dB) znamená, že amplituda signálu je větší než šumu. Definice je podle [22]

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{signal}}{P_{noise}} \right). \quad (107)$$

Hlavní vliv na THD má linearita transkonduktance, protože do systému filtru indukuje harmonické zkreslení (HD — *Harmonic Distortion*). Pro nízké frekvence má na SNR vliv tepelný šum — ten může vzniknout vlivem nerovnoměrností struktury, teplotními kmity krystalové mřížky náhodným, či tepelným pohybem nabitých částic (zpravidla elektronů) v rámci elektrických vodičů. Teoreticky se dá říci, že tepelný šum není generován jen ve vodičích, jejichž teplota je rovna nebo téměř rovná absolutní nule. Jakákoliv vyšší teplota již znamená náhodný pohyb elektronů a tedy vznik šumu (Motchenbacher [23], [24]). Vliv tepelného šumu ovlivňuje hlavně funkčnost OTA s menšími hodnotami transkonduktance. Tepelný šum je také znám jako $1/f$ šum, protože jeho spektrální hustota výkonu je inverzní k frekvenci [1]. Ztráty způsobené šumem mohou být vzhledem ke konečnému zesílení kompenzovány předzesilovačem.

Některá zapojení s nekonečnou vstupní impedancí mají poměrně vysokou výstupní

5 NÁVRH V MAPLE

impedanci. Kaskádní zapojení lze rovněž kompenzovat *bufferem*, což ale sníží šířku pásma celé struktury.

Analýzou obvodu se zapojením PP 4. řádu (kaskádní zapojení obvodu z obrázku 65) a obvodu s hodnotami komponent z Maplu bylo obdrženo bylo určeno THD a šum. Byl použit klidový stejnosměrný pracovní proud $I_{ABC} = 50 \mu\text{A}$ odpovídající geometrickému středu propustného pásma 100 kHz. Šum zde byl počítán jako výkon signálu ve zvoleném uzlu vydělený celkovým výkonem tepelného šumu na standardní teplotě (27 °C). Je to tedy poměr vstupního SNR k výstupnímu SNR. Jak lze vidět z tabulek 5 a 6, odstup signál šum je nejmenší pro frekvenci 100 kHz odpovídající geometrickému středu propustného pásma. Také bylo změřeno THD pro různé frekvence

Frekvence [kHz]	Odečtený šum [dB]
1	89.571
10	49.313
100	9.514
1000	45.341

Tabulka 5: Šum pro PP 4. řádu s výsledky z Maplu

Frekvence [kHz]	Odečtený šum [dB]
1	145.616
10	68.576
100	21.531
1000	108.632

Tabulka 6: Šum pro PP 4. řádu

zdroje se základní frekvenci 100 kHz, viz tabulka 7 a 8. Dle očekávání je nejnižší pro nejmenší počet harmonických frekvencí.

Frekvence zdroje [kHz]	Počet harmonických frekvencí	THD [%]
100	3	2.969
	5	3.102
	10	3.125

Tabulka 7: THD pro PP 4. řádu s výsledky z Maplu

Frekvence zdroje [kHz]	Počet harmonických frekvencí	THD [%]
100	3	0.114
	5	0.216
	10	0.267

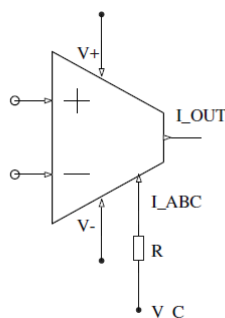
Tabulka 8: THD pro PP 4. řádu

6 Praktická část

V Altii byla vytvořena DPS pro DP 4. řádu, PP 2. řádu. Keramický vícevrstvý kapacitor byl zvolen vhodný pro povrchovou montáž plošných spojů (SMD) 10 pF, jmenovité napětí stejnosměrného proudu 50 V, tolerance 10 %.

Jako zdroj proudu lze použít PNP tranzistor. Řízení OTA vstupním proudem pomocí napětového zdroje je popsáno na obrázku 34 (Geiger, Sanchez-Sinencio [25]). Toto zapojení je velmi citlivé na malé změny napětí. Z tohoto důvodu je v praktickém zapojení zvolen přeladitelný odpor.

K řízení odporu byl použit přeladitelný odpor o hodnotě $1\text{ M}\Omega$. Zapojení se zdrojem na 1 V odpovídá klidový stejnosměrný pracovní proud $1\text{ }\mu\text{A}$, který odpovídá dvojnásobku proudu použitého v simulaci. Dle dokumentace k simulačnímu bloku LM13700 je reálný proud dvakrát větší. Přeladitelný odpor byl zvolen 3361S-1-105GLF (tolerance 10 %, jmenovitý výkon 500 mW).



Obrázek 34: Schéma zapojení napětového zdroje pro klidový stejnosměrný pracovní proud

6.1 Návrhy bikvadů

Byly vytvořeny 4 různé návrhy bikvadů. Použito bylo řízení vstupního napětí přeladitelným odporem s PNP tranzistorem, další přeladitelné odpory na doladění mezního kmitočtu jsou u každého OTA. K řízení bylo použito PNP tranzistorové pole s 3 tranzistory v pouzdře. Výstup dolní/pásmová propust lze zvolit přepínačem.

PNP pole bylo zvoleno MMPQ3906, přepínač EG1215AA a EG1315AA, přeladitelný odpor Bourns 3361S.

7 Závěr

Cílem práce bylo navrhnout pásmovou propust 4. řádu s Cauerovou aproximací. Po seznámení s principy OTA 2.2 a náhradou prvků v obvodech s nimi 3 byla provedena simulace. V sekci 4.1 bylo v MultiSimu realizováno zapojení filtru typu dolní propust 2. řádu s poklesem 40 dB/dek, pásmová propust 1. řádu s poklesem 20 dB/dek. Poté byl kaskádním zapojením obdržen filtr typu dolní propust 4. řádu s poklesem 80 dB/dek, pásmová propust 2. řádu s poklesem 40 dB/dek. Dalším kaskádním blokem byla obdržena požadovaná pásmová propust 4. řádu s poklesem 80 dB/dek. Výsledky simulací prokazují poměrně dobré vlastnosti navržené struktury.

V sekci 5 byla knihovnou Syntfil provedena matematická syntéza filtru a zapojení bylo převedeno na LC příčkovou strukturu. Mezní kmitočty a parametry propustného a zádržného pásma byly zvoleny $f_{-s} = 60$ kHz, $f_{-p} = 150$ kHz, $f_p = 190$ kHz, $f_s = 280$ kHz, kde f_{-s} , f_s označuje spodní a horní hranici nepropustného pásma a f_{-p} , f_p spodní a horní hranici propustného pásma. Útlum v propustném pásmu byl zvolen 1 dB a v zádržném 80 dB. Mezikrokem v návrhu byl převod pásmové propusti na normovanou dolní propust. Pro LC strukturu byly obdrženy hodnoty prvků, které byly odnormovány v sekci 5.4. Byla provedena ARC syntéza s využitím gyrátorů, po níž výsledný obvod obsahoval pouze OTA a kapacitory. Zapojení ze sekce 4.1 obsahovalo 8 kapacitorů. Výsledným zapojením vycházejícím z LC příčkového filtru bylo získáno 10 kapacitorů a 15 aktivních součástek. Byla provedena THD analýza a porovnání šumu pro různé frekvence. Z této analýzy se potvrdily dobré propustné vlastnosti filtru na kmitočtu 100 kHz. Tento kmitočet byl pro účely simulace přeladěn klidovým stejnosměrným pracovním proudem z původních 169 kHz.

Je nutné dbát na to, že toto zapojení obsahuje neuzemněné kapacity a nebude vhodné pro krátké vlny (frekvence v řádech MHz, což odpovídá vlnovým délkám 10–100 m). Pro tyto vysoké frekvence také OTA nemohou být použity kvůli limitovanému GBP. U neuzemněných kapacit je také nutné dbát na to, že klidový stejnosměrný pracovní proud může způsobit akumulaci náboje na kapacitorech a eventuálně i saturaci OTA. Větší počet OTA také kvůli zpětným vazbám může mít vliv na stabilitu celého obvodu, čímž se sníží pásmo pro klidový stejnosměrný pracovní proud — filtr pak může být stabilní jen v malém kmitočtovém pásmu.

Dalším krokem byl návrh DPS (sekce 6). Obvod bude prakticky realizován a odzkoušen. Pro lepší návrh by bylo vhodné analyzovat výslednou strukturu popsanou přenosy gyrátorů (sekce 5) a získat z ní zapojení s OTA, což by minimalizovalo počet OTA ve struktuře.

Reference

- [1] SHUENN-YUH, Lee a Cheng CHIH-JEN. *Systematic Design and Modeling of a OTA-C Filter for Portable ECG Detection*. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems [online]. 2009, Únor 2009 (Vol. 3, no. 1), 11 [cit. 2019-11-05]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/224367186_Systematic_Design_and_Modeling_of_a_OTA-C_Filter_for_Portable_ECG_Detection
- [2] *Dlouhé vlny*. Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-04]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Dlouh%C3%A9_vlny
- [3] *Střední vlny*. Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-04]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/St%C5%99edn%C3%AD_vlny
- [4] *ZigBee*. Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-04]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/ZigBee>
- [5] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. Praha, BEN 2002, 536s. ISBN 80-7300-023-7.
- [6] SUCHÁNEK, Tomáš. *Kmitočtový filtr* [online]. Brno, 2009 [cit. 2019-11-05]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=17738. Bakalářská práce. VUT v Brně. Vedoucí práce Ladislav Káňa.
- [7] KAŠPER, Ladislav. *Návrh kmitočtového filtru* [online]. Ostrava, 2012 [cit. 2019-04-28]. Dostupné z: https://dspace.vsb.cz/bitstream/handle/10084/92901/KAS279_FEI_N2647_2601T013_2012.pdf?sequence=1&isAllowed=y. Diplomová práce. VŠB-TU Ostrava, FEI. Strana 18.
- [8] VEDRAL, Josef a Jakub SVATOŠ. *Zpracování a digitalizace analogových signálů v měřící technice*. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2018. ISBN 978-80-01-06424-5. Strana 136, obrázek 5.3.9, 5.3.10.
- [9] HOSPODKA, Jiří. *Úvod do analogových filtrů* [online]. Praha, 2018 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: <https://moodle.fel.cvut.cz/course/view.php?id=1434>. Přednáška. ČVUT FEL. Strana 21, 24, 69, 72.
- [10] RAMSDEN, Ed. *An Introduction to Analog Filters*. Sensors Online [online]. 3 Speen Street, Suite 300, Framingham, MA 01701: Questex, 2019, 1/7/2001 [cit. 2019-05-18]. Dostupné z: <https://www.sensorsmag.com/components/introduction-to-analog-filters>
- [11] *High-pass filtering pre-processing before computing audio features*. Stack Exchange Inc [online]. 2019 [cit. 2019-04-22]. Dostupné z: <https://dsp.stackexchange.com/questions/27586/high-pass-filtering-pre-processing-before-computing-audio-features>
- [12] MARTINEK, Pravoslav, Petr BOREŠ a Jiří HOSPODKA. *Elektrické filtry*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2003. ISBN 80-01-02765-1. Strana 29, tabulka 2.12. Strana 74, obrázek 4.17. Strana 141, obrázek 5.43.

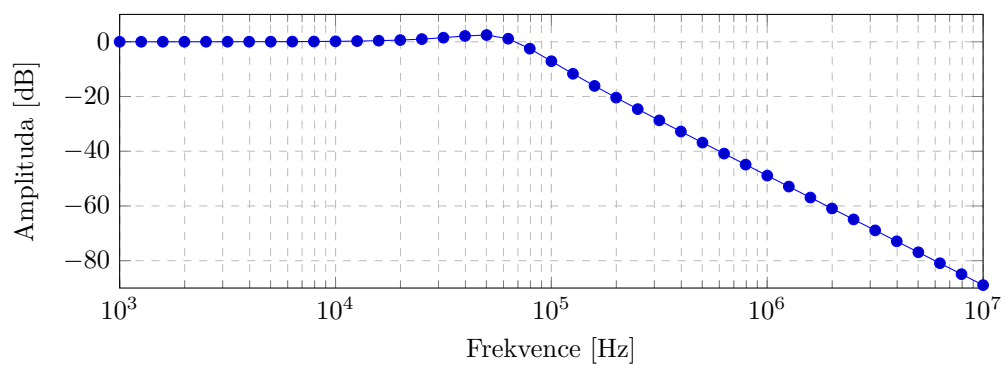
- [13] SCHAUMANN, Rolf a Mac E. Van VALKENBURG. *Design of Analog Filters*. New York: Oxford University Press, 2001. ISBN 0195118774. Strana 213, obrázek 4-13. Strana 236, obrázek 4-35 a),b). Strana 237, obrázek 4-36 a),b). Strana 608, obrázek 16-2 a),b).
- [14] MICHAL, Vratislav. *Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napěťovém módu* [online]. Brno, 2017 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: <https://docplayer.cz/43256146-Vybrane-vlastnosti-obvodu-pracujicich-v-proudovem-modu-a-napetovem-modu.html>. Článek. Brno University of Technology. Strana 5.
- [15] SHAKTOUR, Mahmoud. *Nekonvenční obvodové prvky pro návrh příčkových filtrů* [online]. Brno, 2010 [cit. 2019-10-25]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=35975. Disertační práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Dalibor Biolek. Strana 8, obrázek 3-1 (a). Strana 9, obrázek 3-2. Strana 11, obrázek 3-5. Strana 12, obrázek 3-6. York, 1968 (Vol. 56, no. 3). Článek. IEEE Proc. Strana 1368–1369.
- [16] SMITH, K.C., SEDRA, A.S. *The current conveyor: a new circuit building block*. New York, 1968 (Vol. 56, no. 3). Článek. IEEE Proc. Strana 1368–1369.
- [17] SMITH, K.C., SEDRA, A.S. *A second generation current conveyor and its application*. New York, 1970 (CT-17). Článek. IEEE Trans. Strana 132–134.
- [18] *Transconductance Amplifiers* [online]. 2019 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/Amplifier-ICs/Transconductance-Amplifiers/_/N-6j73l?P=1y95od0
- [19] *THD*. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-19]. Dostupné z: <https://cs.wikipedia.org/wiki/THD>
- [20] LM13700: Dual Operational Transconductance Amplifiers With Linearizing Diodes and Buffers. In: *Texas Instruments* [online]. Dallas, Texas: Texas Instruments Incorporated, 2018 [cit. 2019-03-30]. Dostupné z: www.ti.com/lit/ds/symlink/lm13700.pdf Strana 1. Strana 9, obrázek 16.
- [21] *SNR poměr*. In: Optixs.cz [online]. Praha, 2019 [cit. 2019-11-19]. Dostupné z: <https://www.optixs.cz/slovník-17/snr-pomer-70s>
- [22] *Signal-to-noise ratio*. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-19]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Signal-to-noise_ratio
- [23] MOTCHENBACHER, C. D.; CONNELLY, J. A. *Low-noise electronic system design*. [s.l.]: Wiley Interscience, 1993.
- [24] *Elektronický šum*. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-11-05]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Elektronick%C3%BD_%C5%A1um#cite_note-noise-1
- [25] GEIGER, Randall L. a Edgar SÁNCHEZ-SINENCIO. *Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial*. IEEE CIRCUITS AND DEVICES MAGAZINE [online]. 1985, 1985 (Březen), 13 [cit. 2019-11-06]. Dostupné z: <https://www.ece.uic.edu/~vahe/spring2013/ece412/OTA-structures2.pdf>

Příloha A:

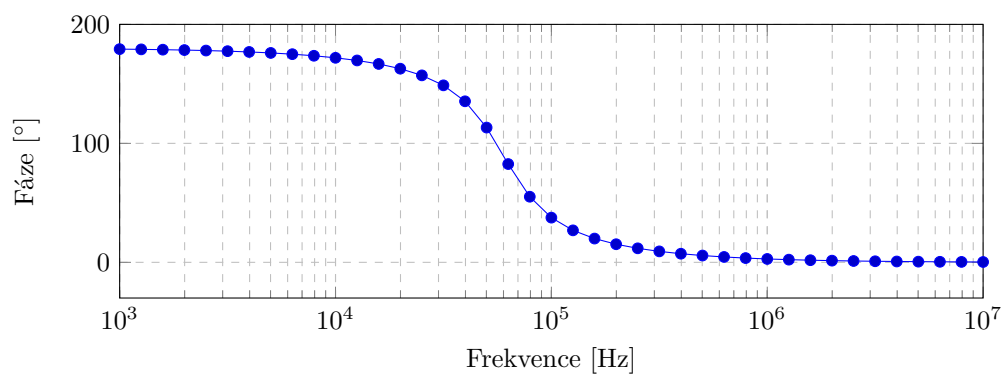
Seznam příložených souborů na CD

readme.txt soubor s popisem obsahu CD
Altium adresář se schématem DPS
├─ Assembly Drawings.pdf schéma DPS pouze se součástkami
├─ Composite Drill Drawing.pdf schéma pro vrtání
├─ Final Artwork Prints.pdf soubor se všemi vrstvami na desce
├─ Libraries adresář s knihovnami
├─ PCB Prints.pdf schéma DPS
├─ Project Outputs adresář s design rule check souborem
├─ Project Outputs for OTA adresář se výstupními soubory
├─ Schematic Prints.pdf schéma zapojení
├─ Solder_Paste Mask Prints.pdf schéma pro vrstvu pájecí pasty
Altium biquads schémata a DPS pro různá zapojení bikvadů
Doc dokumentace
├─ lm13700.pdf datasheet k LM13700
Images obrázky použité v textu
LaTeX adresář s \LaTeX zdrojovými kódy
Maple adresář s Maple skriptem
├─ bandpass.mw Maple skript
Multisim soubory se schématy v Multisimu
├─ BP4.ms14 pásmová propust 4. řádu
├─ BPLPHP.ms14 základní zapojení pro bikvad
├─ LP2.ms14 dolní propust 2. řádu
├─ LP4BP2.ms14 dolní propust 4. řádu, pásmová propust 2. řádu
├─ MapleOutput.ms14 výsledné schéma s výsledky z Maplu
Thesis Text adresář s textem práce
├─ BP_Pacalova_Klara_2020.pdf práce v PDF formátu

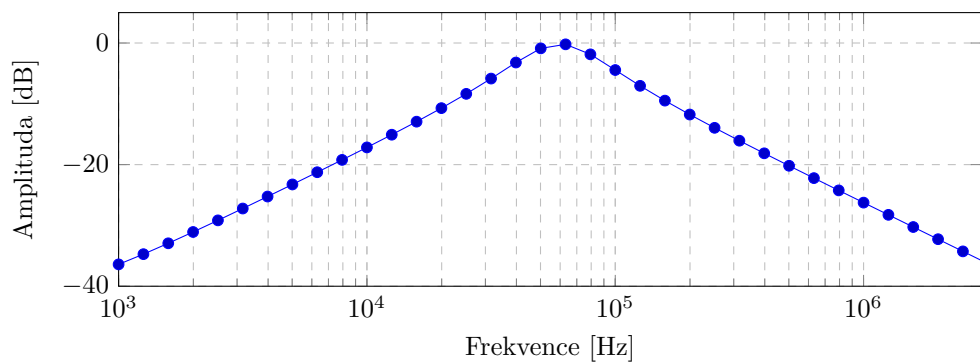
Příloha B: Výsledky simulace



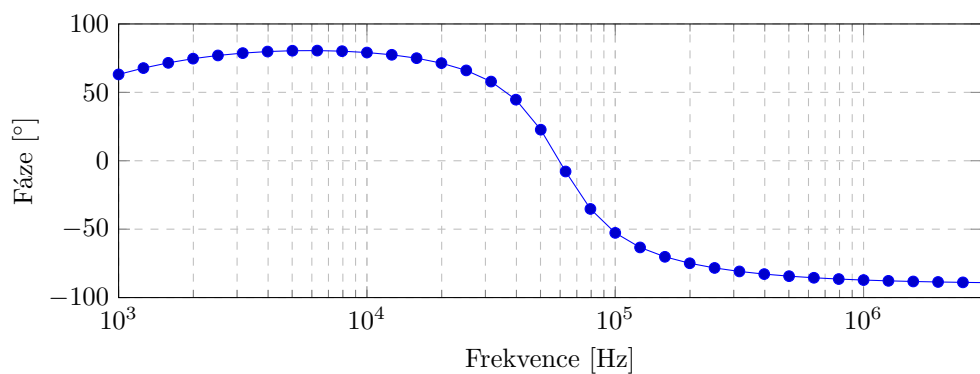
Obrázek 35: Amplitudová charakteristika DP 2. řádu



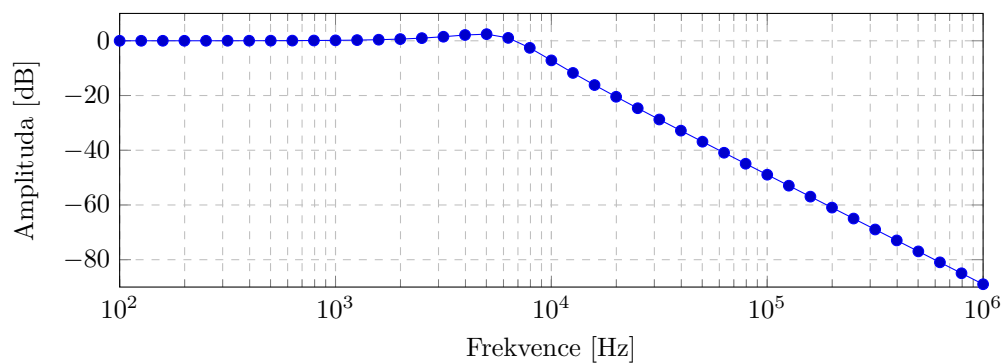
Obrázek 36: Fázová charakteristika DP 2. řádu



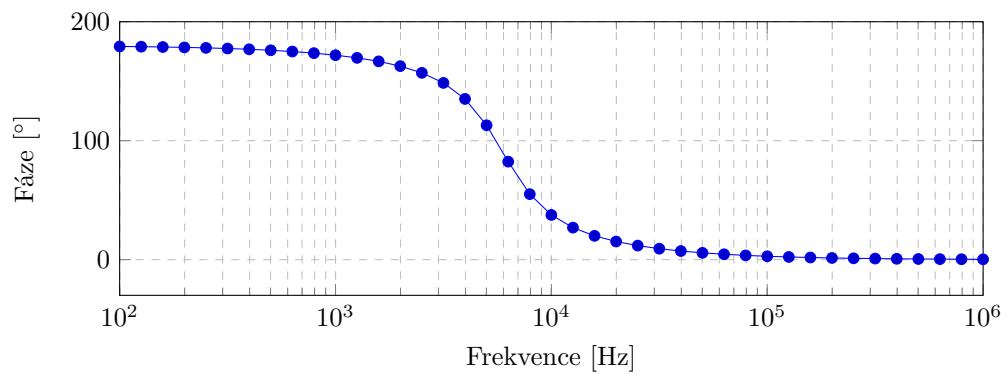
Obrázek 37: Amplitudová charakteristika PP 1. řádu



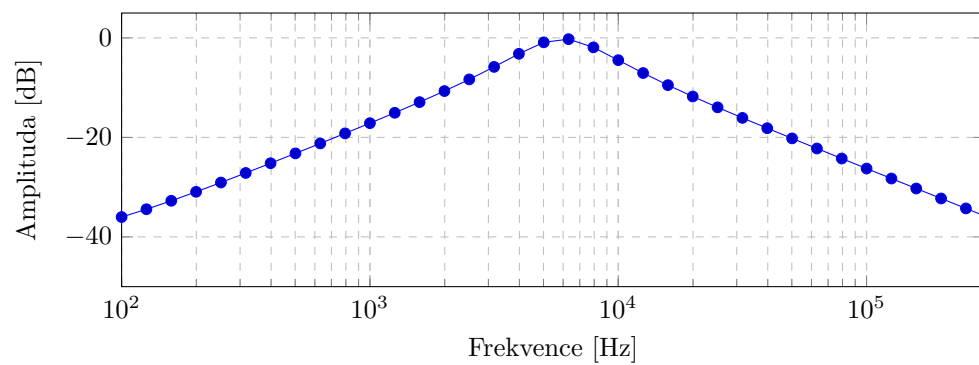
Obrázek 38: Fázová charakteristika PP 1. řádu



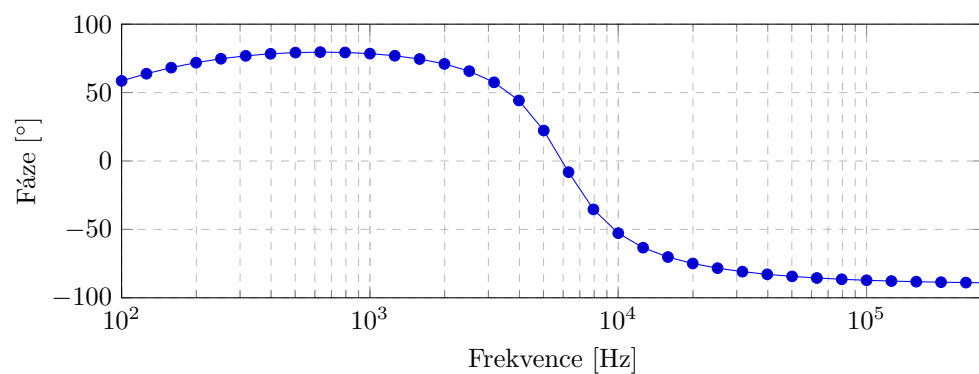
Obrázek 39: Amplitudová charakteristika DP 2. řádu s $I_{ABC} = 0.05 \mu\text{A}$



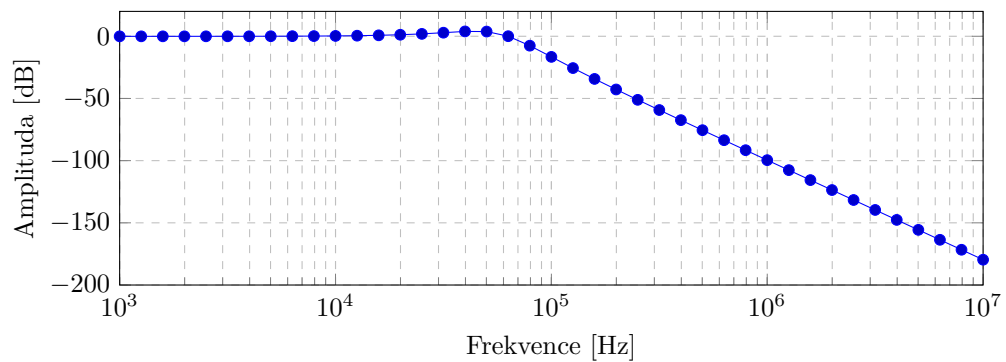
Obrázek 40: Fázová charakteristika DP 2. řádu s $I_{ABC} = 0.05 \mu\text{A}$



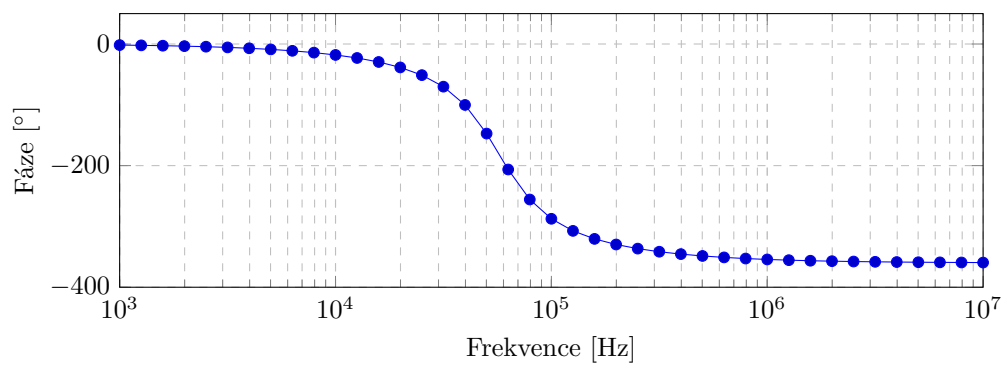
Obrázek 41: Amplitudová charakteristika PP 1. řádu s $I_{ABC} = 0.05 \mu\text{A}$



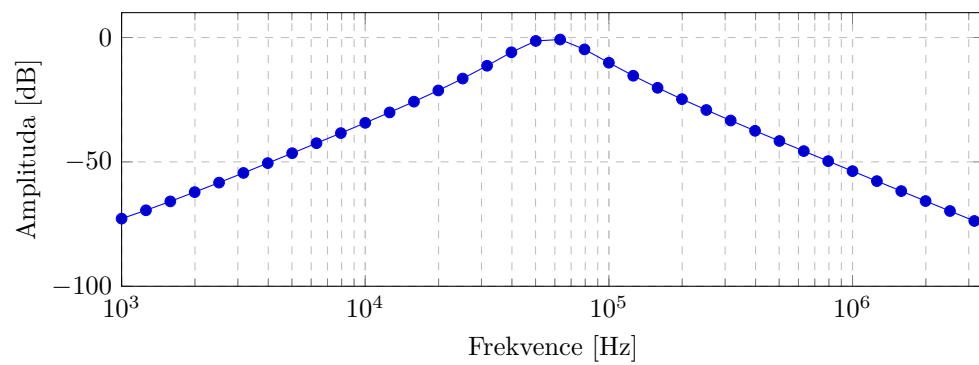
Obrázek 42: Fázová charakteristika PP 1. řádu s $I_{ABC} = 0.05 \mu\text{A}$



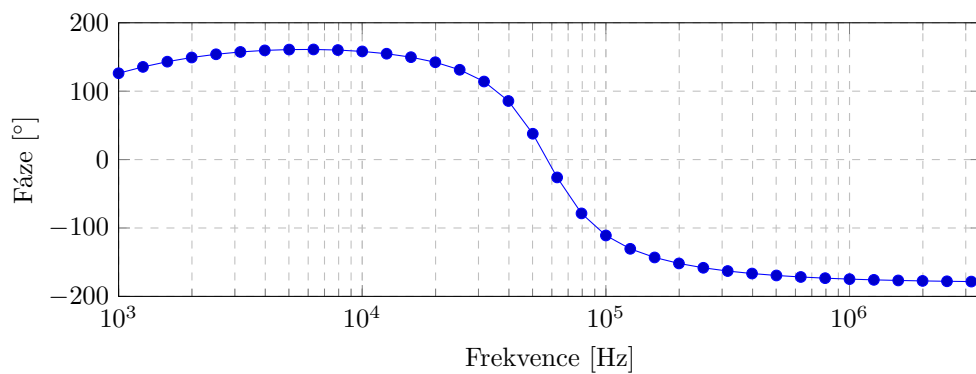
Obrázek 43: Amplitudová charakteristika DP 4. řádu



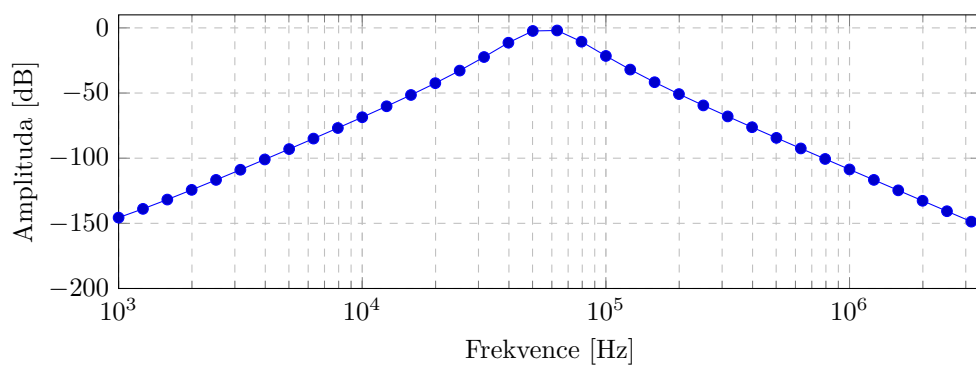
Obrázek 44: Fázová charakteristika DP 4. řádu



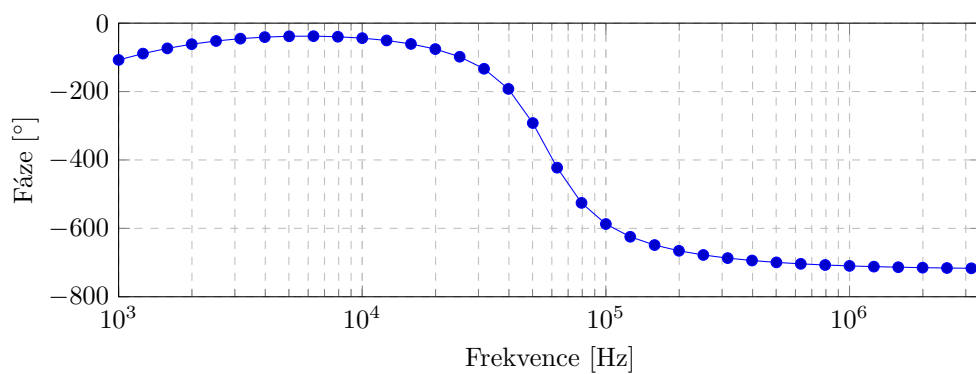
Obrázek 45: Amplitudová charakteristika PP 2. řádu



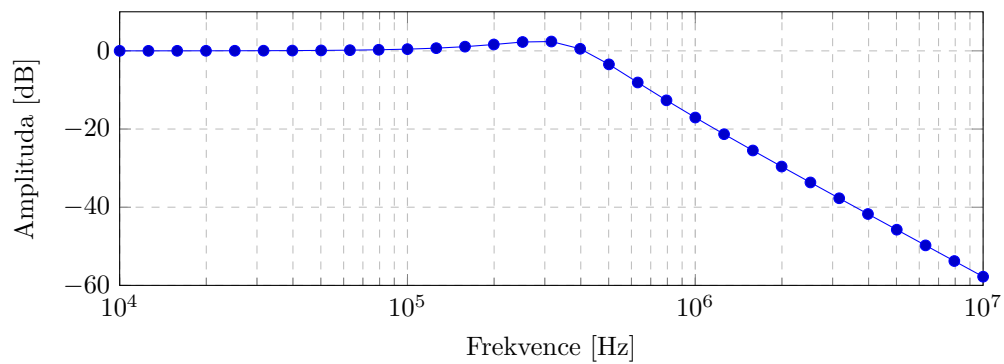
Obrázek 46: Fázová charakteristika PP 2. řádu



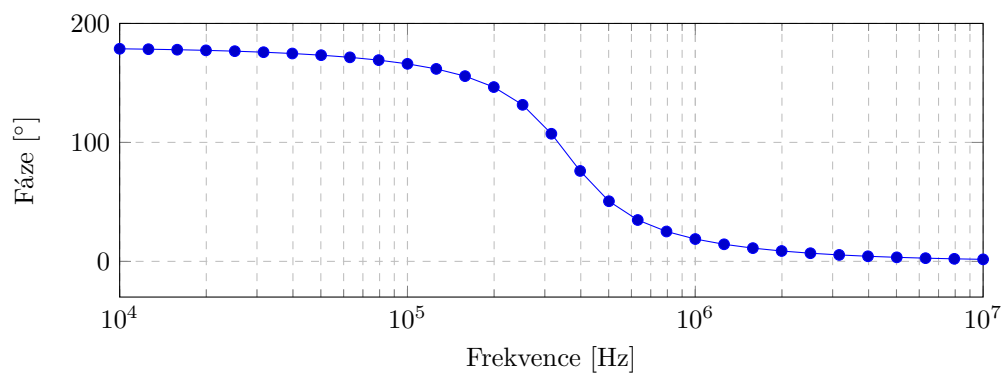
Obrázek 47: Amplitudová charakteristika PP 4. řádu



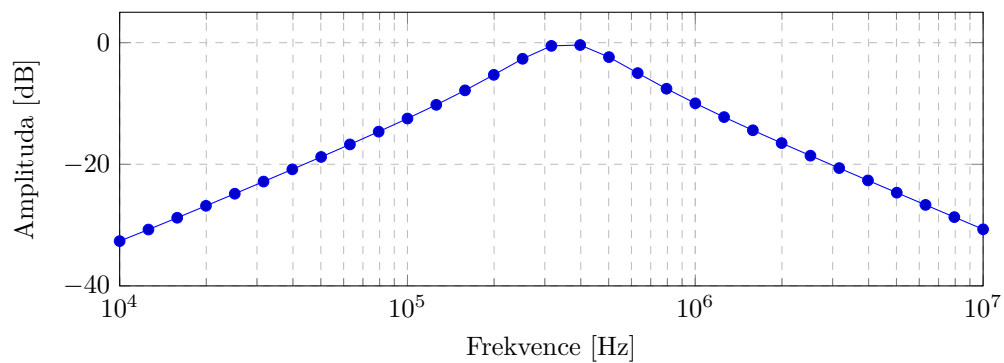
Obrázek 48: Fázová charakteristika PP 4. řádu



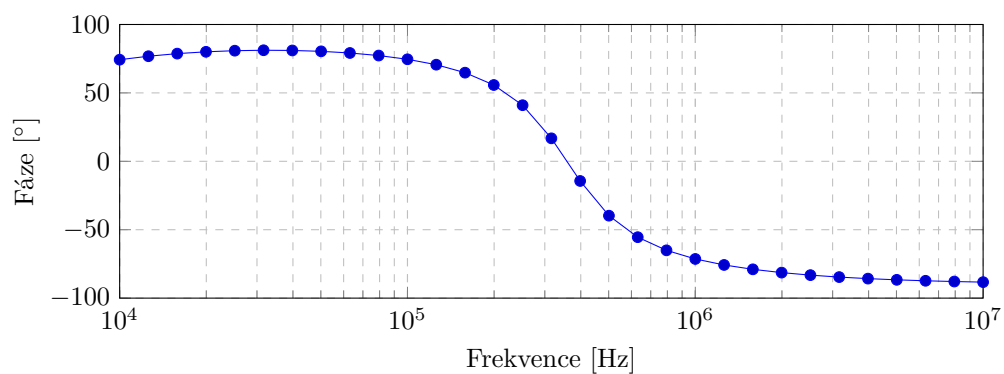
Obrázek 49: Amplitudová charakteristika DP 2. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



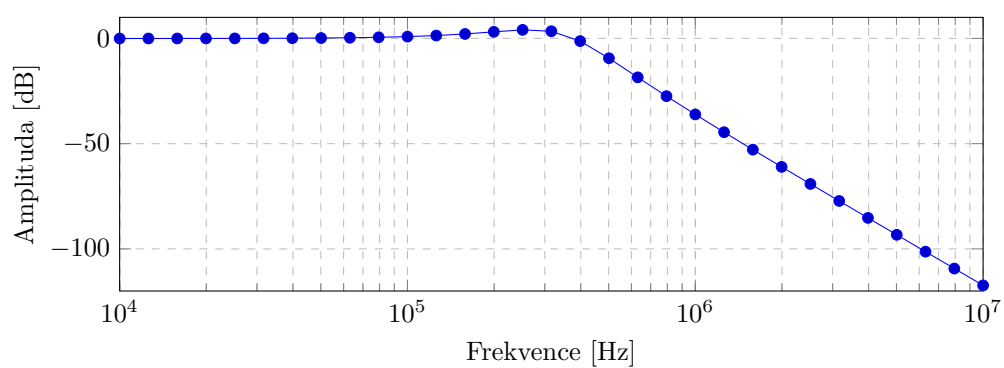
Obrázek 50: Fázová charakteristika DP 2. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



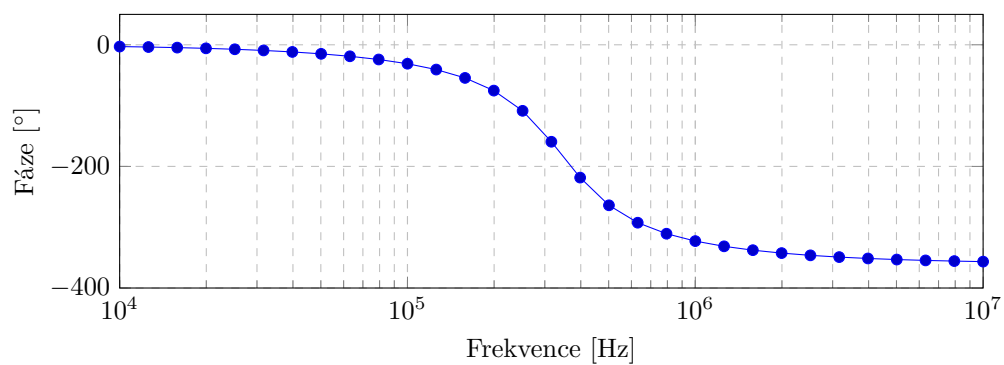
Obrázek 51: Amplitudová charakteristika PP 1. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



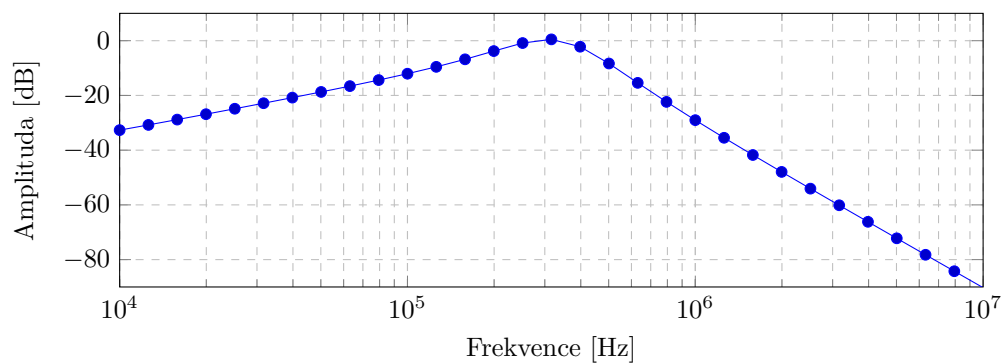
Obrázek 52: Fázová charakteristika PP 1. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



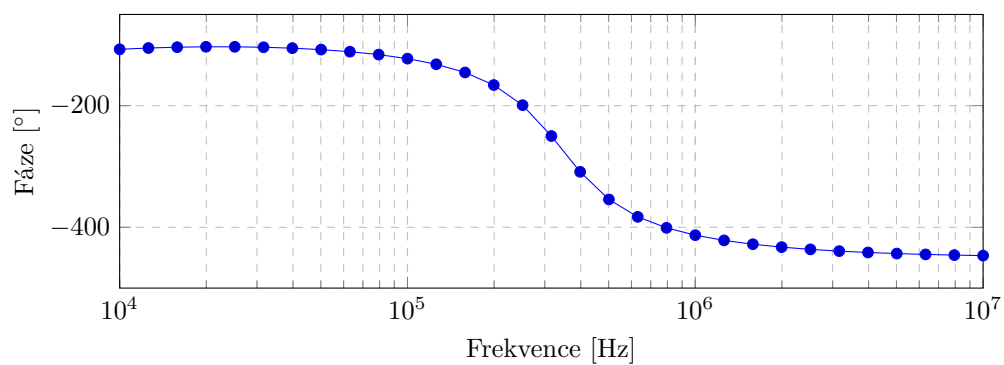
Obrázek 53: Amplitudová charakteristika DP 4. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



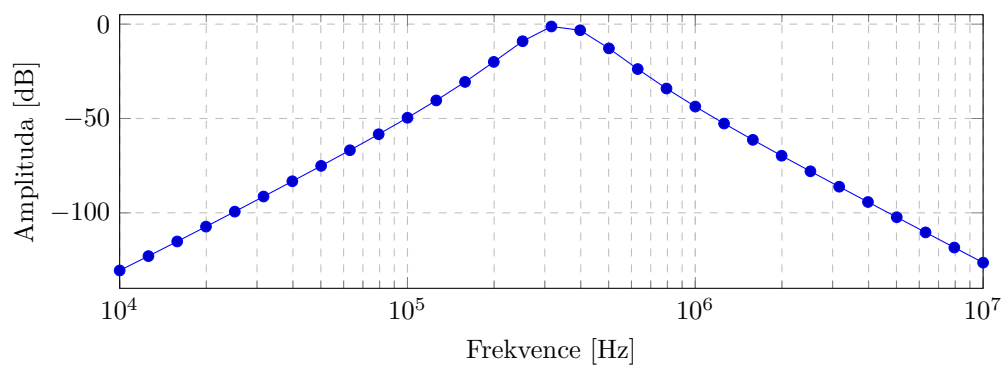
Obrázek 54: Fázová charakteristika DP 4. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



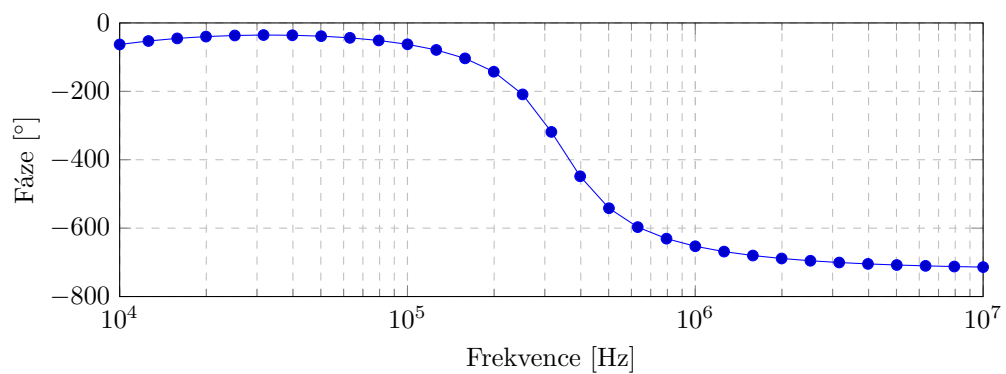
Obrázek 55: Amplitudová charakteristika PP 2. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



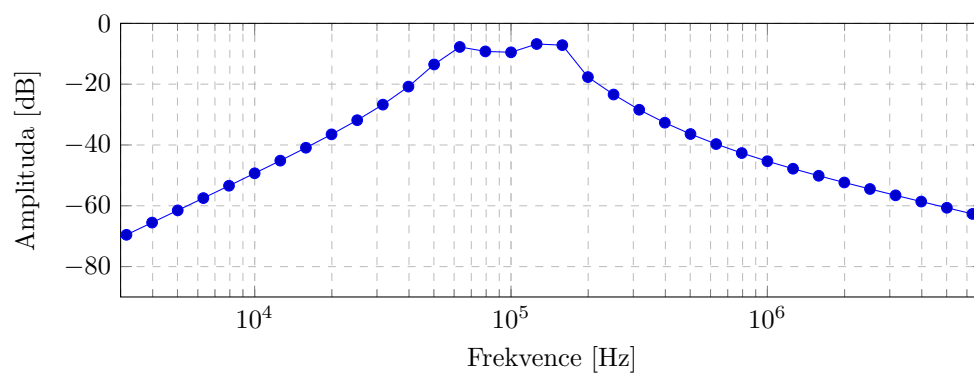
Obrázek 56: Fázová charakteristika PP 2. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



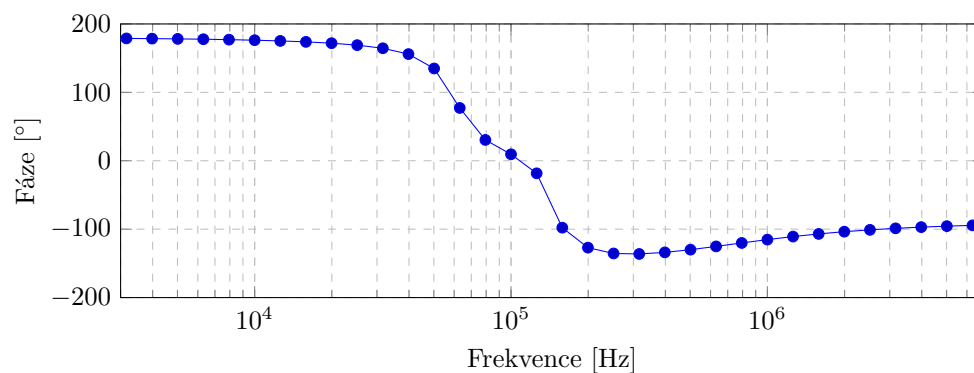
Obrázek 57: Amplitudová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



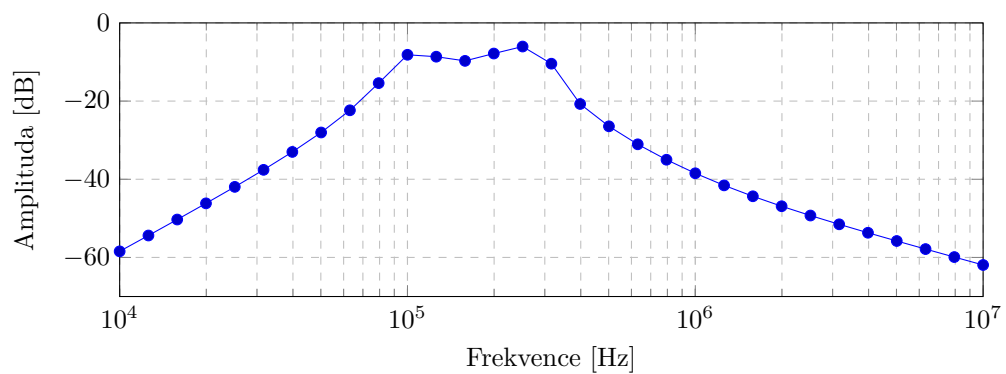
Obrázek 58: Fázová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 3 \mu\text{A}$



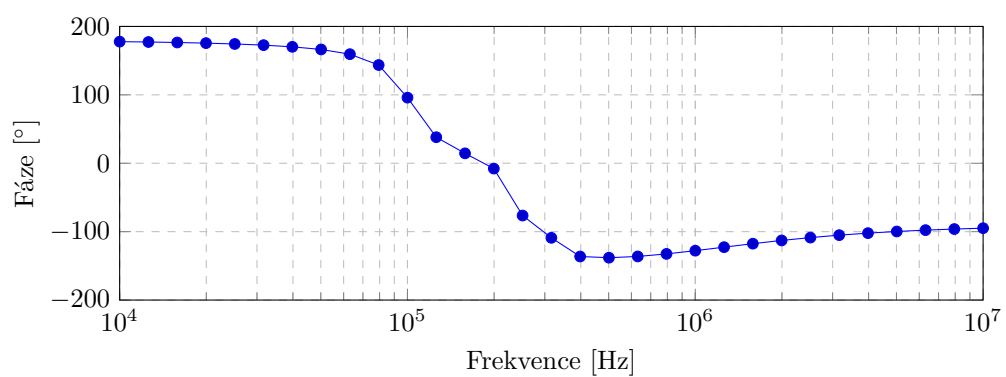
Obrázek 59: Amplitudová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 50 \mu\text{A}$



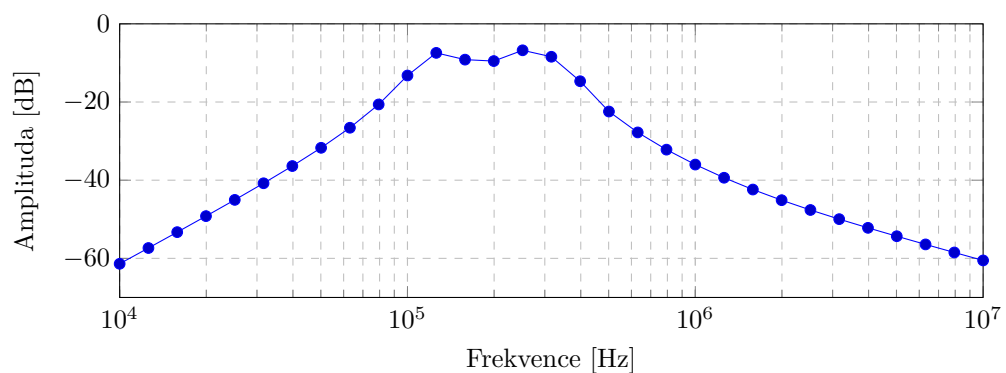
Obrázek 60: Fázová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 50 \mu\text{A}$



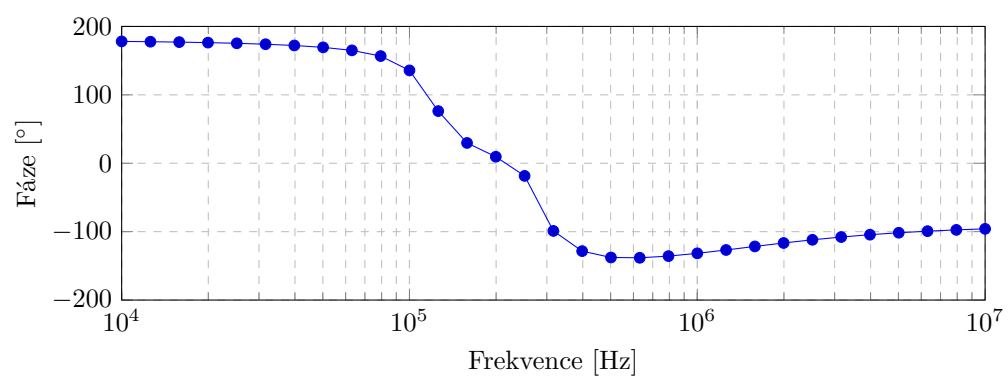
Obrázek 61: Amplitudová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 84.4 \mu\text{A}$



Obrázek 62: Fázová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 84.4 \mu\text{A}$



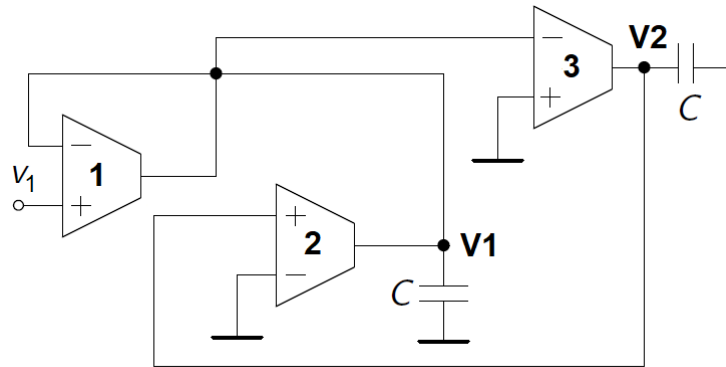
Obrázek 63: Amplitudová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 100 \mu\text{A}$



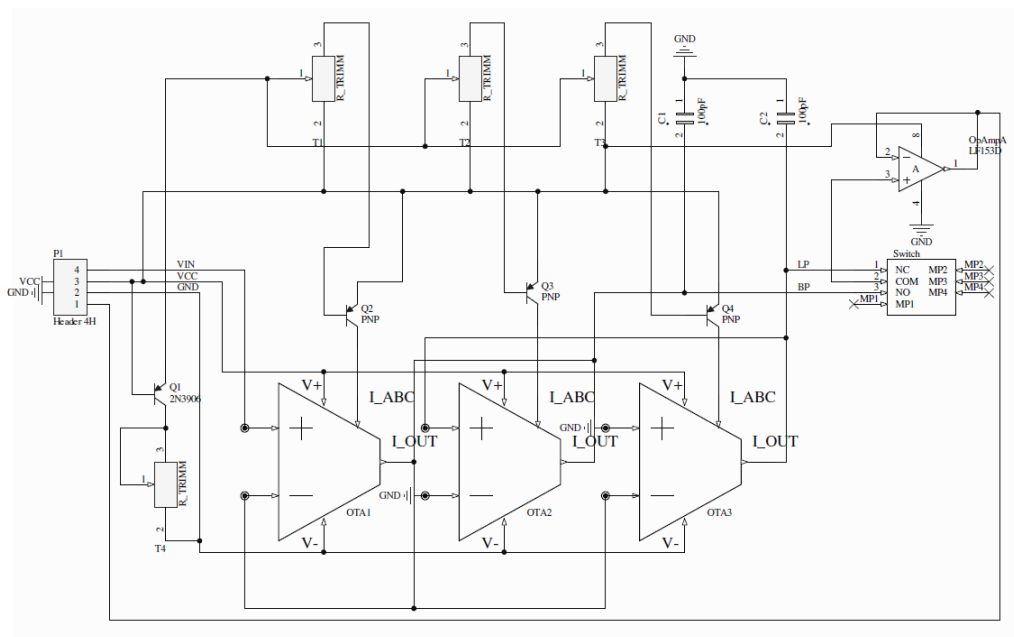
Obrázek 64: Fázová charakteristika PP 4. řádu s $I_{ABC} = 100 \mu A$

Příloha C:

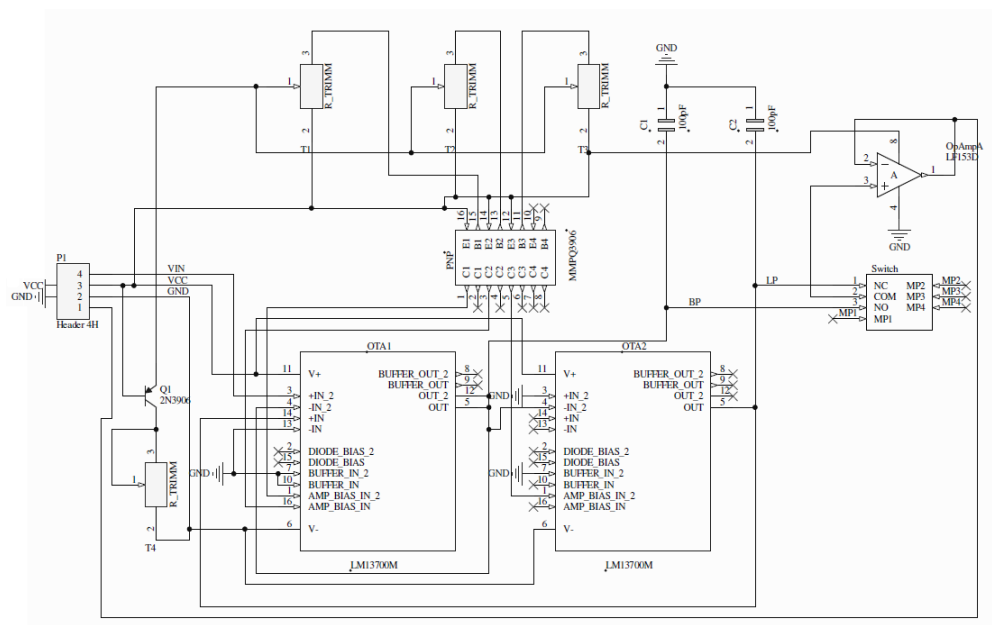
Schémata a DPS pro bikvady



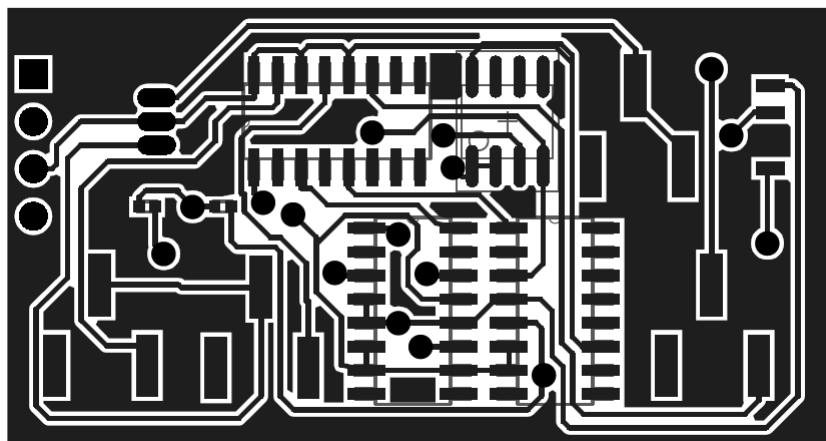
Obrázek 65: Schéma zapojení OTA



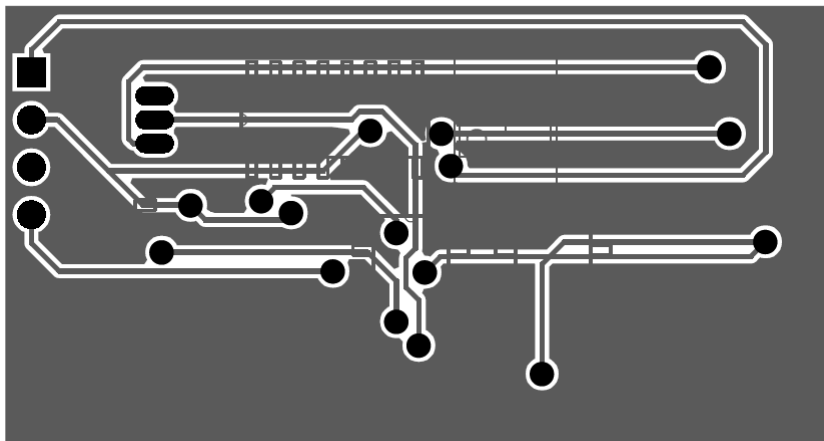
Obrázek 66: Schéma s obvodovými prvky s řízeným napájením



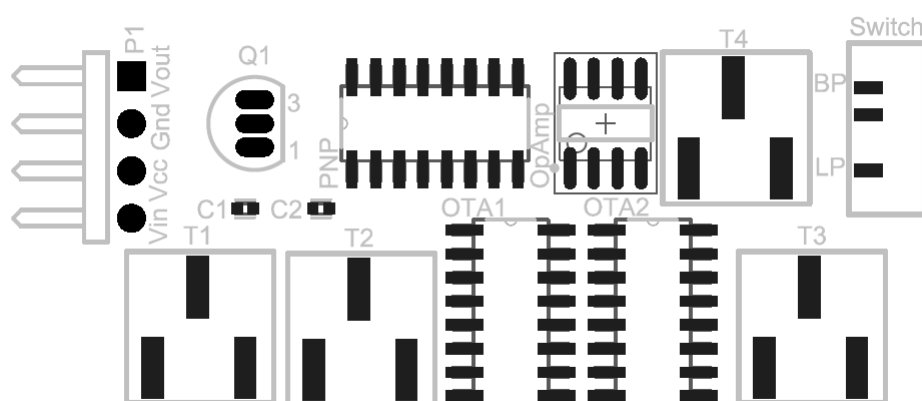
Obrázek 67: Schéma se zapojením IO s řízeným napájením



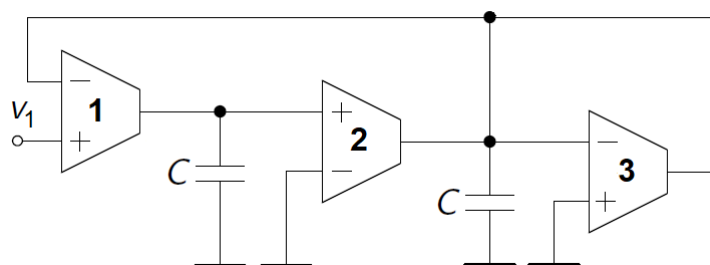
Obrázek 68: Horní strana DPS



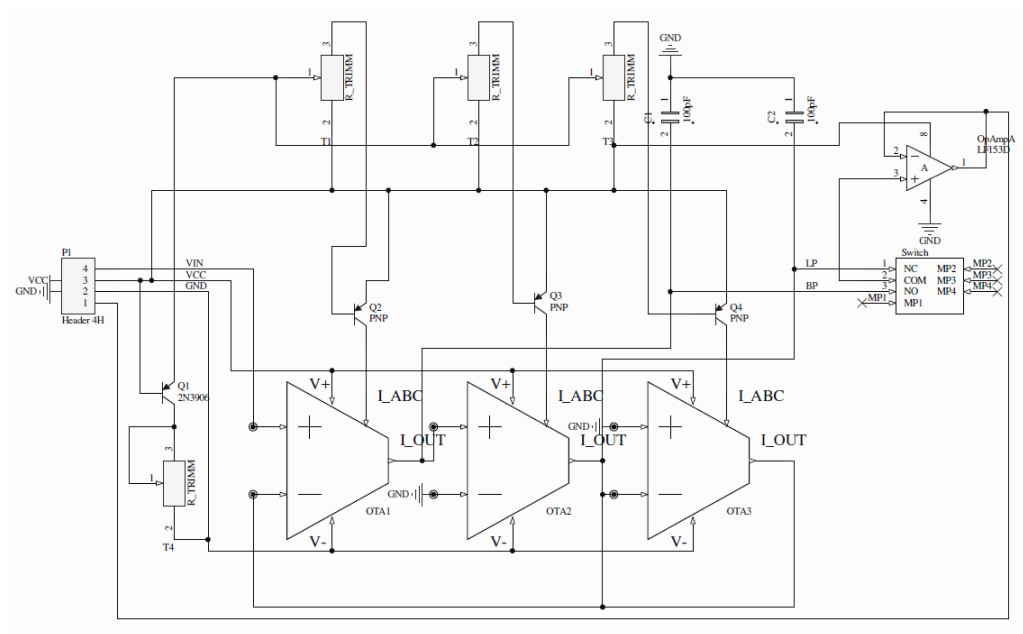
Obrázek 69: Spodní strana DPS



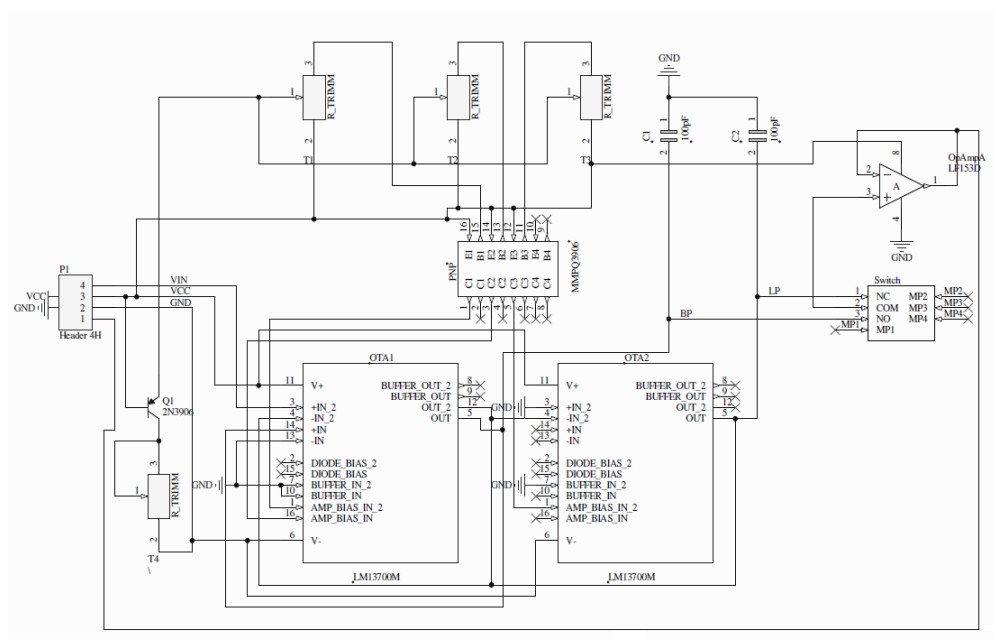
Obrázek 70: Rozmístění součástek



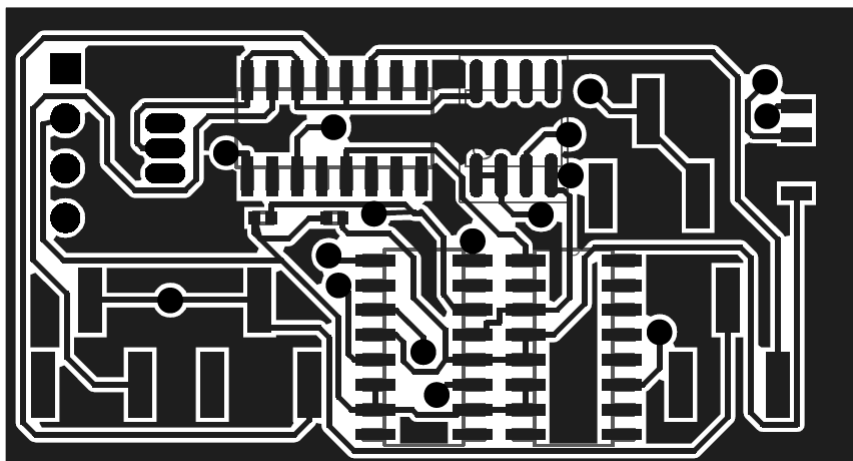
Obrázek 71: Schéma zapojení OTA



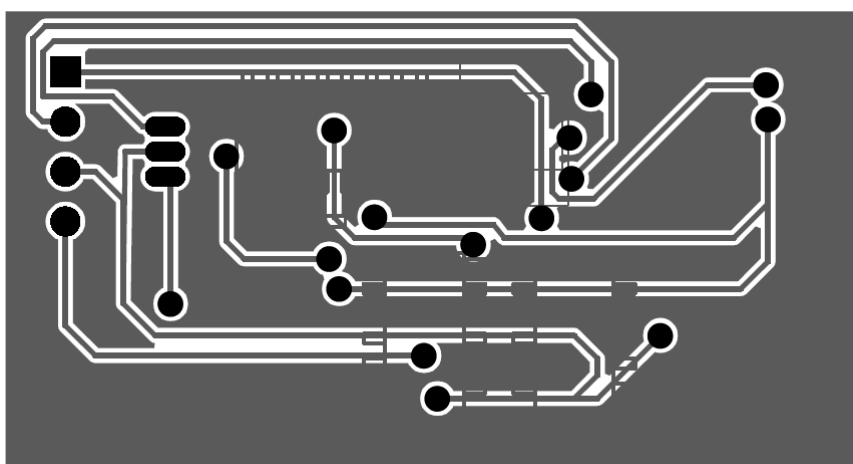
Obrázek 72: Schéma s obvodovými prvky s řízeným napájením



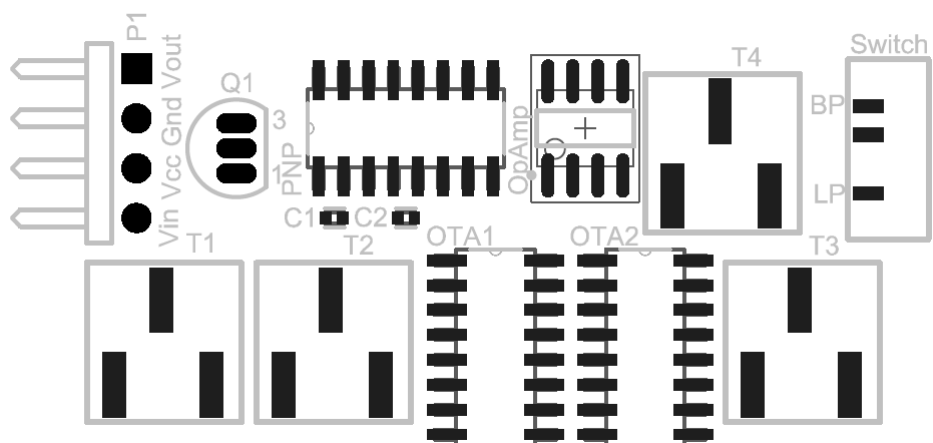
Obrázek 73: Schéma se zapojením IO s řízeným napájením



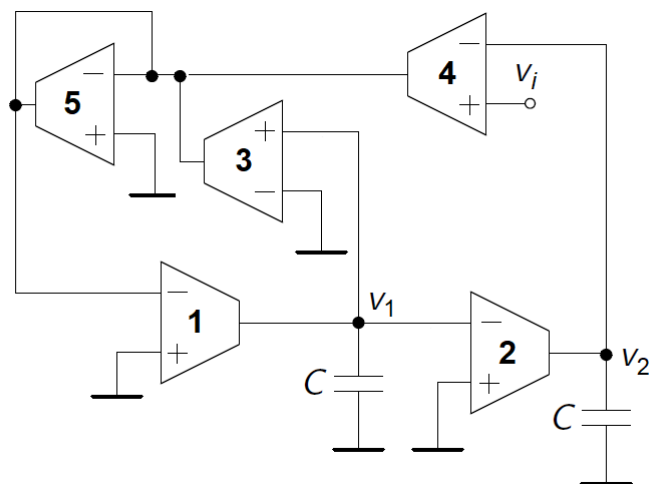
Obrázek 74: Horní strana DPS



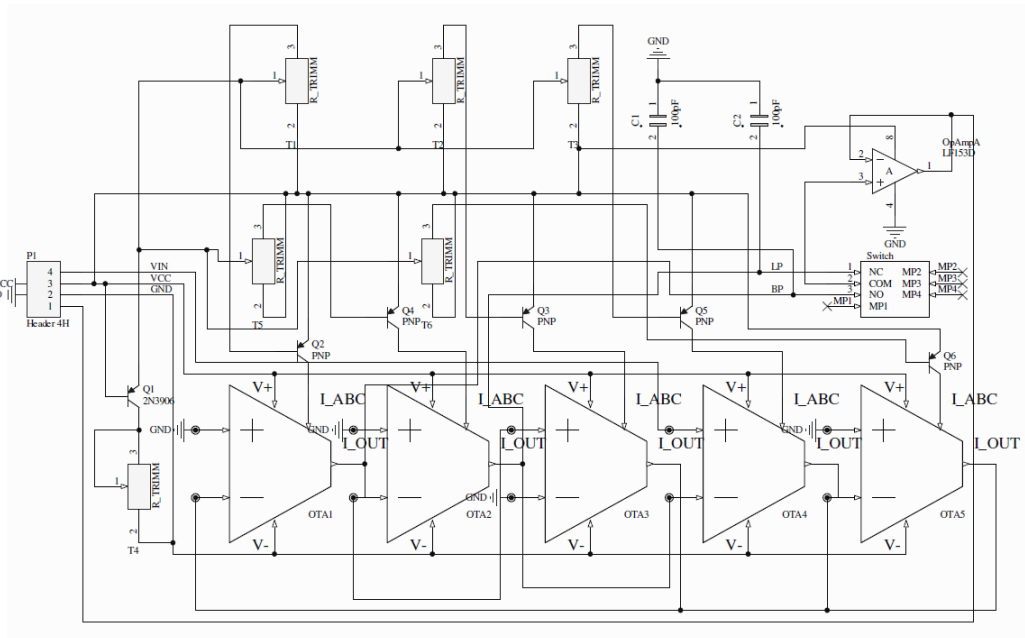
Obrázek 75: Spodní strana DPS



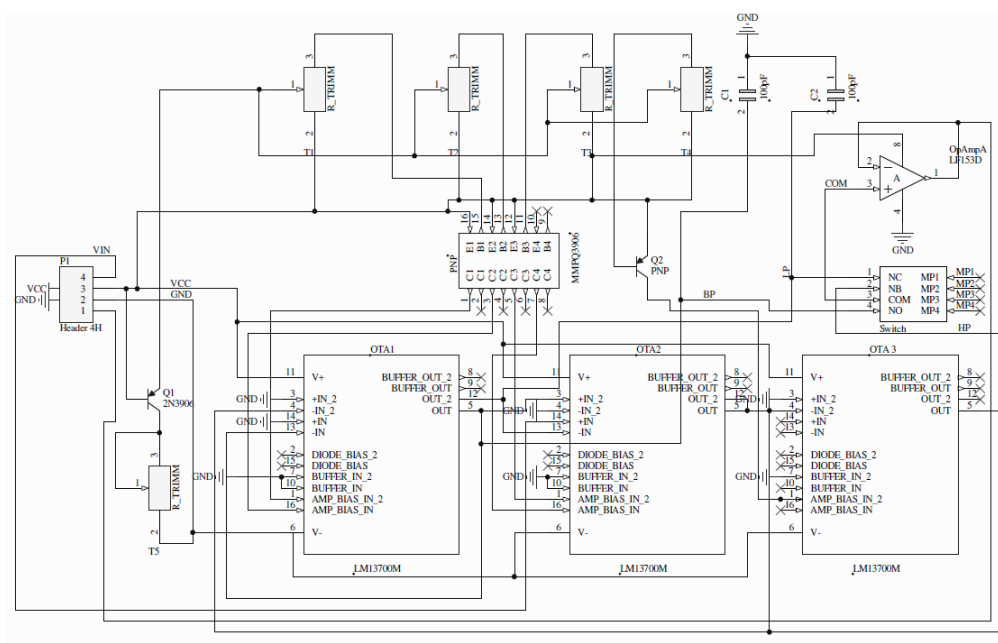
Obrázek 76: Rozmístění součástek



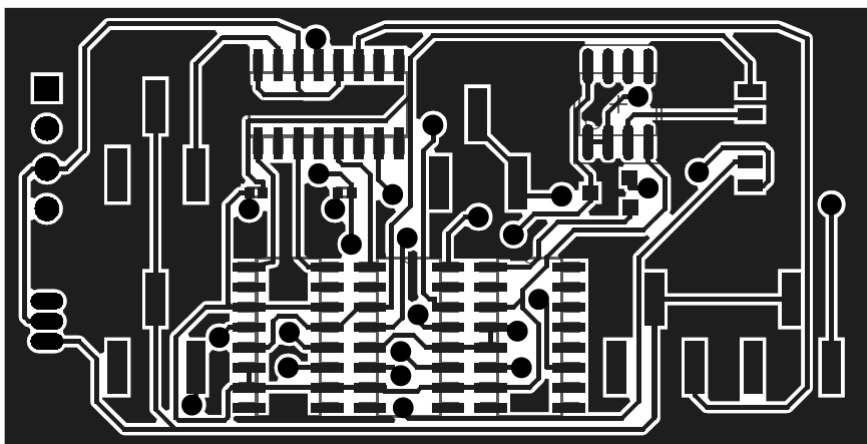
Obrázek 77: Schéma zapojení OTA



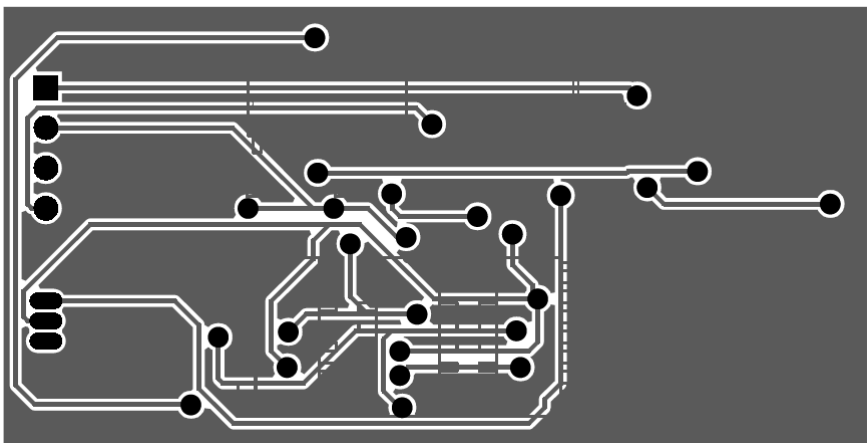
Obrázek 78: Schéma s obvodovými prvky s řízeným napájením



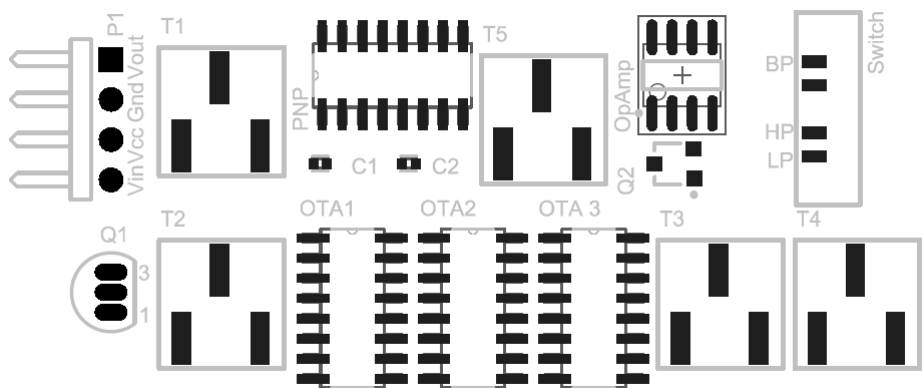
Obrázek 79: Schéma se zapojením IO s řízeným napájením



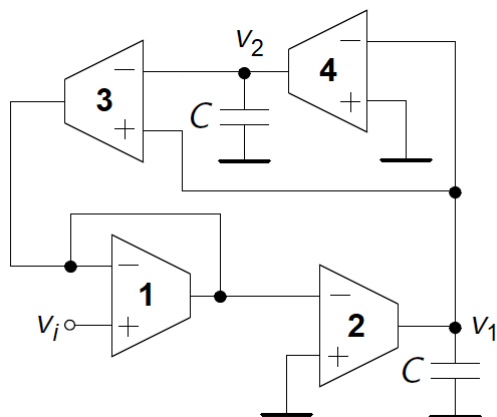
Obrázek 80: Horní strana DPS



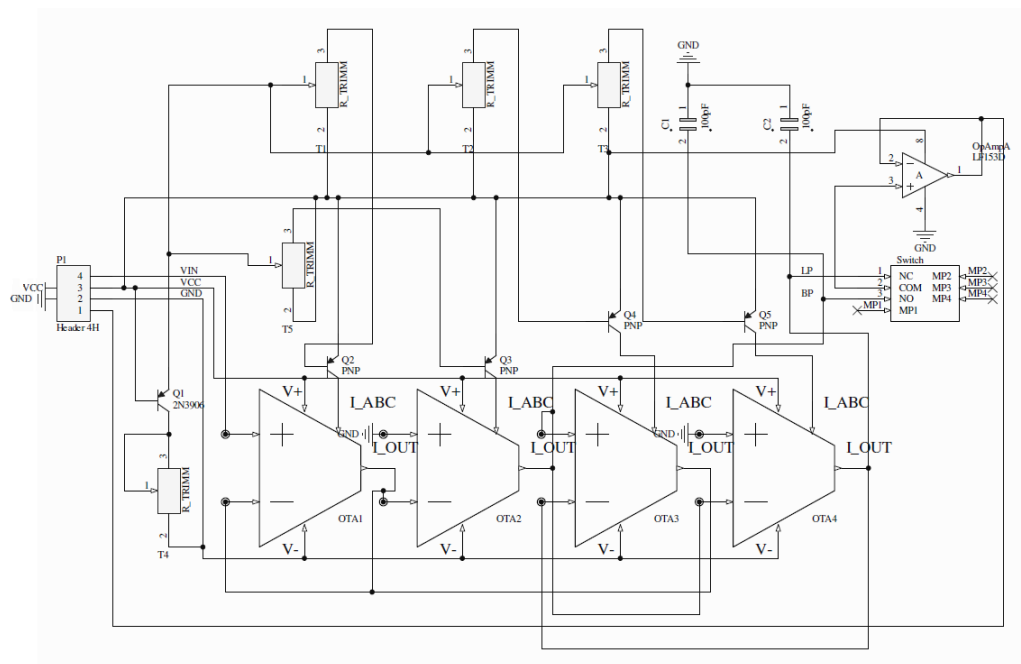
Obrázek 81: Spodní strana DPS



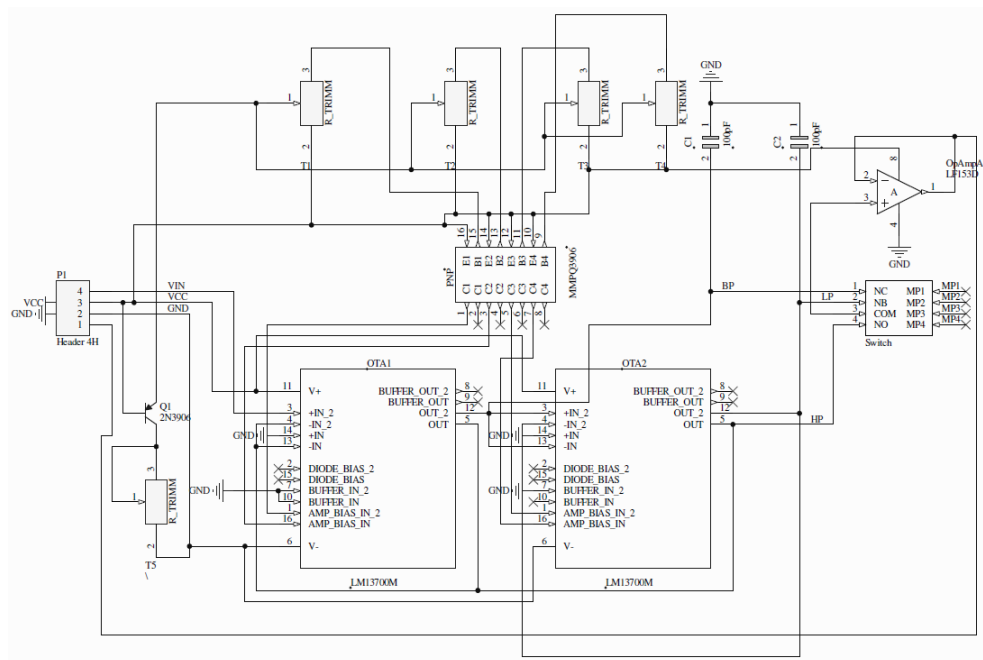
Obrázek 82: Rozmístění součástek



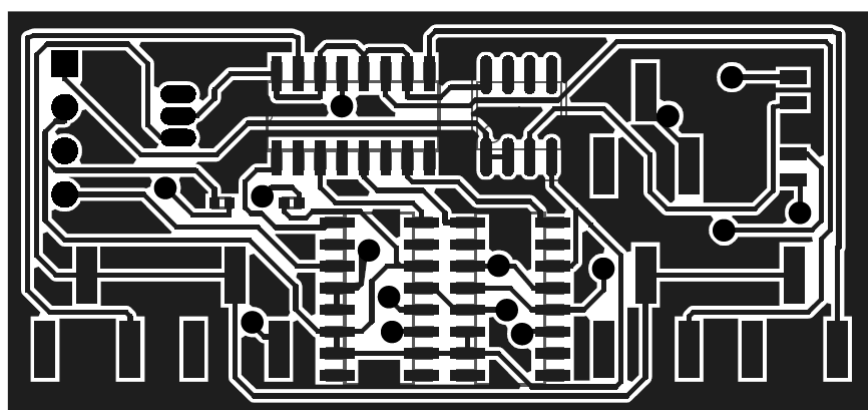
Obrázek 83: Schéma zapojení OTA



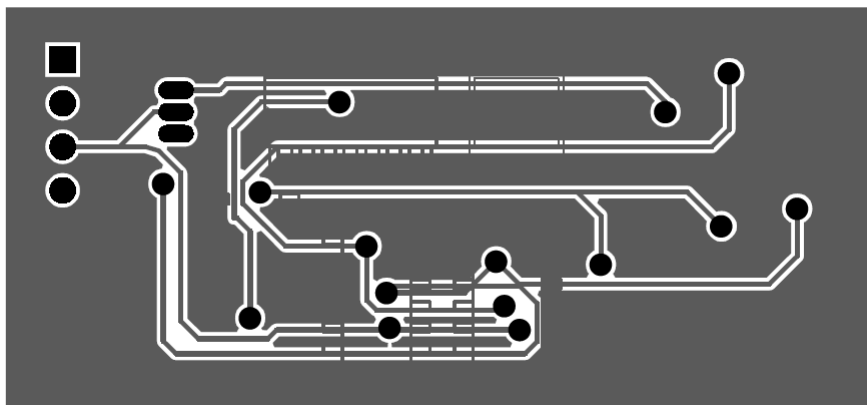
Obrázek 84: Schéma s obvodovými prvky s řízeným napájením



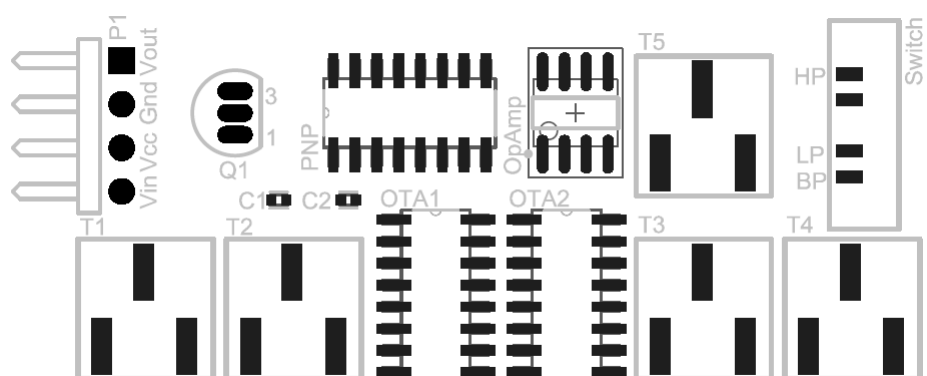
Obrázek 85: Schéma se zapojením IO s řízeným napájením



Obrázek 86: Horní strana DPS

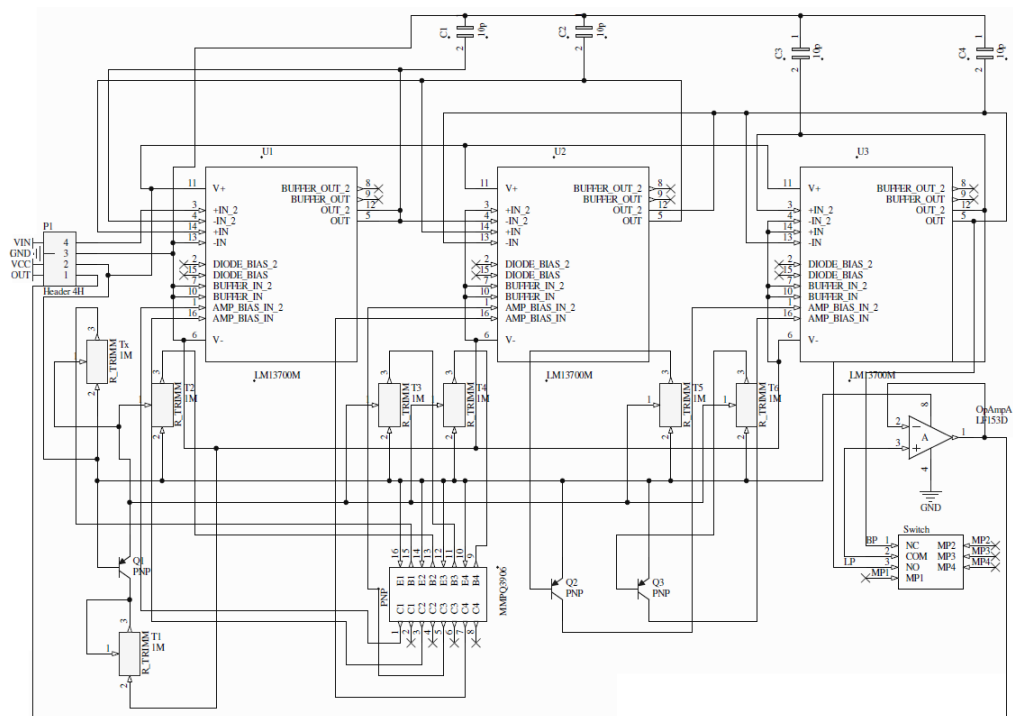


Obrázek 87: Spodní strana DPS

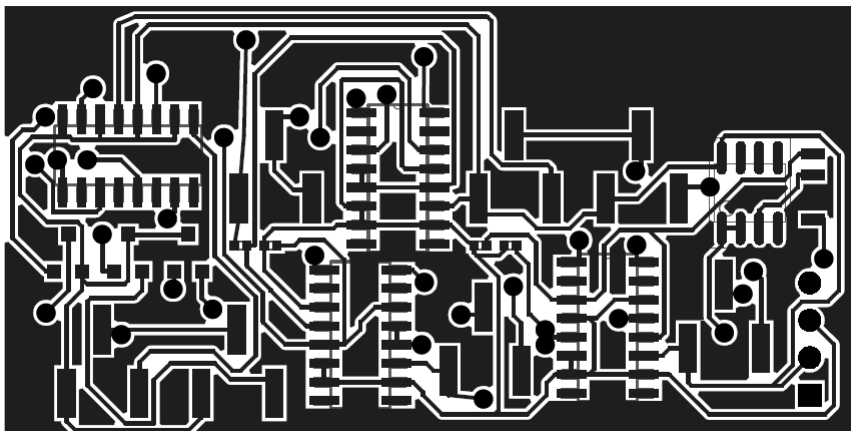


Obrázek 88: Rozmístění součástek

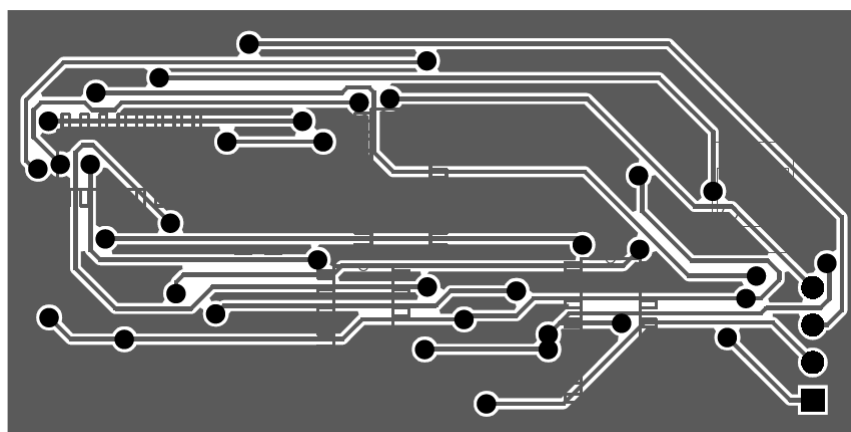
Příloha D: Schéma a DPS přípravku



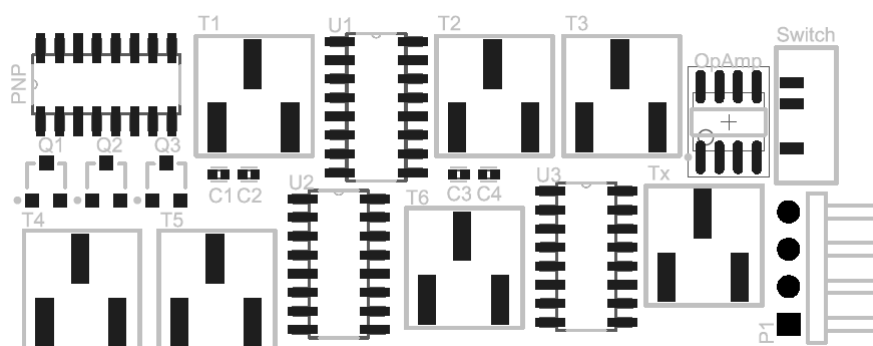
Obrázek 89: Schéma obvodu



Obrázek 90: Horní strana DPS



Obrázek 91: Spodní strana DPS



Obrázek 92: Rozmístění součástek