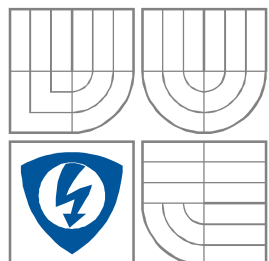


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS**

# **MULTIFUNKČNÍ ELEKTRONICKY NASTAVITELNÉ FILTRY KHN**

**MUTLIFUNCTIONAL ELECTRONICALLY ADJUSTABLE KHN FILTERS**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**  
BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

Jan Harsa

**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR

Ing. Roman Šotner

BRNO, 2010



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

## Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Elektronika a sdělovací technika

*Student:* Jan Harsa  
*Ročník:* 3

*ID:* 106455  
*Akademický rok:* 2009/2010

### NÁZEV TÉMATU:

**Multifunkční elektronicky nastavitelné filtry KHN**

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem a obvodovou realizací multifunkčních filtrů 2. řádu založených na integrátorové syntéze s různými aktivními bloky v napěťovém i proudovém módu. Zaměřte se především na zapojení s možností elektronického nastavování parametrů filtrů (charakteristický kmitočet, činitel jakosti). Vyberte a navrhnete několik zapojení převzaté či vlastní koncepce. Aktivní bloky můžete i kombinovat. Simulacemi v OrCAD ověřte činnost, kmitočtové vlastnosti a možnosti elektronické změny výše uvedených parametrů navržených zapojení.

Proveďte citlivostní a toleranční analýzu a optimalizaci pro nejlepší dosažení zvolených parametrů, zhodnoťte zapojení podle jejich vlastností a vyberte nejvhodnější a to případně ověřte měřením v laboratoři.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KERVIN, W. J., HUELSMAN, L. P., NEWCOMB, R. W. State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions. IEEE-SC, 1967, Vol. 2, No. 2, pp. 87-92

[2] KESKIN, A. U., BIOLEK, D., HANCIOGLU, E., BIOLKOVA, V. Current-mode KHN filter employing Current Differencing Transconductance Amplifiers. Int. J. Electronics and Communications, 2006, Vol. 60, No. 6, pp. 443-446.

*Termín zadání:* 8.2.2010

*Termín odevzdání:* 28.5.2010

*Vedoucí práce:* Ing. Roman Šotner

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**  
*Předseda oborové rady*

# LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

## 1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Jan Harsa  
Bytem: Lukovany 21, 664 84  
Narozen/a (datum a místo): 28. února 1988 v Ivančicích

(dále jen „autor“)

a

## 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00  
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:  
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika  
(dále jen „nabyvatel“)

### Čl. 1

#### Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
  - diplomová práce
  - bakalářská práce
  - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako .....
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Multifunkční elektronicky nastavitelné filtry KHN

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Roman Šotner

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: \_\_\_\_\_

VŠKP odevzdal autor nabyvateli\*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

---

\* hodící se zaškrtněte

## Článek 2

### Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ihned po uzavření této smlouvy
  - 1 rok po uzavření této smlouvy
  - 3 roky po uzavření této smlouvy
  - 5 let po uzavření této smlouvy
  - 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

## Článek 3

### Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 28. května 2010

.....  
Nabyvatel

.....  
Autor

## **ABSTRAKT**

V této bakalářské práci jsou řešeny a prezentovány některé typy KHN filtrů s různými aktivními prvky v proudovém, napěťovém i smíšeném módu. Velká pozornost je věnována použití tzv. diamantového tranzistoru, který v těchto obvodech může představovat různé funkční bloky (zesilovač se zpětnou proudovou vazbou, transkonduktanční zesilovač a proudový konvektor). Pozornost je také upřena na možnosti ladění filtru, která spočívá ve změně jeho charakteristické frekvence a činitele jakosti a to nezávisle na sobě. Ladění je zde řešeno pomocí elektronicky laditelných aktivních bloků, jako jsou napětím řízené operační zesilovače nebo analogové násobičky. Také je nastavitelnost realizována pomocí laditelných pasivních prvků (potenciometry). Obvody jsou testovány pomocí simulací v programu PSpice. Simulace jsou provedeny s profesionálními makromodely, například s modelem OPA860 nebo VCA610 (Texas Instruments). Jsou zde uvedeny výsledky citlivostní a toleranční analýzy, které byly provedeny s modely třetí úrovně. Řešena je také optimalizace parametrů laditelných filtrů. Vlastnosti filtru pracujícím v napěťovém módu byly ověřeny měřeními.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

KHN filtr, proudový mód, napěťový mód, transkonduktanční zesilovač, diamantový tranzistor, proudový konvektor, simulace, návrh, makromodel.

## **ABSTRACT**

In the bachelor thesis some types of KHN filters are analyzed and presented. Filters contain various active elements and they work in the current, voltage and hybrid mode. Great attention is paid to the so-called diamond transistor, which may represent different functional blocks (amplifier with current feedback link, transconductance amplifier and current conveyor) in these circuits. Attention is also paid to the possibility of tuning the filter, which consists in changing the characteristic frequency and quality factor independently. Tuning is achieved by using electronically tuneable active blocks such as voltage controlled operational amplifiers or analogue multipliers. Adjustability is also realized by tuneable passive components (potentiometers). Circuits are tested using the simulation program PSpice. Simulations are performed with professional macromodels, such as model OPA860 or VCA610 (Texas Instruments). In the thesis are results for sensitivity and tolerance analysis, which were gotten with third-level models. The optimization is also resolved for parameters of tuneable filters. The characteristics of the filter operating in voltage mode were verified by measurement.

## **KEYWORDS**

KHN filter, current mode, voltage mode, transconductance amplifier, diamond transistor, current conveyor, simulation, design, macromodel.

HARSA, J. *Multifunkční elektronicky nastavitelné filtry KHN*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2009. 45 s., 9 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner.

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Multifunkční elektronicky nastavitelné filtry KHN jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 4. 1. 2010

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Romanu Šotnerovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 4.1.2010

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>ix</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>x</b>
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 KHN filtr s OTA ve smíšeném módu</b>	<b>2</b>
2.1 Vlastnosti aktivního prvku .....	2
2.1.1 Transkonduktanční zesilovač (OTA).....	2
2.1.2 OPA860 jako transkonduktor .....	3
2.2 Návrh zapojení .....	5
2.2.1 Návrh hodnot součástek a parametrů filtru.....	6
2.3 Simulace zapojení.....	9
2.4 Citlivostní a toleranční analýza .....	13
2.5 Optimalizace parametrů filtru.....	17
2.6 Shrnutí .....	17
<b>3 KHN filtr s DT v napět'ovém módu</b>	<b>18</b>
3.1 Proudový konvektor .....	18
3.2 Topologie filtru a jeho návrh.....	18
3.3 Analýzy a měření filtru bez možnosti ladění .....	21
3.3.1 Základní analýzy.....	21
3.3.2 Citlivostní a toleranční analýza.....	23
3.3.3 Výsledky měření filtru .....	26
3.4 Ladění filtru napětím řízeným zesilovačem .....	28
3.4.1 Napětím řízený zesilovač.....	28
3.4.2 Simulace VCA610 a laděného filtru .....	29
3.4.3 Optimalizace řídicího napětí .....	33
3.5 Ladění filtru analogovou násobičkou MLT04.....	33
3.5.1 Simulace MLT04 a celého filtru .....	33
3.5.2 Optimalizace řídicího napětí .....	36
3.6 Shrnutí .....	37
<b>4 KHN filtr s prvkem CDTA</b>	<b>38</b>
4.1 Aktivní prvek CDTA a jeho simulace .....	38
4.1.1 Simulace CDTA .....	38
4.2 Návrh filtru .....	41
4.3 Simulace obvodu .....	42
4.4 Shrnutí .....	44
<b>5 Závěr</b>	<b>45</b>
<b>Literatura</b>	<b>46</b>
<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>47</b>
<b>Seznam příloh</b>	<b>48</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Graf signálových toků struktury KHN filtru (převzato z [5])	1
Obr. 2.1: Schematické značky OTA: a) běžně používaná, b) další varianta (převzato z [8])	2
Obr. 2.2: a) Struktura OPA 860 (převzato z [7]), b) Modifikace OPA860 jako OTA (převzato z [5])	4
Obr. 2.3: Kmitočtové charakteristiky OPA860 (jako OTA)	4
Obr. 2.4: Převodní charakteristiky OPA860	5
Obr. 2.5: Dynamické převodní charakteristiky OPA860 (jsou vyneseny amplitudy)	5
Obr. 2.6: Schéma zapojení KHN filtru	5
Obr. 2.7: Schéma obvodu pro analýzu strmosti OTA	7
Obr. 2.8: Závislost strmosti OTA na velikosti odporu $R_E$	8
Obr. 2.9: Schéma KHN filtru pro simulaci v programu OrCAD	9
Obr. 2.10: Modulové frekvenční charakteristiky filtru ( $Q = 0,7$ )	10
Obr. 2.11: Ladění mezního kmitočtu DP ( $Q = 0,7$ )	10
Obr. 2.12: Nastavení šířky pásma PP	11
Obr. 2.13: Časový průběh odezvy HP	12
Obr. 2.14: Dynamické převodní charakteristiky filtru (jsou vyneseny amplitudy napětí)	12
Obr. 2.15: Model diamantového tranzistoru	13
Obr. 2.16: Model sledovače	13
Obr. 3.1: Schematická značka CC	18
Obr. 3.2: Schéma KHN filtru s DT v napěťovém módu (převzato z [5])	19
Obr. 3.3: Schéma KHN filtru s DT v napěťovém módu	21
Obr. 3.4: Modulové frekvenční charakteristiky filtru	22
Obr. 3.5: Časové průběhy odezvy HP při amplitudě vstupního signálu 3,5V a 4,5V ( $f = 10$ kHz)	22
Obr. 3.6: Převodní charakteristika KHN filtru	22
Obr. 3.7: Výsledky měření modulových kmitočtových charakteristik filtru	26
Obr. 3.8: Výsledky měření a) DP, b) PP, c) HP	27
Obr. 3.9: Princip transformace zemněné impedance (převzato z [10])	28
Obr. 3.10: Modulové frekvenční charakteristiky VCA610 ( $U_C = -2$ V)	29
Obr. 3.11: Převodní charakteristiky VCA610 ( $A_U = -20$ dB, 0 dB, 40 dB)	29
Obr. 3.12: Dynamická převodní charakteristika pro $A_U = -20$ dB, 0 dB, 40 dB (jsou vyneseny amplitudy napětí)	29
Obr. 3.13: Závislost zesílení VCA610 na řídicím napětí	30
Obr. 3.14: Závislost laděného odporu na řídicím napětí	30
Obr. 3.15: Modifikace zapojení pro možnost ladění velikosti $R_E$ a tím i $f_m$	30
Obr. 3.16: Modulové frekvenční charakteristiky výstupu PP ukazující možnost ladění	31
Obr. 3.17: Časové průběhy na výstupu a) DP b) PP c) HP ( $f_m = 272$ kHz)	32
Obr. 3.18: Dynamické převodní charakteristiky filtru (jsou vyneseny amplitudy napětí) a) převodní charakteristiky HP b) převodní charakteristiky PP a DP	32
Obr. 3.19: Ladění odporu násobičkou při relativně velkých hodnotách $U_C$	34
Obr. 3.20: Závislost velikosti laděného odporu na řídicím napětí $U_C$	34
Obr. 3.21: Způsob připojení násobičky MLT04 do obvodu filtru	34
Obr. 3.22: Frekvenční charakteristiky ukazující možnost ladění pomocí MLT04	35
Obr. 3.23: Časové průběhy napětí na vstupu a výstupech filtru ( $f = 97,5$ kHz) a) PP b) DP c) HP	36
Obr. 3.24: Převodní charakteristiky filtru ( $f_m = 97,5$ kHz)	36
Obr. 4.1: Schematická značka CDTA (převzato z [2])	38
Obr. 4.2: Struktura CDTA	39
Obr. 4.3: Závislost transkonduktance OTA na řídicím proudu $I_{B5}$	39
Obr. 4.4: Modulové frekvenční charakteristiky CDTA	40
Obr. 4.5: Stejnoseměrná analýza CDTA	40
Obr. 4.6: Dynamická převodní charakteristika CDTA	40
Obr. 4.7: Schéma zapojení KHN filtru s CDTA (převzato z [2])	41
Obr. 4.8: Modulové frekvenční charakteristiky filtru	42
Obr. 4.9: Frekvenční charakteristiky filtru zobrazující přenos i na vysokých kmitočtech	43
Obr. 4.10: Časový průběh vstupního signálu a odezvy výstupů	43
Obr. 4.11: Dynamické převodní charakteristiky filtru (testováno při $f = 10$ kHz)	43
Obr. 4.12: Frekvenční charakteristiky DP zobrazující možnost ladění filtru pomocí řídicího proudu	44

# SEZNAM TABULEK

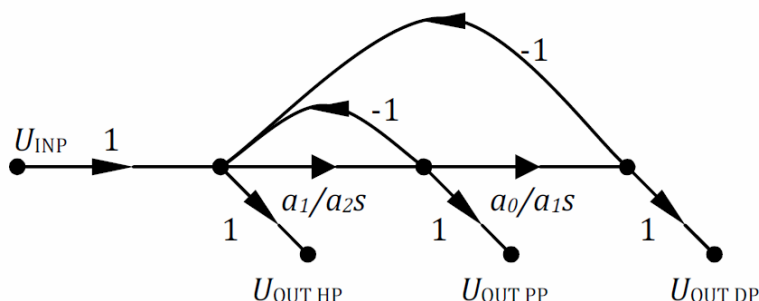
Tab. 2.1: Navržené parametry .....	9
Tab. 2.2: Parametry filtru při ladění mezního kmitočtu DP .....	11
Tab. 2.3: Parametry filtru při ladění šířky pásma ( <i>BW</i> ) PP .....	11
Tab. 2.4: Výsledky citlivostní analýzy sledovaných parametrů .....	14
Tab. 2.5: Závislost tolerance $K_1$ na toleranci $R_1$ .....	15
Tab. 2.6: Rozptyl sledovaných parametrů KHN filtru pro různé tolerance prvků .....	16
Tab. 2.7: Závislost mezního kmitočtu filtru na parametrech DT .....	17
Tab. 2.8: Optimální hodnoty laděných rezistorů $R_E$ pro několik hodnot $f_C$ .....	17
Tab. 3.1: Hodnoty transkonduktance pro některá $R_E$ .....	20
Tab. 3.2: Navržené hodnoty součástek a některé parametry filtru .....	21
Tab. 3.3: Tabulka výsledků citlivostní analýzy v programu PSpice a vypočítané relativní citlivosti .....	23
Tab. 3.4: Rozptyl sledovaných parametrů KHN filtru pro různé tolerance prvků .....	25
Tab. 3.5: Závislost mezního kmitočtu filtru na parametrech DT .....	25
Tab. 3.6: Parametry filtru pro jednotlivé křivky na obr. 3.17 .....	31
Tab. 3.7: Mezní hodnoty vstupního napětí při různém nastavení filtru .....	33
Tab. 3.8: Optimální hodnoty $U_C$ pro několik hodnot $f_C$ .....	33
Tab. 3.9: Tabulka hodnot pro jednotlivé křivky grafu na obr. 3.23 .....	35
Tab. 3.10: Optimální hodnoty $U_C$ pro několik hodnot $f_C$ .....	36
Tab. 4.1: Navržené parametry filtru .....	42
Tab. 4.2: Parametry filtru pro jednotlivé křivky charakteristiky na obr. 4.12 .....	44

# 1 ÚVOD

KHN filtry jsou analogové obvody obsahující aktivní bloky jako například operační zesilovače (OZ), transkonduktanční zesilovače (OTA), proudové konvejory (CC), operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (CFA), transimpedanční zesilovače (TIOA) a další. Vyznačují se nízkou citlivostí na změnu parametrů součástek. Další typickou vlastností je multifunkčnost, která spočívá zejména v nastavitelnosti parametrů filtru (mezní frekvence, činitele jakosti, šířky pásma) a v použití těchto obvodů v široké škále kmitočtů. Multifunkční jsou nazývány také díky tomu, že filtr představuje současně dolní propust (DP), horní propust (HP), pásmovou propust (PP) a v některých případech dokonce pásmovou zadrž (PZ) nebo fázovací článek.

Koncepce KHN filtru je známá už od konce šedesátých let minulého století, kdy ji poprvé představili pánové Kerwin, Huelsman a Newcomb [1]. Název filtru vznikl z počátečních písmen jejich jmen. Přestože je tato struktura známa tolik let, v poslední době se o tuto problematiku zajímá stále více vědců a institucí po celém světě. Děje se tak proto, že vznikají nové aktivní bloky aplikovatelné v těchto obvodech. Dříve se tyto filtry konstruovaly pouze s využitím klasických napěťových operačních zesilovačů (OZ). Dnes jsou však k dispozici moderní bloky, s kterými tyto obvody dosahují lepších vlastností. Tato práce se zabývá právě KHN filtry využívajícími tyto nové prvky.

Strukturu obvodu názorně popisuje graf signálových toků uvedený na obr. 1.1. Koncepce obsahuje dva integrátory, jeden sumační bod a dvě zpětnovazební větve. V grafu jsou vyznačena místa, kde jsou výstupy daného typu propusti.



Obr. 1.1: Graf signálových toků struktury KHN filtru (převzato z [5])

KHN filtry mohou pracovat ve dvou základních módech – v napěťovém (VM) a proudovém (CM). Je známo, že v CM se dosahuje podstatně lepších vlastností, zejména v oblasti vysokých kmitočtů. Někdy se rozlišují ještě další dva smíšené módy a to napěťově-proudový mód (V/CM) a proudově-napěťový mód (C/VM). Smíšený mód se někdy označuje jako hybridní (HM). V této publikaci jsou prezentována zapojení v proudovém, napěťovém i smíšeném módu. Problematika tohoto dělení není příliš diskutována, neboť se v mnoha literaturách liší.

Všechny obvody jsou navrženy pro charakteristickou frekvenci  $f_c = 10$  kHz. Obvody jsou simulovány s makromodely ve frekvenční oblasti (modulová frekvenční charakteristika), v časové oblasti je zkoušena dynamika obvodů a filtry také podstoupily převodní stejnosměrnou analýzu.

## 2 KHN FILTR S OTA VE SMÍŠENÉM MÓDU

V této kapitole je řešen návrh a analýza KHN filtru s traskonduktory (OTA), které jsou realizovány s použitím tzv. diamantového tranzistoru (DT) se sledovačem. Jsou zde také diskutovány vlastnosti tohoto prvku.

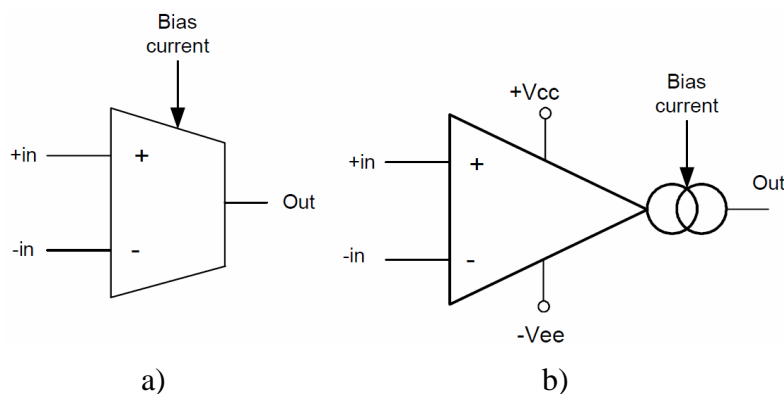
### 2.1 Vlastnosti aktivního prvku

#### 2.1.1 Transkonduktanční zesilovač (OTA)

V posledních letech vznikla celá řada nových aktivních prvků, které lze využít pro návrh nastavitelných filtrů pracujících v proudovém (CM) i napěťovém (VM) módu. Mezi tyto prvky patří také různé typy transkonduktorů. Existují i transkonduktory s více výstupy (BOTA – Balanced Output OTA, MOTA – Multiple Output OTA). Komerčně dostupné jsou zatím jen s jedním (OTA) a dvěma výstupy (BOTA). V této kapitole bude řešen filtr používající OTA s jedním výstupem. [3]

První transkonduktanční zesilovač byl poprvé uveden na trh v roce 1969 firmou RCA. V roce 1985 byl vyvinut OTA se strukturou CMOS a také byl představen nový filtr s tímto prvkem. Dnes se struktura OTA skládá ze vstupního diferenčního stupně (někdy řízeného pomocí proudu  $I_{SET}$ ), z oddělovacího stupně a na výstupu je proudové zrcadlo. [3] [6]

Schematická značka OTA se v literaturách liší. Nejběžnější je uvedena na obr. 1a. V některých publikacích (např. v [6]) se objevují i jiné, jako například obr. 1b. Označení *Bias current* představuje zmíněný řídicí proud  $I_{SET}$ .



Obr. 2.1: Schematické značky OTA: a) běžně používaná, b) další varianta (převzato z [8])

Transkonduktor je v ideálním případě zdroj proudu řízený napětím (VCCS), takže může být popsán vztahem

$$I_{OUT} = g_m \cdot U_{IN}, \quad (2.1)$$

kde  $I_{OUT}$  je výstupní proud,  $U_{IN}$  vstupní rozdílové napětí a  $g_m$  je transkonduktance neboli strmost. Transkonduktance  $g_m$  je v ideálním případě kmitočtově nezávislá. Vstupní i výstupní odpor je ideálně nekonečný. V praxi se pohybuje v rozmezí od stovek  $k\Omega$  do desítek  $M\Omega$ .

Některé transkonduktory umožňují proudem  $I_{SET}$  (bias current), jak je naznačeno na obr. 2.1, řídit hodnotu  $g_m$ . To je vítané především v elektronicky nastavitelných obvodech. U kmitočtových filtrů je možné změnou strmosti transkonduktorů řídit mezní frekvenci a jakost filtru [5]. Při realizaci KHN filtrů se OTA často vyskytuje zapojený jako integrátor. Ten vznikne připojením kondenzátoru na místo zátěže. Přenos takového integrátoru je dán vztahem [8]

$$F(s) = \frac{g_m}{s \cdot C}. \quad (2.2)$$

Zapojení se často označuje jako OTA-C. Ztrátový integrátor lze vytvořit připojením paralelního rezistoru  $R$ . Kmitočtový přenos pak bude [8],

$$H(s) = g_m \cdot \bar{Z} = g_m R \frac{1}{RCs + 1} = \frac{G_0}{\tau \cdot s + 1}, \quad (2.3)$$

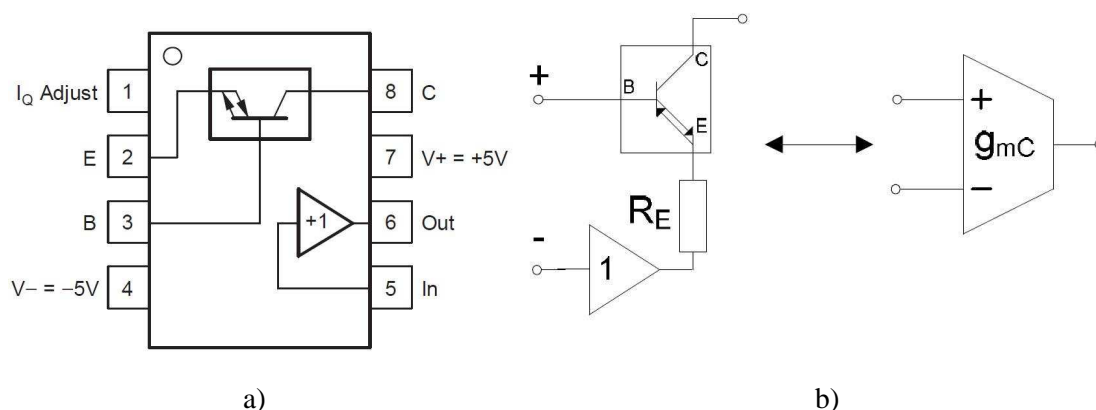
což je v podstatě přenos dolní propusti prvního řádu.

Velkým problémem transkonduktorů je malý dynamický rozsah vstupního napětí. Vstupní diferenční napětí nesmí v některých případech překročit několik desítek mV. Je to způsobeno velkým zesílením, které poskytuje OTA. Proto se v mnoha případech musí na vstup připojovat odporové děliče nebo zeslabovače, které sníží úroveň vstupního signálu a zároveň zlepší šumové vlastnosti. Děliče sice přináší toto zlepšení, ale na druhé straně s sebou nesou další nevýhody. Při jejich použití se při návrhu musí volit větší hodnoty ostatních odporů a to má za následek horší kmitočtové a šumové vlastnosti. Problematika použití děličů je podrobněji popsána v [5].

Některé transkonduktory ovšem děliče nepotřebují. Mezi ně patří například MAX436, který má asi nejlepší kmitočtové vlastnosti a již zmiňovanou dynamiku. Bohužel neumožňuje elektronické ladění strmosti  $g_m$ . Další typ transkonduktančního zesilovače, který umožňuje zapojení bez děličů je tzv. diamantový tranzistor OPA860, který umožňuje i snadné ladění strmosti (za použití tzv. degradačních rezistorů). [5]

### 2.1.2 OPA860 jako transkonduktor

Tento obvod bývá označován jako diamantový tranzistor (DT). Je tak nazýván díky jeho výborným vlastnostem v kmitočtové oblasti a pro jeho velkou hodnotu transkonduktance. Lze se na něj dívat a jako na pozitivní proudový konvektor druhé generace (CCII+). S DT je ve společném pouzdře i sledovač. DT je možné snadno modifikovat jako zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (CFA) nebo transkonduktor (OTA). V řešeném zapojení je aplikován jako transkonduktor. Na následujících obrázcích je vysvětlen princip modifikace obvodu OPA860 jako OTA a zobrazeno uspořádání pinů, DT a sledovače v pouzdře OPA860.



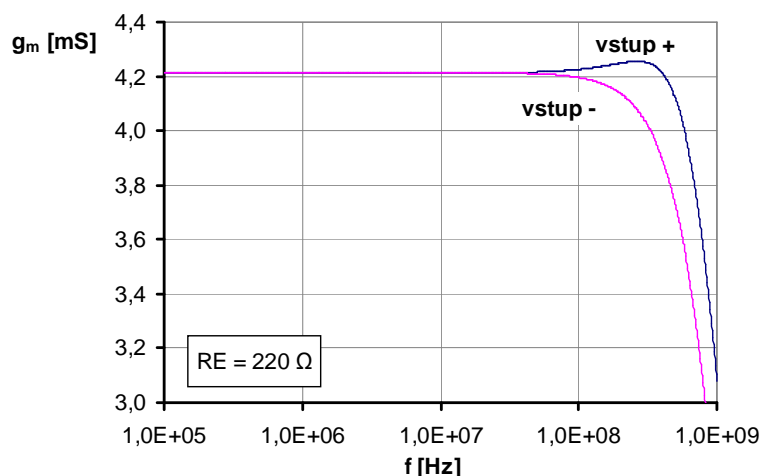
Obr. 2.2: a) Struktura OPA 860 (převzato z [7]), b) Modifikace OPA860 jako OTA (převzato z [5])

Strmost transkonduktoru je přibližně určena vztahem [5]

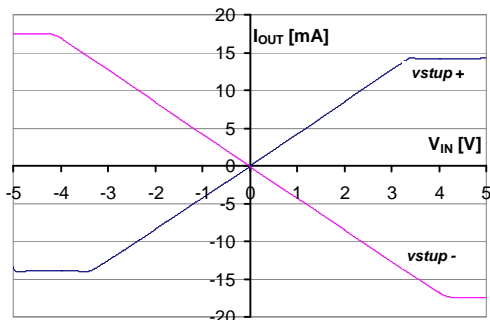
$$g_m = \frac{1}{R_E + r_E} = \frac{1}{R_E + \frac{1}{g_{mE}}}, \quad (2.4)$$

kde  $g_{mE}$  je strmost DT nastavitelná proudem  $I_{SET}$  (v katalogovém listu OPA 860 a na obr. 2.2 je značen  $I_Q$ ). Pin 1 ( $I_Q$ ) může být zapojen například přes odpor k zápornému pólu zdroje, tedy k pinu 4. Hodnotou tohoto odporu se nastaví požadovaná strmost. Ze vztahu je zřejmé, že čím větší je  $R_E$ , tím je rozsah nastavení strmosti transkonduktoru menší (malá změna  $g_{mE}$  neovlivní příliš celkovou hodnotu strmosti). Na druhou stranu větší  $R_E$  přispívá k většímu dynamickému rozsahu (viz dříve). Z rovnice (2.4) je patrné, že je možné měnit strmost  $g_m$  také změnou  $R_E$ . Toho je využito při řešení této aplikace.

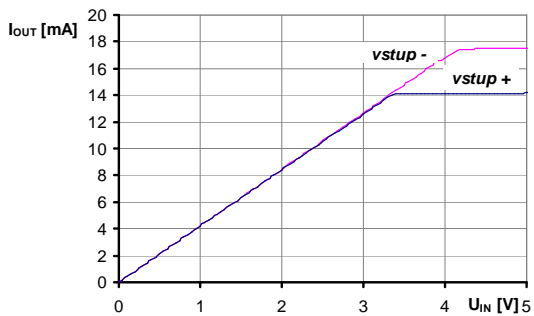
Před návrhem je třeba analyzovat samotný prvek. Na následujících obrázcích (obr. 2.3, obr. 2.4 a obr. 2.5) jsou výsledky frekvenčních a dynamických analýz. Vždy jsou analyzovány oba vstupy OTA. Odpor  $R_E$  byl pro tyto simulace zvolen  $220 \Omega$ , protože tato hodnota bude výchozí pro další návrh a analýzy obvodu. Kmitočtový rozsah OTA jsou stovky MHz a z převodních charakteristik je zřejmé, na vstup OTA může být přivedeno relativně velké napětí.



Obr. 2.3: Kmitočtové charakteristiky OPA860 (jako OTA).



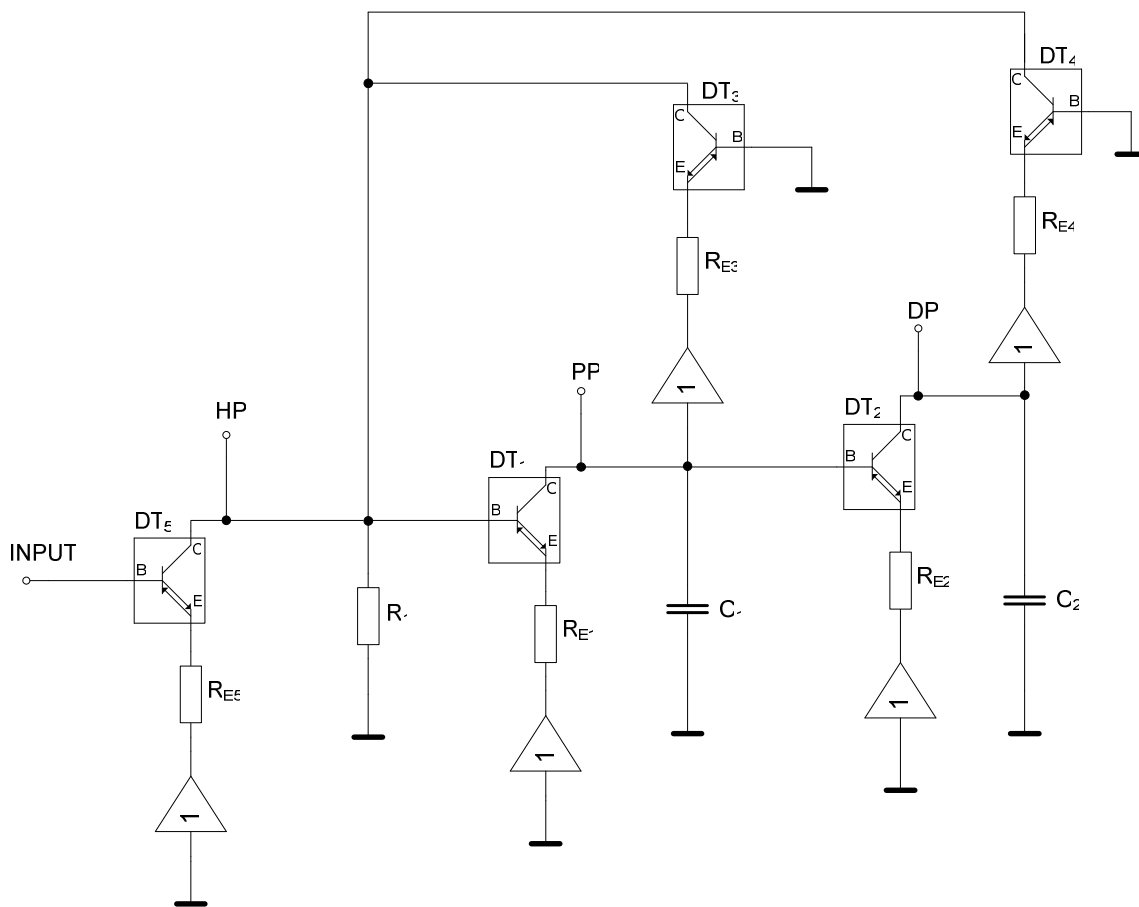
Obr. 2.4: Převodní charakteristiky OPA860.



Obr. 2.5: Dynamické převodní charakteristiky OPA860 (jsou vyneseny amplitudy).

## 2.2 Návrh zapojení

Na obr. 2.6 je zapojení řešeného filtru s OTA zesilovači. Ty jsou zastoupeny sledovačem, odporem  $R_E$  a DT, jak již bylo naznačeno na obr. 2.2b. Sledovače, které mají vstup na zem, nejsou nutné. Bez jejich použití by bylo jednodušeji realizovatelné elektronické ladění, ale obvod by měl trochu jiné vlastnosti. V této kapitole je použita koncepce filtru se všemi sledovači. Obvod je převzatý z [5]. Jak již říká sám nadpis kapitoly, zapojení je ve smíšeném neboli hybridním módu, konkrétně v napětově-proudovém (V/CM). Je využito sumace proudů ze zpětných vazeb (tvořených  $DT_1$  a  $DT_2$ ) a výstupního proudu transkonduktoru na vstupu. Strmost je řízena, jak již bylo zmíněno, pomocí změny odporu  $R_E$ , který je součástí transkonduktoru (obr. 2.2b). Charakteristická frekvence filtru je nastavována pomocí současné změny  $R_{E1}$  ( $g_{m1}$ ) a  $R_{E2}$  ( $g_{m2}$ ). Jakost obvodu lze nastavovat změnou  $R_{E3}$  ( $g_{m3}$ ) a základní zesílení ( $K_0$ ) pomocí změny  $R_{E5}$  ( $g_{m5}$ ).



Obr. 2.6: Schéma zapojení KHN filtru.

Pozn.: Symboly DP, PP a HP jsou ve schématu označeny jednotlivé výstupy obvodu (dolní propust, pásmová propust a horní propust).

Symbolickou analýzou obvodu v programu Snap byly získány přenosové funkce jednotlivých výstupů obvodu

$$K_{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m5}R}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}, \quad (2.5)$$

$$K_{PP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m5}R}{C_1}s}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}, \quad (2.6)$$

$$K_{HP}(s) = \frac{g_{m5}Rs^2}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}. \quad (2.7)$$

Výrazy jsou upraveny tak, aby z nich bylo snadné odvodit vztah pro mezní kmitočet filtru a pro činitel jakosti. Například přenosová funkce dolní propusti koresponduje se vztahem pro přenos obecné dolní propusti 2. řádu

$$K_{DP}(s) = \frac{K_0\omega_m^2}{s^2 + \frac{\omega_m}{Q}s + \omega_m^2}. \quad (2.8)$$

Porovnáním jmenovatelů můžeme lze odvodit vztah pro  $f_m$  a  $Q$ . Dostaneme následující rovnice

$$f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}, \quad Q = \frac{C_1}{g_{m1}g_{m3}R} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}. \quad (2.9),(2.10)$$

### 2.2.1 Návrh hodnot součástí a parametrů filtru

Mezní frekvence filtru je nastavována pomocí současné změny  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$ . Jakost obvodu lze nastavovat změnou  $g_{m3}$ . Z rovnic (2.9) a (2.10) je zřejmé, že při zvolení  $g_{m1} = g_{m2} = g_{mf}$  lze ladit  $f_m$  a  $Q$  nezávisle na sobě. Označení  $g_{m3}$  je nahrazeno  $g_{mQ}$ , aby bylo jasné, že změnou tohoto parametru je nastavováno  $Q$ . Pro další zjednodušení je zvoleno  $C_1 = C_2 = C$ . Při splnění těchto podmínek vzniknou rovnice

$$f_m = \frac{g_{mf}}{2\pi C} \sqrt{g_{m4}R}, \quad Q = \frac{\sqrt{g_{m4}R}}{g_{mQ}R}. \quad (2.11),(2.12)$$

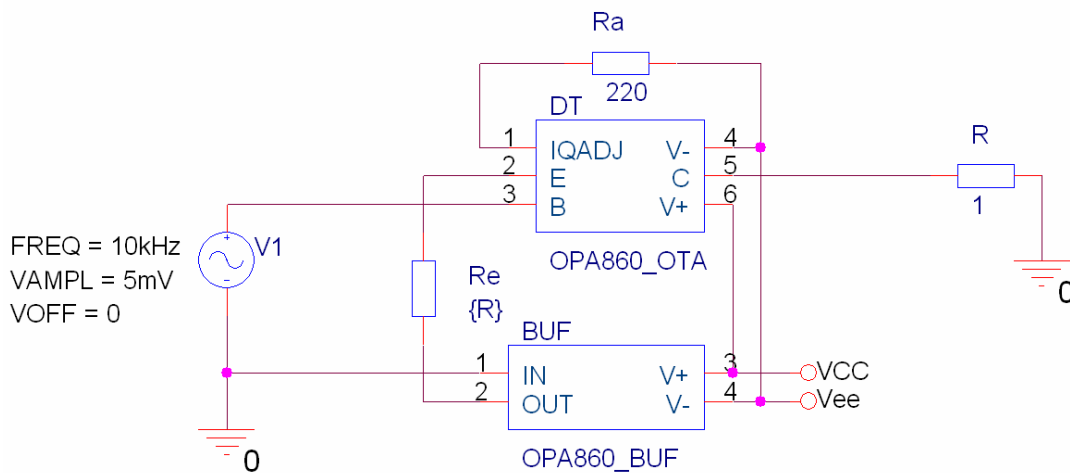
Při návrhu je třeba dodržet podmínku, aby byla strmost  $g_{m4}$  rovna vodivosti, na které se zpětnovazební proudy sčítají a převádí na napětí, tj. vodivosti rezistoru  $R$ . Z této úvahy plyne vztah

$$R = \frac{1}{g_{m4}}. \quad (2.13)$$

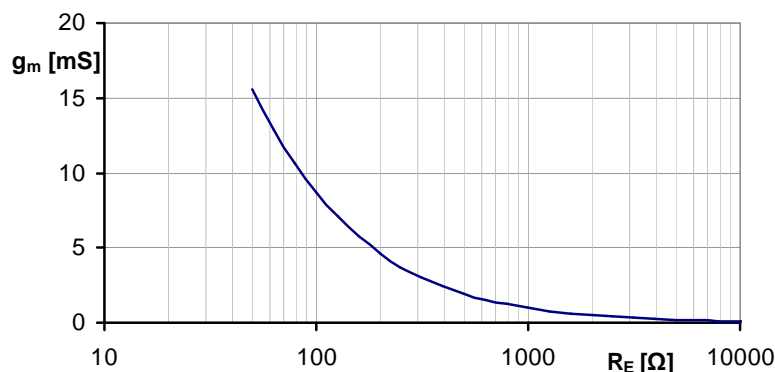
Uvedené rovnice (2.11), (2.12), (2.13) jsou výchozí pro návrh. Obvod má být navržen pro  $f_C = 10$  kHz. Činitel jakosti je zvolen tak, aby byl měnitelný od hodnoty  $Q = 0,7$ , což je Butterworthova aproximace. Je třeba zvolit nejnižší hodnotu odporu  $R_E$ , který bude realizován jako rezistor v sérii s potenciometrem a kterým bude říditelná strmost daného transkonduktoru. Pro všechny OTA kromě transkonduktorů s  $DT_1$  a  $DT_2$  je zvolen pevný rezistor  $R_E = 220 \Omega$ . Dále je třeba nastavit hodnotu řídicího proudu  $I_{SET}$ , kterým je určena  $g_{mE}$  (viz dříve). Tento proud se nastaví odporem  $R_{ADJ}$ , připojeným na záporný pól zdroje (-5V). Rezistor  $R_{ADJ}$  je zvolen  $220 \Omega$  dle informací získaných z [7]. Při této hodnotě odporu je  $g_{mE}$  přibližně  $100\text{mS}$ , takže  $r_E \approx 10 \Omega$ . Dosazením do vztahu (2.4) dostaneme nejmenší hodnotu strmosti transkonduktorů.

$$g_m = \frac{1}{R_E + r_E} = \frac{1}{220 + 10} = 4,35\text{mS} \quad (2.14)$$

Hodnota je jen přibližná. Existuje však ještě jedna metoda jak zjistit  $g_m$  transkonduktoru a to mnohem přesnější – simulace. Zapojení pro simulaci je ukázáno na obr. 2.7. Model obvodu OPA860 je rozdělen na DT a sledovač. Výstup musí být na krátko. Pro simulaci to znamená zvolit hodnotu  $R_Z$  velmi malou (např.  $1\Omega$ ). Obvod je podroben parametrické analýze s rozmítáním  $R_E$ . Díky performance analysis v PSPICE je získán graf závislosti  $g_m = f(R_E)$ , který je zobrazen na obr. 2.8. Nyní je možné z tohoto grafu odečíst přesné hodnoty  $g_m$  transkonduktoru (pochopitelně za použití kurzorů, nikoli z prezentovaného obrázku).



Obr. 2.7: Schéma obvodu pro analýzu strmosti OTA



Obr. 2.8: Závislost strmosti OTA na velikosti odporu  $R_E$

Tato závislost je pro OTA, které mají zápornou vstupní svorku připojenou na zem, a kladná svorka představuje vstup. Dále je ještě třeba zjistit tu stejnou závislost pro transkonduktory zapojené naopak – kladný vstup na zem (OTA3, OTA4). Tato závislost je téměř totožná s grafem na obr. 2.8. Hodnoty strmosti se liší v jednotkách  $\mu\text{s}$ . Tento rozdíl může být zanedbán a výpočet může být uskutečněn podle jedné závislosti.

Ze závislosti lze určit jednotlivá  $g_m$  pro zvolenou hodnotu  $R_E$ . Pro  $R_E = 220 \Omega$  je hodnota strmosti  $g_m = 4,21\text{mS}$ . Rozdíl oproti hodnotě určené přibližným výpočtem je  $0,14\text{mS}$ . Při dalším návrhu budou použity vždy přesné hodnoty.

Nyní bude řešen výpočet pomocí rovnic (2.11), (2.12), (2.13).  $g_{mQ}$  je zvoleno zmíněných  $4,21\text{mS}$ . V rovnicích (2.12) a (2.13) jsou pouze dvě neznámé, takže tyto proměnné můžeme vypočítat z těchto rovnic. Při výpočtu dosadíme za  $R$  do (2.12) z rovnice (2.13).

$$Q = \frac{\sqrt{g_{m4}R}}{g_{mQ}R} = \frac{\sqrt{g_{m4} \frac{1}{g_{m4}}}}{g_{mQ} \frac{1}{g_{m4}}} = \frac{g_{m4}}{g_{mQ}} \quad (2.15)$$

Z odvozeného lze určit  $g_{m4}$

$$g_{m4} = Q \cdot g_{mQ} = 0,7 \cdot 4,21 \cdot 10^{-3} = 2,95\text{mS} \quad (2.16)$$

Ze simulované závislosti byla odečtena hodnota  $R_{E4} = 320\Omega$ . Stejnou velikost by měl mít i  $R_{E5}$  určující základní zesílení. Tím se nastaví základní přenos na 1, tedy  $K_0 = 0\text{dB}$ .

Ze vztahu (2.13) je určen odpor  $R$

$$R = \frac{1}{g_{m4}} = \frac{1}{2,95 \cdot 10^{-3}} = 339\Omega \quad (2.17)$$

Úpravou a dosazením do (2.11) je určena kapacita kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ .

$$C = \frac{g_{mf}}{2\pi f_m} \sqrt{g_{m4}R} = \frac{4,21 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 10^4} \sqrt{2,95 \cdot 10^{-3} \cdot 339} = 67\text{nF} \quad (2.18)$$

V následující tabulce jsou uvedeny navržené hodnoty součástek. Jsou zde uvedeny i hodnoty součástek zaokrouhlené na nejbližší velikost v řadě E12. Toto zaokrouhlení ovlivní některá  $g_m$ .

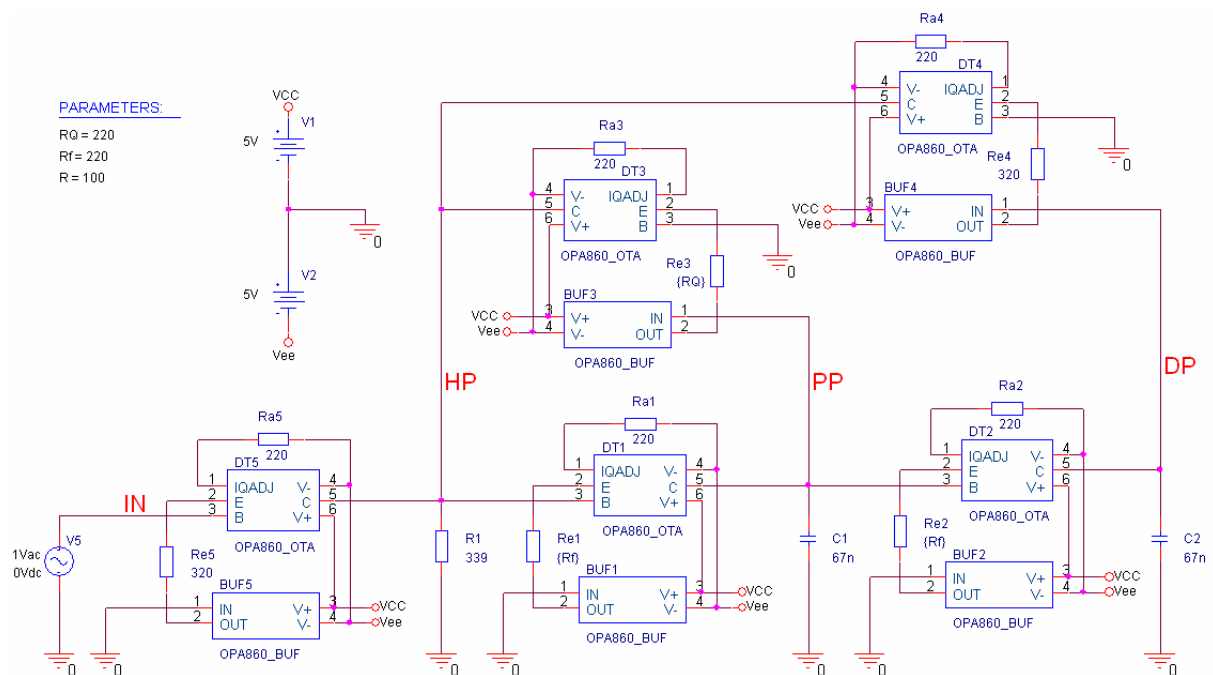
Tab. 2.1: Navržené parametry

Značka	Hodnota	Hodnota v řadě E12	Poznámky
$R$	$339\Omega$	$330\Omega$	
$C_1, C_2$	$67nF$	$68nF$	
$g_{m1}, g_{m2}, g_{m3}$	$4,21mS$	$4,21mS$	Pro nastavení $f_m$ a $Q$
$R_{E1}, R_{E2}, R_{E3}$	$220\Omega$	$220\Omega$	Součástí $R_E$ je i potenciometr (220 je tedy minimální hodnota)
$g_{m4}, g_{m5}$	$2,95mS$	$2,86mS$	
$R_{E4}, R_{E5}$	$320\Omega$	$330\Omega$	
$R_{ADJ}$	$220\Omega$	$220\Omega$	
$U_{CC}$	$\pm 5V$	$\pm 5V$	Napájecí napětí

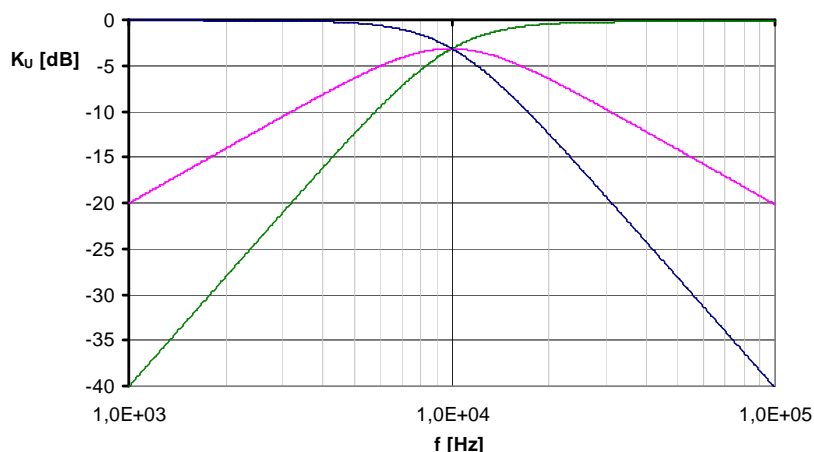
Poznámka k označení:  $f_c$  a  $f_m$  mohou být v této kapitole zaměňovány, protože je  $Q = 0,7$ . To znamená, že jsou hodnoty těchto kmitočtů stejné. V případě, že je  $Q$  jiné,  $f_c$  je kmitočet, kde se modulové charakteristiky protínají (nebo také vrchol charakteristiky výstupu PP.  $f_m$  je kmitočet pro pokles o 3 dB.

## 2.3 Simulace zapojení

Na obr. 2.9 je analyzované zapojení v editoru schémat OrCAD. Model obvodu OPA 860 je rozdělen na 2 části – diamantový tranzistor a sledovač. Vyrábí se ale v jednom pouzdře.



Obr. 2.9: Schéma KHN filtru pro simulaci v programu OrCAD

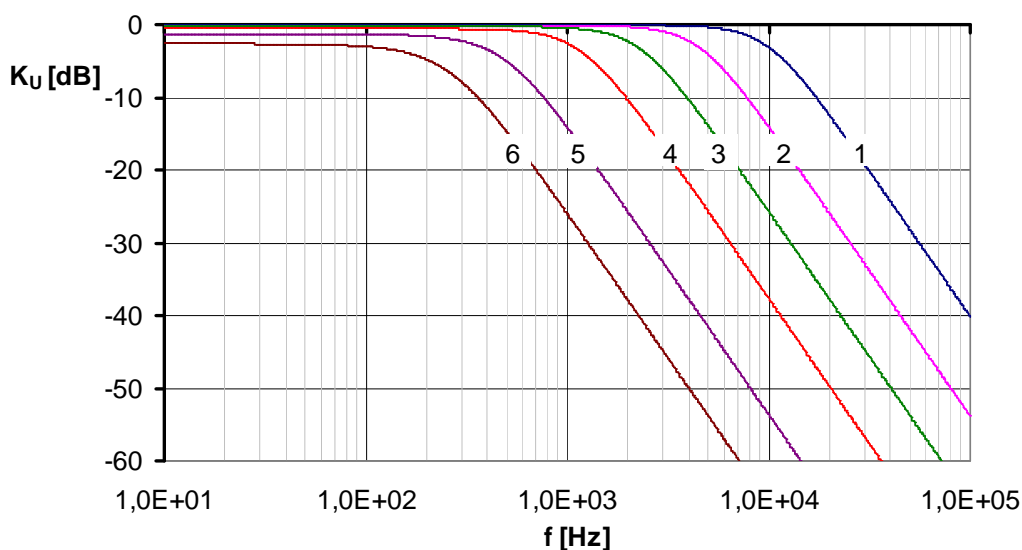


Obr. 2.10: Modulové frekvenční charakteristiky filtru ( $Q = 0,7$ )

Analyzovaný filtr byl simulován v programu PSpice. Na obrázku 2.10 jsou modulové frekvenční charakteristiky všech výstupů filtru. Protože byly pro analýzu použity hodnoty součástek nezaokrouhlené do řad, je mezní frekvence přesně 10 kHz. Po zaokrouhlení je mezní kmitočet 9,55kHz. Tento graf i všechny ostatní v této kapitole jsou pro přesné hodnoty.

Zapojení bylo simulováno i pro vysoké frekvence. Filtr je dle výsledků simulace použitelný až do 43 MHz, kdy poklesne přenos horní propusti o 3 dB. Tímto byly ověřeny výborné vlastnosti obvodu OPA860. Pro velmi nízké kmitočty ( $f < 30\text{Hz}$ ) dochází k tomu, že PP a HP nemají na těchto kmitočtech patřičný sklon frekvenční charakteristiky. Mají menší sklon, to znamená, že nemají dostatečně velký útlum. Zapojení je tedy aplikovatelné od 30 Hz do 43 MHz. Samozřejmě, že tento závěr nemá příliš velkou hodnotu, protože jsou posuzovány jen zmíněné vlastnosti a je postaven pouze na výsledcích simulace.

Na obr. 2.11 je ukázán výsledek analýzy zkoumající možnost přeladění mezní frekvence DP. Je vidět, že při velké hodnotě odporu  $R_E$  (10k $\Omega$ ) poklesne mírně přenos v propustném pásmu. Tato parazitní vlastnost je zanedbatelná. Můžeme říci, že filtr je dobře laditelný v širokém pásmu kmitočtů. Je možné dosáhnout ještě většího rozsahu ladění a to použitím menší hodnoty  $R_E$ . Zaplatí se za to ovšem horší dynamikou obvodu (viz dále).



Obr. 2.11: Ladění mezního kmitočtu DP ( $Q = 0,7$ )

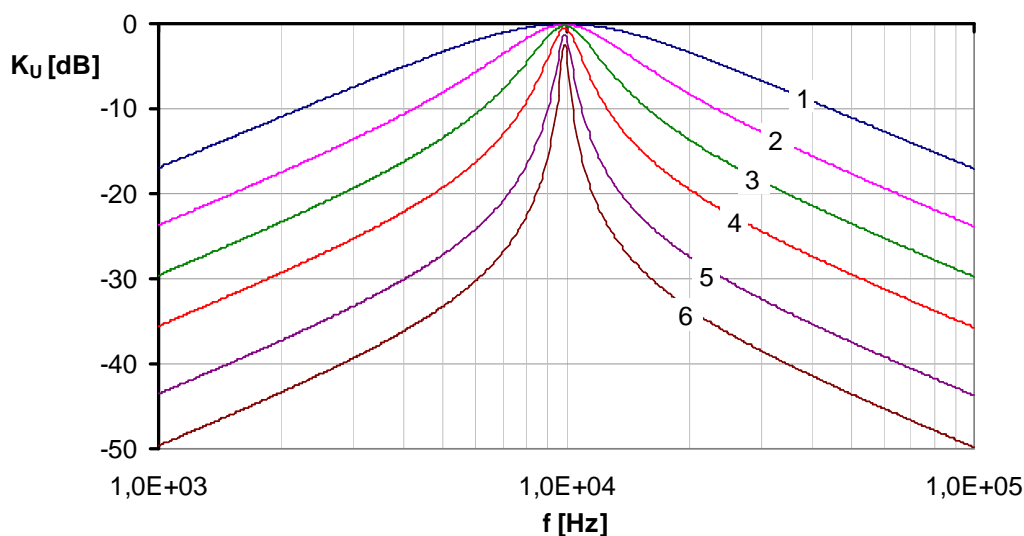
Tab. 2.2: Parametry filtru při ladění mezního kmitočtu DP

Index	$R_E$ [ $\Omega$ ]	$g_{mf}$ [mS]	$f_m$ [Hz]	$f_{m2}$ [Hz]
1	220	4,21	10 000	9 550
2	500	1,91	4 493	4 298
3	1 k	0,968	2 272	2 174
4	2 k	0,486	1 141	1 091
5	5 k	0,194	456	437
6	10 k	0,096	229	220

Pozn.:  $f_m$  – mezní kmitočet pro přesné hodnoty součástek,  $f_{m2}$  – mezní frekvence po zaokrouhlení součástek do řad.

V tab. 2.2 jsou hodnoty součástek a parametrů filtru při ladění mezní frekvence DP. Parametrem  $R_E$  jsou pochopitelně myšleny odpory ladící  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$ . Velikost strmosti byla zjištěna pomocí simulace provedené v předchozí kapitole (obr. 2.8). Mezní frekvenci filtru byla určena pomocí vyhodnocovací funkce programu PSpice *Cutoff\_Lowpass\_3dB()*.

Z následujících charakteristik (obr. 2.12) je vidět možnost nastavení šířky pásma pásmové propusti. Této funkci je docíleno díky souběžnému řízení  $K_0$  a  $Q$ , resp.  $g_{m5}$  a  $g_{mQ}$ . Přenos v propustném pásmu se při splnění této podmínky nemění. V tabulce 2.3 jsou hodnoty součástek a parametrů PP pro jednotlivé křivky grafu. Strmost byla stanovena stejně jako v předchozí tabulce. Jakost  $Q$  byla vypočítána pomocí vztahu 2.12. Šířka pásma PP byla zjištěna pomocí vyhodnocovací funkce *Bandwidth\_Bandpass\_3dB()* v PSpice.



Obr. 2.12: Nastavení šířky pásma PP

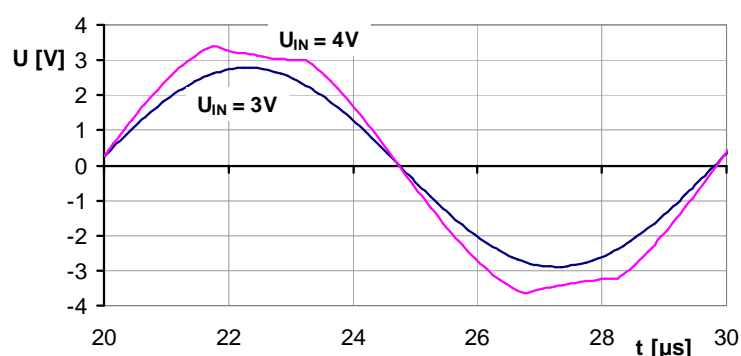
Tab. 2.3: Parametry filtru při ladění šířky pásma ( $BW$ ) PP

Index	$R_E$ [ $\Omega$ ]	$g_{mQ}, g_{m5}$ [mS]	$Q$ [-]	$BW$ [kHz]	$BW_2$ [kHz]
1	220	4,21	0,7	14,1	13,5
2	500	1,91	1,5	6,4	6,2
3	1 k	0,97	3,1	3,3	3,2
4	2 k	0,49	6,1	1,7	1,7
5	5 k	0,19	15,2	0,75	0,72
6	10 k	0,10	30,7	0,43	0,41

Pozn.:  $BW$  – šířka pásma pro filtr s přesnými hodnotami součástek,  $BW_2$  – šířka pásma po zaokrouhlení součástek do řad.

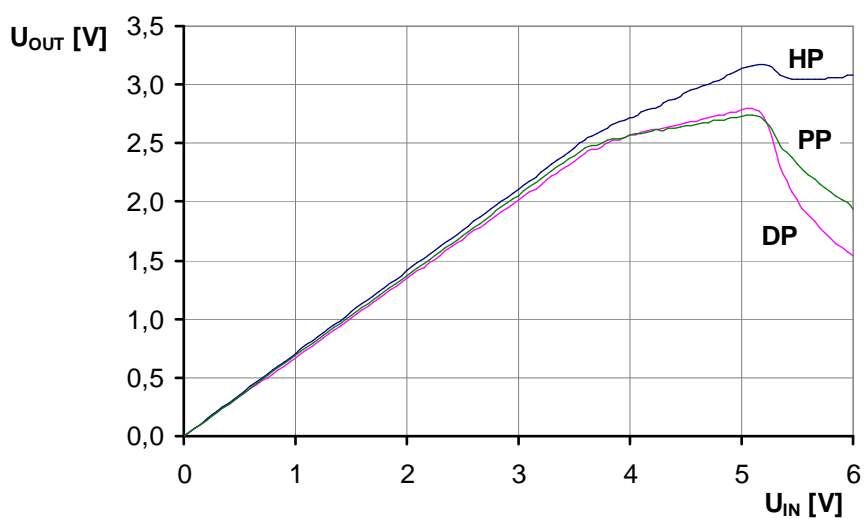
Tato analýza ovšem vychází z toho, že hodnoty transkonduktance  $g_{m3}$  ( $g_{mQ}$ ) a  $g_{m5}$  jsou vždy stejné. Ale v předchozím byly navrženy pevné rezistory  $R_{E3} = 220 \Omega$  a  $R_{E5} = 320 \Omega$  (resp.  $330 \Omega$  po zaokrouhlení). To znamená, že transkonduktance zmíněných OTA nikdy nebude stejná. Důležité ale bylo zjistit, jestli lze s tímto filtrem dosáhnout změny šířky pásma PP, a toho dosaženo bylo.

Na obr. 2.13 je zobrazen časový průběh výstupního signálu HP pro 100 kHz. Jedná se o test dynamiky obvodu. Pro názornost je zobrazen výstupní průběh napětí nezkreslený i oříznutý, tj. při dvou různých hodnotách vstupního napětí (amplituda 3V a 4V). Simulací byla zjištěna hodnota vstupního napětí, od které se výstupní signál začíná ořezávat – od 3,6 V. Při této hodnotě vykazuje výstupní signál harmonické zkreslení (THD) asi 0,6%, což je pro praktické použití ještě únosné. Při malých hodnotách je toto zkreslení asi 0,1%. Ostatní výstupy obvodu se chovají podobně, jen se o několik desetín voltu vstupního napětí liší hranice, kdy se začíná výstupní napětí zkreslovat. Tato analýza byla provedena pro součástky zaokrouhlené do řad. Velké dynamika je dosaženo výbornými vlastnostmi obvodu OPA860.



Obr. 2.13: Časový průběh odezvy HP

Na následujícím obrázku je zobrazena převodní charakteristika všech výstupů obvodu. Byla získána časovou analýzou při rozmítání amplitudy zdroje harmonického signálu od 50 mV do 6 V.



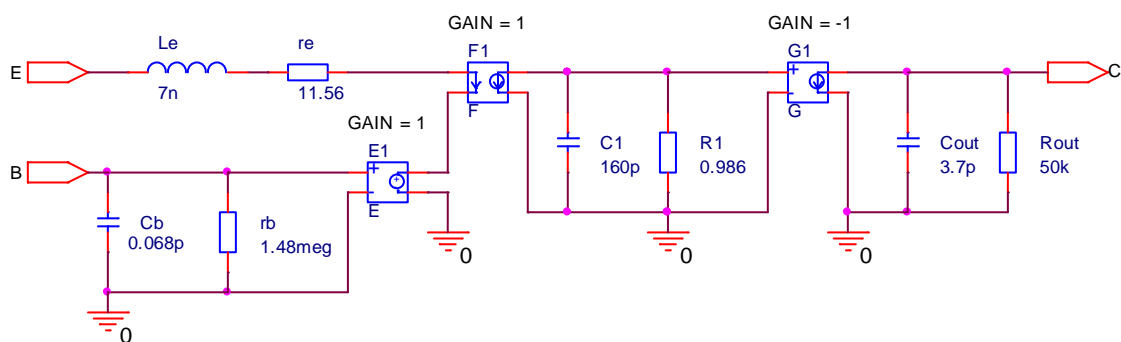
Obr. 2.14: Dynamické převodní charakteristiky filtru (jsou vyneseny amplitudy napětí).

## 2.4 Citlivostní a toleranční analýza

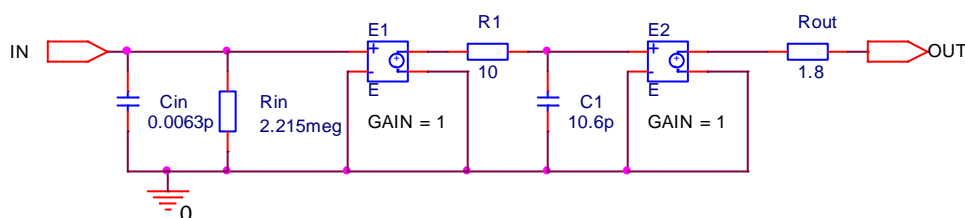
Citlivostní analýza představuje proces, kterým zjistíme vliv změny jednotlivých součástek na změnu parametrů obvodu. Toleranční analýzou lze ze znalosti odchylek parametrů obvodu zjistit odchylky charakteristických vlastností zapojení. U filtrů se jedná zejména o charakteristickou frekvenci, činitel jakosti a základní přenos. Pro tyto analýzy nabízí program PSpice tři nástroje:

- Citlivostní analýza
- Analýza nejhoršího případu (Worst Case)
- Analýza Monte Carlo

Pro zmíněné analýzy musí být použity modely 3. úrovně, a to zvláště pro diamantový tranzistor a zvláště pro sledovač. Topologie těchto modelů včetně hodnot použitých součástek je zobrazena na obr. 2.15 a obr. 2.16. Modely byly vytvořeny na základě analýz vlastností makromodelů (vstupní impedance, výstupní impedance, napěťový popř. proudový zisk).



Obr. 2.15: Model diamantového tranzistoru.



Obr. 2.16: Model sledovače.

Tyto modely byly po té zakomponovány do schématu celého KHN filtru pomocí hierarchických bloků. Byly simulovány modulové frekvenční charakteristiky. Téměř vůbec se neliší od frekvenčních charakteristik získaných simulací filtru s makromodely (viz obr. 2.10). Charakteristický kmitočet filtru je stejně jako u simulace s makromodely přesně 10 kHz. Po zaokrouhlení součástek do řad se změnil na 9,56 kHz. Následující výpočty a analýzy byly realizovány se zaokrouhlenými součástkami do řad.

Citlivostní analýza byla provedena v programu PSpice Advanced Analysis (PSpice AA). Výsledky jsou v tab. 2.4. Program poskytuje výsledky v semirelativní míře. Tyto byly přepočítány do relativní míry. Ve sloupci parametr je název součástky nebo parametru, pro který je citlivost zkoumaná. V případě, že se jedná o parametr transkonduktoru, je zapsán např. jako  $DT_1(R_1)$ , kde  $R_1$  je parametr modelu DT a  $DT_1$  naznačuje o jaký DT ze schématu filtru se jedná. Citlivostní analýza  $f_c$  byla provedena pro výstup PP pomocí vyhodnocovací funkce programu PSpice *CenterFrequency()*. Citlivost  $Q$  byla zjišťována pomocí funkce

$Q\_Bandpass()$  také pro výstup PP. Citlivostní analýza základního přenosu  $K_0$  byla simulována pro DP za použití funkce  $Max\_XRange()$ .

Tab. 2.4: Výsledky citlivostní analýzy sledovaných parametrů

charakteristický kmitočet			činitel jakosti			základní přenos	
parametr	semirelativní citlivost [Hz/%]	relativní citlivost	parametr	semirelativní citlivost [-/%]	relativní citlivost	parametr	semirelativní citlivost [dB/%]
DT <sub>1</sub> (R <sub>1</sub> )	47,73	0,50	DT <sub>3</sub> (R <sub>1</sub> )	-3,4E-03	-0,49	DT <sub>5</sub> (R <sub>1</sub> )	86,7E-3
DT <sub>2</sub> (R <sub>1</sub> )	47,51	0,50	R <sub>E3</sub>	3,3E-03	0,46	DT <sub>4</sub> (R <sub>1</sub> )	-86,1E-3
DT <sub>4</sub> (R <sub>1</sub> )	47,51	0,50	C <sub>1</sub>	1,7E-03	0,25	R <sub>E5</sub>	-83,3E-3
C <sub>2</sub>	-47,72	-0,50	DT <sub>1</sub> (R <sub>1</sub> )	-1,7E-03	-0,25	R <sub>E4</sub>	82,7E-3
C <sub>1</sub>	-47,65	-0,50	C <sub>2</sub>	-1,7E-03	-0,24	DT <sub>5</sub> (r <sub>E</sub> )	-2,9E-3
R <sub>1</sub>	46,86	0,49	DT <sub>4</sub> (R <sub>1</sub> )	1,7E-03	0,24	DT <sub>4</sub> (r <sub>E</sub> )	2,9E-3
R <sub>E4</sub>	-45,49	-0,48	R <sub>1</sub>	-1,7E-03	-0,24	DT <sub>3</sub> (R <sub>1</sub> )	-633E-6
R <sub>E1</sub>	-44,93	-0,47	R <sub>E4</sub>	-1,7E-03	-0,24	DT <sub>2</sub> (R <sub>1</sub> )	624E-6
R <sub>E2</sub>	-44,54	-0,47	R <sub>E2</sub>	-1,6E-03	-0,23	R <sub>E3</sub>	595E-6
DT <sub>2</sub> (r <sub>E</sub> )	-2,31	-0,02	R <sub>E1</sub>	1,6E-03	0,23	R <sub>E2</sub>	-591E-6
DT <sub>1</sub> (r <sub>E</sub> )	-2,31	-0,02	DT <sub>3</sub> (r <sub>E</sub> )	171E-6	0,02		
DT <sub>4</sub> (r <sub>E</sub> )	-1,54	-0,02	DT <sub>1</sub> (r <sub>E</sub> )	86E-6	0,01		

Příklad výpočtu relativní citlivosti:

$$S_{R,C_1}^{f_c} = S_{S,C_1}^{f_c} \frac{100}{f_c} = -47,65 \cdot \frac{100}{9560} = -0,498 \quad (2.19)$$

Program při výpočtu citlivosti používá místo derivací numerické metody, a proto zavádí do výpočtu jistou chybu. Tato chyba není příliš velká, ale přesto je vhodné zjištěné hodnoty ověřit početně. Relativní citlivost charakteristického kmitočtu na prvku  $C_1$  je

$$S_{R,C_1}^{f_c} = \frac{C_1}{f_c} \cdot \frac{\partial f_c}{\partial C_1} = \frac{C_1}{f_c} \cdot \frac{\partial \left( \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{g_{m1} g_{m2} g_{m4} R}}{\sqrt{C_1 C_2}} \right)}{\partial C_1} =$$

$$= \frac{C_1}{\frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{g_{m1} g_{m2} g_{m4} R}}{\sqrt{C_1 C_2}}} \cdot \frac{-\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2\pi} (g_{m1} g_{m2} g_{m4} R)^{-1/2} \cdot C_1^{-1/2} \cdot C_2^{1/2}}{C_1 C_2} = -\frac{1}{2}. \quad (2.20)$$

Ve výpočtu je dosazeno za  $f_C$  ze vztahu 2.11. Rozdíl mezi vypočítanou a programem zjištěnou hodnotou je až na třetím desetinném místě. Dále z vypočítané hodnoty můžeme určit semirelativní citlivost

$$S_{S,C_1}^{f_C} = S_{R,C_1}^{f_C} \frac{f_C}{100} = -0,5 \cdot \frac{9560}{100} = -47,8. \quad (2.21)$$

Pro  $C_2$  je citlivost stejná jako pro  $C_1$ , což je zřejmé z pozice těchto prvků ve vztahu pro  $f_C$ . Pro parametry v čitateli ve vztahu pro charakteristický kmitočet je relativní citlivost 0,5, takže se liší pouze ve znaménku. Transkonduktance  $g_m$  závisí na odporu  $R_E$  (viz vztah 2.4), proto je zde souvislost i v citlivostech. Citlivost na  $R_E$  bude ovšem menší než 0,5, protože ve vztahu 2.4 dominuje také parametr  $r_E$ , na kterém  $f_C$  vykazuje také určitou malou citlivost. Citlivost činitele jakosti a základního přenosu byla také ověřena výpočtem. Opět se simulované a početně získané výsledky liší jen nepatrně.

Z výsledků citlivostní analýzy je patrné, že všechny tři sledované parametry ( $f_C$ ,  $Q$ ,  $K_0$ ) jsou nejvíce citlivé na hodnoty rezistorů v emitorech diamantových tranzistorů (také na zjiž zmíněných  $r_E$ ), kterými jsou řízeny strmosti OTA zesilovačů, dále na hodnotu kondenzátorů, odporu  $R_1$ , ale hlavně na parametru modelu DT  $R_1$ . Tento odpor modeluje proudový přenos ( $K_1$ ) z emitoru na kolektor DT. V toleranční analýze je třeba řešit různé varianty tolerancí  $K_1$ . Následující tabulka ukazuje jak spolu souvisí tolerance  $R_1$  a tolerance  $K_1$ .

Tab. 2.5: Závislost tolerance  $K_1$  na toleranci  $R_1$ .

Tolerance $R_1$ [%]	5,8	11,7	17,5	23,4	29,2	35,0
Tolerance $K_1$ [%]	5	10	15	20	25	30

Byly nalezeny takové hodnoty tolerancí  $R_1$ , aby odpovídaly často se vyskytujícím tolerancím parametrů aktivních prvků. Pro následující analýzy jsou použity právě tyto tolerance (nejčastěji 30%).

Součástí toleranční analýzy je analýza nejhoršího případu a analýza hromadné výroby (Monte Carlo). Pomocí těchto simulací můžeme určit maximální a minimální možnou hodnotu sledovaného parametru. Tyto hodnoty jsou přehledně zobrazeny v tab. 2.5. Tolerance pasivních prvků byly zvoleny z těch, které se v praxi často vyskytují. Výsledkem analýzy Monte Carlo je histogram. Histogramy pro jednotlivé parametry ( $f_C$ ,  $Q$ ,  $K_0$ ) jsou uvedeny v příloze A.1 až A.3. Pro prezentované histogramy byly zvoleny nejčastěji používané tolerance prvků, a to 1% pro rezistory, 5% pro kondenzátory, 10% pro proudový přenos DT a 30% pro hodnoty ostatních prvků v modelech 3. úrovně.

Tab. 2.6: Rozptyl sledovaných parametrů KHN filtru pro různé tolerance prvků.

Tolerance prvků [%]				nominální hodnoty	Worst Case		Monte Carlo	
<i>R</i>	<i>C</i>	proudový přenos DT	ostatní parametry modelů		min	max	min	max
Charakteristická frekvence [kHz]								
1	5	30	30	9,60	4,57	16,53	6,89	12,42
1	5	20	30		5,84	14,45	7,72	11,55
1	5	10	30		7,22	12,45	8,44	10,68
1	1	10	30		7,50	11,94	8,66	10,55
1	5	5	30		7,95	11,48	8,81	10,28
1	1	5	30		8,27	11,01	9,08	10,09
Činitel jakosti [-]								
1	5	30	30	0,70	0,53	1,51	0,58	1,08
1	5	20	30		0,56	1,14	0,62	0,90
1	5	10	30		0,60	0,90	0,65	0,78
1	5	5	30		0,63	0,82	0,67	0,74
1	1	5	30		0,64	0,80	0,67	0,74
Základní přenos [dB]								
1	5	30	30	-0,06	-6,9	6,7	-4,8	4,6
1	5	20	30		-4,6	4,5	-3,2	3,0
1	5	10	30		-2,5	2,4	-1,6	1,4
1	5	5	30		-1,5	1,3	-0,8	0,7

Na závěr ještě zmínka o kmitočtovém omezení použití filtru. Zapojení bylo sice navrženo na charakteristickou frekvenci 10 kHz, ale jedná se o multifunkční filtr, takže by měl fungovat v co největším frekvenčním rozsahu. Na vysokých kmitočtech, kdy filtr již neplní zcela svou funkci, klesá přenos HP. Je to způsobeno parazitními vlivy aktivních prvků, zejména diamantových tranzistorů. Sledovače mají tranzitní kmitočet hodně vysoký (okolo 700 MHz). U DT ovlivňuje frekvenční použití filtru hlavně šířka pásma proudového přenosu. Jak již bylo řečeno, velikost proudového přenosu ovlivňuje parametr  $R_1$  v modelu DT (viz obr. 2.15). Na šířku pásma tohoto přenosu má vliv kondenzátor  $C_1$ . Modulová charakteristika proudového přenosu DT má ještě jeden lom určený parametry  $C_{OUT}$ ,  $R_{OUT}$  a zátěží. Přesněji lomy charakteristiky popisují vztahy

$$f_{m1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}, \quad f_{m2} = \frac{1}{2\pi (R_Z \parallel R_{OUT}) C_{OUT}}, \quad (2.22), (2.23)$$

kde  $R_Z$  je zátěž připojená k výstupu DT. V následující tabulce je uvedena závislost mezního kmitočtu filtru na zmíněných parametrech DT.

Tab. 2.7: Závislost mezního kmitočtu filtru na parametrech DT.

$C_1$ [pF]	$C_{OUT}$ [pF]	BW Ki [MHz]	Mezní kmitočet přenosu HP (pokles o 3dB) [MHz]	Poznámka
33 000	3,7	5,1	5	
15 000	3,7	10,8	10	
6 500	3,7	24,8	20	
160	3,7	1 000	43,87	makromodel DT
160	3,2	1 000	50	
160	2,7	1 000	60	
160	2,3	1 000	70	
160	2,0	1 000	80	
160	1,8	1 000	90	
160	1,6	1 000	100	

## 2.5 Optimalizace parametrů filtru

Součástí aplikace PSpice Advanced Analysis je optimizer. Pomocí tohoto programu byly nalezeny hodnoty odporů  $R_E$ , kterými se ladí  $f_C$ . Výsledky jsou pro několik hodnot  $f_C$  v následující tabulce. Parametrem  $R_E$  jsou pochopitelně myšleny rezistory  $R_{E1}$  a  $R_{E2}$ . Tyto prvky jsou složeny z pevných odporů a potenciometrů v sérii. Pro dosažení  $f_C = 10$  kHz je nutné, aby byl pevný rezistor menší než výše zmíněných 220  $\Omega$  (celková hodnota odporu musí být 209  $\Omega$ ). To je bez problémů možné, ale není vhodné, když je  $R_E$  menší než 50  $\Omega$ . Optimalizace byla provedena pro hodnoty součástek zaokrouhlených do řad.

Tab. 2.8: Optimální hodnoty laděných rezistorů  $R_E$  pro několik hodnot  $f_C$ .

$f_C$ [kHz]	1	2	5	10
$R_E$ [ $\Omega$ ]	2 270	1 110	433	209

## 2.6 Shrnutí

Analyzovaný KHN filtr umožňuje poměrně jednoduché ladění charakteristické frekvence, činitele jakosti i základního zesílení. Souběh  $Q$  a  $K_0$  poskytuje změnu šířky pásma PP. Ladění filtru bylo simulováno pouze změnou odporů  $R_E$ . Elektronické ladění těchto odporů je obtížné, protože jsou plovoucí. Odporů pro ladění mezního kmitočtu by mohly být zemněny (diskutováno dříve). Potom by bylo realizovatelné elektronické ladění. U prezentované koncepcie filtru je použito ladění pomocí potenciometrů. Filtr má výborné kmitočtové vlastnosti, díky použití diamantového tranzistoru. Obvod také disponuje dobrou dynamikou.

Obvod je velmi citlivý na změnu velikosti proudového přenosu DT. Pokud tento parametr nebude mít příliš velkou toleranci lze dosáhnout při hromadné výrobě přijatelných rozptylů parametrů obvodu.

### 3 KHN FILTR S DT V NAPĚŤOVÉM MÓDU

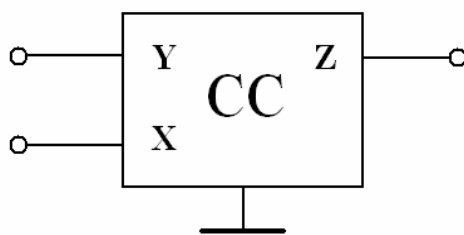
V následujícím textu je prezentován návrh a analýza KHN filtru v napěťovém módu s diamantovými tranzistory OPA 860, které jsou ve funkci proudového konveju (CC) a transkonduktoru (OTA). Jsou zde také publikovány vlastnosti CC, kterého je často využito při realizaci různých KHN filtrů. Vlastnosti OTA, který je také součástí řešené koncepce byly dostatečně probrány v předchozí kapitole. Zvlášť velká pozornost je věnována ladění filtru pomocí elektronicky nastavitelné hodnoty odporu v emitoru DT.

#### 3.1 Proudový konveju

V řešeném zapojení je sice proudový konveju (CC – Current Coveyor) pouze ve funkci sumačního zesilovače, ale přesto je dobré zde vysvětlit alespoň v krátkosti jeho princip a vlastnosti.

Pojem proudový konveju sahá až do roku 1968, kdy ho poprvé představili pánové Smith a Sedra. O dva roky později vznikla druhá generace tohoto prvku (CCII). Tato varianta je používána až do dnes. Existuje i třetí generace (CCIII), která spatřila světlo světa až v roce 1995. V devadesátých letech vznikaly další typy těchto aktivních prvků, například s invertujícím nebo diferenčním vstupem.[16]

Na obr. 3.1 je uvedena obecná schematická značka CC. Vstup Y je vysokoimpedanční napěťový vstup, X představuje proudový vstup a Z je proudový výstup. Nejdůležitější vlastností proudového konveju je proudový přenos  $B$ . Pomocí této veličiny lze popsat vztahy mezi některými branami:  $I_Z = B \cdot I_X$ . Přenos proudu bývá obou polarit. Podle toho se rozlišují pozitivní a negativní CC. Některé typy CC umožňují tento přenos nastavovat pomocí řídicího napětí. Existují i CC s více vstupy Y a více výstupy Z. Tyto více-branové prvky jsou ale ve většině případů komerčně nedostupné. Tyto typy CC jsou v současné době stále předmětem výzkumu. [5]



Obr. 3.1: Schematická značka CC

#### 3.2 Topologie filtru a jeho návrh

KHN filtr je navržen na mezní frekvenci 10kHz. Na následujícím obrázku (obr. 3.2) je zapojení řešeného obvodu. Filtr je tvořen sumačním zesilovačem, zapojeným jako neinvertující proudový konveju druhé generace (CCII+), dále dvěma integrátory, na které se můžeme dívat jako na OTA-SISO (single input single output).



Tab. 3.1: Hodnoty transkonduktance pro některá  $R_E$

$R_E$ [ $\Omega$ ]	50	100	200	220	300	320	330	500	1 k	2 k
$g_m$ [mS]	15,932	8,798	4,641	4,240	3,151	2,961	2,874	1,918	0,969	0,486
$R_E$ [ $\Omega$ ]	3 k	5 k	10 k							
$g_m$ [mS]	0,324	0,194	0,096							

Z rovnic (3.1), (3.2) a (3.3) je možné odvodit vztah pro mezní kmitočet a jakost podobně jak bylo uvedeno v kapitole 2.2. Vztahy jsou následující [5]:

$$f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad Q = \frac{C_1}{g_{m1}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.5), (3.6)$$

Při pohledu na rovnice by se mohlo zdát, že  $Q$  lze ladit. Je tomu tak, ale ne nezávisle na mezním kmitočtu. A to je nežádoucí. Proto je třeba zvolit  $g_{m1} = g_{m2} = g_{mf}$  a  $C_1 = C_2 = C$ . Označení  $g_{mf}$  je nápadité – na této strmosti je závislý mezní kmitočet. Právě pomocí ní se bude samozřejmě ladit. Uvedenou volbou se vztahy zjednodušili na

$$f_m = \frac{g_{mf}}{2\pi C}, \quad Q = 1. \quad (3.7), (3.8)$$

Jakost tedy nebude nastavitelná a bude rovna 1.

Nyní je třeba zvolit nejmenší hodnotu rezistoru  $R_E$  v emitorech DT, která bude výchozí pro základní simulaci filtru bez ladění. Nastavení bude realizováno pomocí napětím řízeného zesilovače a elektronické násobičky. Z předchozí kapitoly je známo, v jakém rozmezí může být  $R_E$  volen. Je zvolen 1 k $\Omega$ . V tabulce 3.1 je pro tuto hodnotu odporu uvedena hodnota strmosti OTA ( $g_m = 0,969$  mS) a ze vztahu (3.7) mohou být následně určeny hodnoty kondenzátorů

$$C = \frac{g_{mf}}{2\pi f_m} = \frac{969 \cdot 10^{-6}}{2\pi \cdot 10^4} = 15,4 \text{ nF} \quad (3.9)$$

Ještě je třeba navrhnout hodnoty zbývajících rezistorů. Jak již bylo řečeno, mají všechny stejně velkou hodnotu odporu. Je zvoleno  $R = 1$  k $\Omega$  podle [5]. V tab. 3.2 jsou navržené hodnoty součástek a hodnoty transkonduktance OTA. Analýzou bylo zjištěno, že mezní frekvence filtru je blíže hodnotě 10 kHz po zaokrouhlení kapacit kondenzátorů do řady ( $C = 15$  nF). Proto bude dále simulován obvod jen s hodnotami součástek v řadách.

Tab. 3.2: Navržené hodnoty součástek a některé parametry filtru

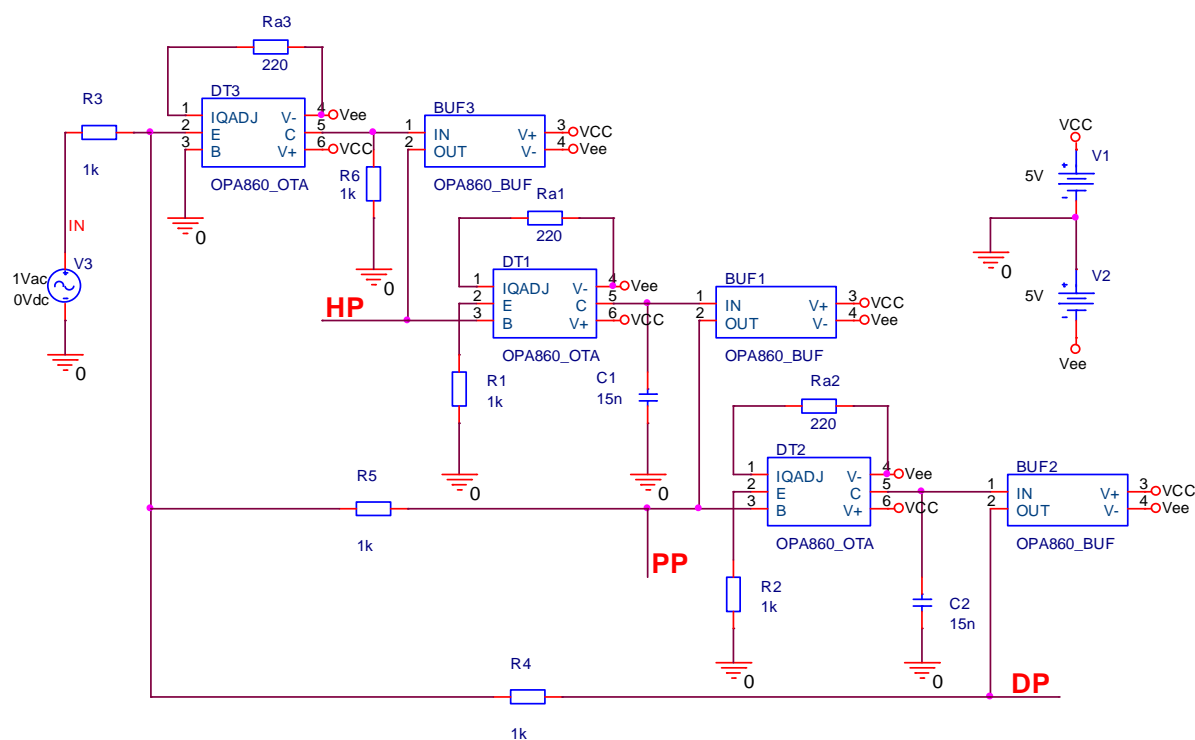
Značka	Hodnota	Poznámky
$f_c$	10 kHz	Laditelné
$Q$	1	Pevné
$R_3, R_4, R_5, R_6,$	1 k $\Omega$	
$C_1, C_2$	15 nF	
$g_{m1}, g_{m2}$	0,969 mS	Pro nastavení $f_m$
$R_{E1}, R_{E2}$	1 k $\Omega$	Součástí $R_E$ je i další ladění (násobička, VCA)
$R_{ADJ}$	220 $\Omega$	
$U_{CC}$	$\pm 5$ V	Napájecí napětí

### 3.3 Analýzy a měření filtru bez možnosti ladění

#### 3.3.1 Základní analýzy

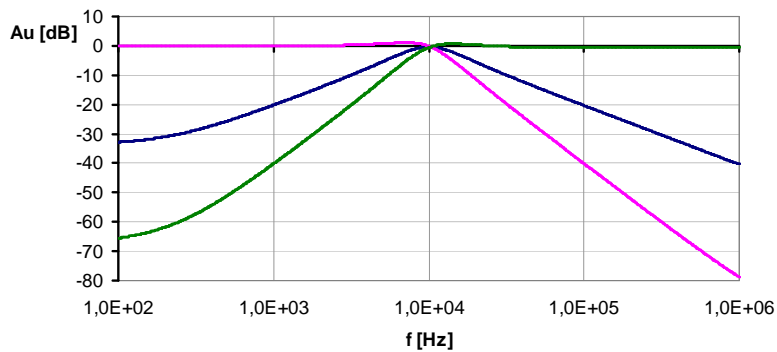
V této části jsou prezentovány pouze simulace nezahrnující možnost ladění, to znamená frekvenční charakteristiky, test dynamiky a převodní charakteristiky. Elektronická nastavitelnost je analyzována v dalších kapitolách.

Na následujícím obrázku je schéma analyzovaného filtru. Součástky zde nezaokrouhlené do řad. Frekvenční charakteristiky jsou uvedené na obr. 3.4. Charakteristická frekvence filtru  $f_c$  je přesně 10 kHz. Pro nízké frekvence ( $f < 300$  Hz) nemají frekvenční charakteristiky HP a PP patřičný sklon. Je to způsobeno neideálními vlastnostmi OTA, zejména výstupním odporem.

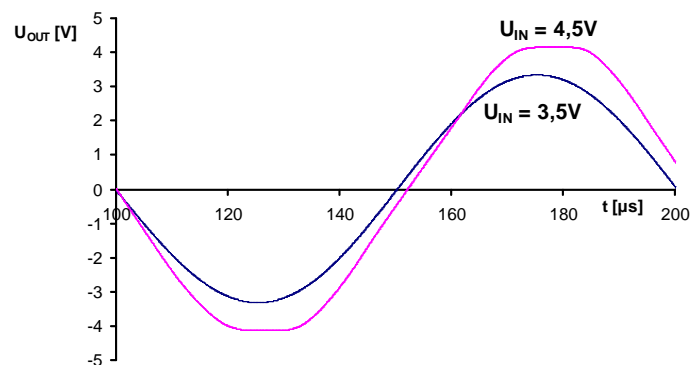


Obr. 3.3: Schéma KHN filtru s DT v napěťovém módu.

Dále byla testována dynamika obvodu. Na obr. 3.5 je zobrazena odezva výstupu HP, při přípustné hodnotě amplitudy vstupního signálu a při takové hodnotě na vstupu, kdy je již výstup ořezán. Bylo zjištěno, že výstup HP začíná být viditelně zkreslen od 4,3 V amplitudy vstupního signálu. Pro PP je to od 4,4 V a u DP se toto projevuje od 4,5 V. maximální vstupní napětí je tedy 4,2 V. Filtr má tak velkou dynamiku díky velké hodnotě odporů v emitorech DT. Proto je v dalších kapitolách, kde je simulováno i ladění, zkoumaná dynamika také, a to pro nejmenší hodnoty  $R_E$ .

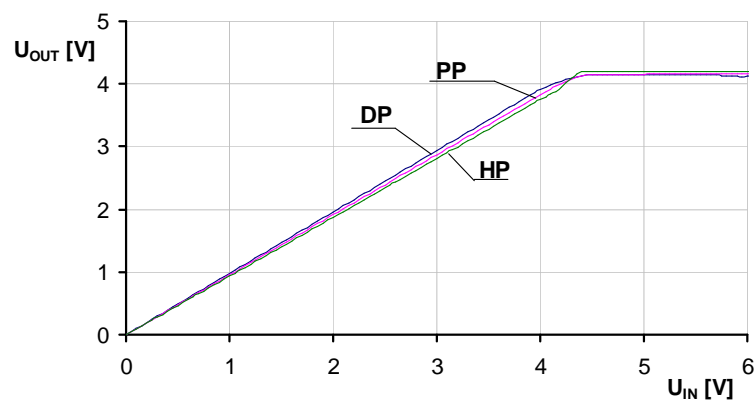


Obr. 3.4: Modulové frekvenční charakteristiky filtru.



Obr. 3.5: Časové průběhy odezvy HP při amplitudě vstupního signálu 3,5V a 4,5V ( $f = 10$  kHz).

Dále byla simulována dynamická převodní charakteristika obvodu všech výstupů filtru (viz obr. 3.6). Do grafu jsou vyneseny amplitudy vstupního a výstupních napětí. Rozdíly mezi jednotlivými výstupy jsou minimální.



Obr. 3.6: Převodní charakteristika KHN filtru

### 3.3.2 Citlivostní a toleranční analýza

Pro tento KHN filtr byla také provedena citlivostní a toleranční analýza, stejně jako pro filtr v předchozí kapitole. Opět byly použity modely 3. úrovně pro DT i pro sledovač (viz obr. 2.15 a 2.16). Charakteristická frekvence s těmito modely vychází pomocí simulace 10 080 Hz, činitel jakosti je 1,046. Výsledky citlivostí jednotlivých sledovaných obvodových parametrů ( $f_c$ ,  $Q$ ,  $K_0$ ) jsou na následující tabulce.

Tab. 3.3: Tabulka výsledků citlivostní analýzy v programu PSpice a vypočítané relativní citlivosti.

charakteristický kmitočet			činitel jakosti			základní přenos	
parametr	semirelativní citlivost [Hz/%]	relativní citlivost	parametr	semirelativní citlivost [-/%]	relativní citlivost	parametr	semirelativní citlivost [dB/%]
DT <sub>1</sub> (R <sub>1</sub> )	50,40	0,50	R <sub>5</sub>	7,59E-03	0,73	R <sub>3</sub>	-86,7E-3
DT <sub>3</sub> (R <sub>1</sub> )	50,40	0,50	DT <sub>2</sub> (R <sub>1</sub> )	3,96E-03	0,38	R <sub>4</sub>	84,9E-3
C <sub>1</sub>	-50,36	-0,50	R <sub>4</sub>	-3,97E-03	-0,38	DT <sub>2</sub> (R <sub>1</sub> )	1,82E-03
C <sub>2</sub>	-50,26	-0,50	R <sub>2</sub>	-3,89E-03	-0,37	R <sub>2</sub>	-1,81E-03
R <sub>1</sub>	-49,77	-0,49	C <sub>1</sub>	3,86E-03	0,37	R <sub>5</sub>	1,79E-03
R <sub>6</sub>	49,40	0,49	C <sub>2</sub>	-3,84E-03	-0,37	DT <sub>2</sub> (R <sub>OUT</sub> )	1,78E-03
DT <sub>2</sub> (R <sub>1</sub> )	49,38	0,49	DT <sub>1</sub> (R <sub>1</sub> )	-3,67E-03	-0,35		
R <sub>4</sub>	-48,68	-0,48	DT <sub>3</sub> (R <sub>1</sub> )	-3,67E-03	-0,35		
R <sub>2</sub>	-48,75	-0,48	R <sub>1</sub>	3,65E-03	0,35		
DT <sub>3</sub> (R <sub>E</sub> )	-1,75	-0,02	R <sub>6</sub>	-3,60E-03	-0,34		
DT <sub>2</sub> (R <sub>OUT</sub> )	-1,07	-0,01	DT <sub>1</sub> (R <sub>OUT</sub> )	167E-6	0,02		
DT <sub>3</sub> (R <sub>OUT</sub> )	0,97	0,01	DT <sub>3</sub> (R <sub>E</sub> )	124E-6	0,01		
DT <sub>2</sub> (R <sub>E</sub> )	-0,66	-0,01	DT <sub>2</sub> (R <sub>OUT</sub> )	91E-6	0,01		

Příklad výpočtu relativní citlivosti:

$$S_{R,C_1}^{f_c} = S_{S,C_1}^{f_c} \frac{100}{f_c} = -50,36 \cdot \frac{100}{10080} = -0,5 \quad (3.10)$$

Před početním ověřením citlivostní analýzy je třeba získat vztahy pro charakteristickou frekvenci a činitel jakosti bez zjednodušení zavedeného v úvodu této kapitoly ( $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R$ ). Tím se vztahy pro  $f_c$  a  $Q$  značně zjednoduší. Pomocí programu Snap byly získány přenosové funkce

$$K_{DP}(s) = \frac{-\frac{R_6 g_{m1} g_{m2}}{R_3 C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{R_6 g_{m1}}{R_5 C_1} + \frac{R_6 g_{m1} g_{m2}}{R_4 C_1 C_2}}, \quad (3.11)$$

$$K_{PP}(s) = \frac{-s \frac{R_6 g_{m1}}{R_3 C_1}}{s^2 + s \frac{R_6 g_{m1}}{R_5 C_1} + \frac{R_6}{R_4 C_1 C_2} g_{m1} g_{m2}}, \quad (3.12)$$

$$K_{HP}(s) = \frac{-s^2 \frac{R_6}{R_3}}{s^2 + s \frac{R_6 g_{m1}}{R_5 C_1} + \frac{R_6}{R_4 C_1 C_2} g_{m1} g_{m2}}, \quad (3.13)$$

z kterých lze odvodit pomocí rovnice 2.8 vztahy pro  $f_c$ ,  $Q$  a  $K_0$ :

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_6 g_{m1} g_{m2}}{R_4 C_1 C_2}}, \quad Q = R_5 \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{R_4 R_6 C_2 g_{m1}}}, \quad K_0 = -\frac{R_4}{R_3}. \quad (3.14), (3.15), (3.16)$$

Ověření citlivostní analýzy bylo provedeno pro více prvků, uveden je ale jen výpočet relativní citlivosti činitele jakosti na hodnotě prvku  $R_5$ . Byl vybrán právě tento prvek, protože obvod na něj vykazuje velkou citlivost. Je to způsobené tím, že právě tento rezistor umožňuje ladění jakosti (bylo již diskutováno dříve). Relativní citlivost  $Q$  na  $R_5$  je

$$S_{R_5}^Q = \frac{R_5}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial R_5} = \frac{R_5}{Q} \cdot \frac{\partial \left( R_5 \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{R_4 R_6 C_2 g_{m1}}} \right)}{\partial R_5} = \frac{R_5}{R_5 \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{R_4 R_6 C_2 g_{m1}}}} \cdot \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{R_4 R_6 C_2 g_{m1}}} = 1. \quad (3.17)$$

Dále z vypočítané hodnoty je možné určit semirelativní citlivost

$$S_{S,R_5}^Q = S_{R_5}^Q \frac{Q}{100} = 1 \cdot \frac{1,046}{100} = 10,46 \cdot 10^{-3} \%^{-1}. \quad (3.18)$$

Rozdíl mezi vypočítanou hodnotou a hodnotou zjištěnou simulací je poměrně velký. Chyba vznikla pravděpodobně tím, že vztah 3.15 je pro filtr s ideálními aktivními prvky. Program zahrnuje do výpočtu více parametrů. Ale na druhou stranu počítá derivace numerickými metodami. Ani jeden výsledek není proto dokonale přesný, ale věrohodnější je výsledek simulace.

Stejně jako v předchozí kapitole byly i zde provedeny simulace Worst Case a Monte Carlo. Rozptyl parametrů (minimální a maximální hodnoty) je uveden v tab. 3.3. Histogramy analýzy hromadné výroby jsou uvedeny v příloze A.4 až A.6. Tolerance prvků pro uvedené histogramy byly zvoleny takto: 1%  $R$ , 5%  $C$ , 30% parametry modelů aktivních prvků.

Tab. 3.4: Rozptyl sledovaných parametrů KHN filtru pro různé tolerance prvků.

Tolerance prvků [%]				nominální hodnoty	Worst Case		Monte Carlo	
R	C	proudový přenos DT	ostatní parametry modelů		min	max	min	max
Charakteristická frekvence [kHz]								
1	5	30	30	10,1	4,88	17,18	6,96	13,42
1	5	20	30		6,23	15,03	7,96	12,36
1	5	10	30		7,70	12,96	8,96	11,31
1	1	10	30		8,00	12,44	9,03	11,21
1	5	5	30		8,48	11,96	9,45	10,78
1	1	5	30		8,82	11,47	9,54	10,69
Činitel jakosti [-]								
1	5	30	30	1,05	0,72	1,79	0,84	1,30
1	5	20	30		0,79	1,51	0,90	1,21
1	5	10	30		0,87	1,30	0,96	1,14
1	5	5	30		0,92	1,21	1,00	1,10
1	1	5	30		0,94	1,17	1,01	1,09
Základní přenos [dB]								
1	5	30	30	-0,18	-0,60	0,07	-0,38	-0,03
1	5	20	30		-0,53	0,06	-0,36	-0,03
1	5	10	30		-0,48	0,05	-0,35	-0,04
1	5	5	30		-0,46	0,04	-0,34	-0,04

Filtr s modely 3. úrovně byl simulován i pro vysoké frekvence a bylo zkoumáno jeho kmitočtové omezení v závislosti na parametrech DT. Analýza a simulace jsou podrobněji popsány v závěru kapitoly 2.4. Filtr je téměř stejně frekvenčně omezen jako filtr v předchozí kapitole. V následující tabulce je uvedeno několik hodnot parametrů DT pro různé mezní kmitočty filtru.

Tab. 3.5: Závislost mezního kmitočtu filtru na parametrech DT.

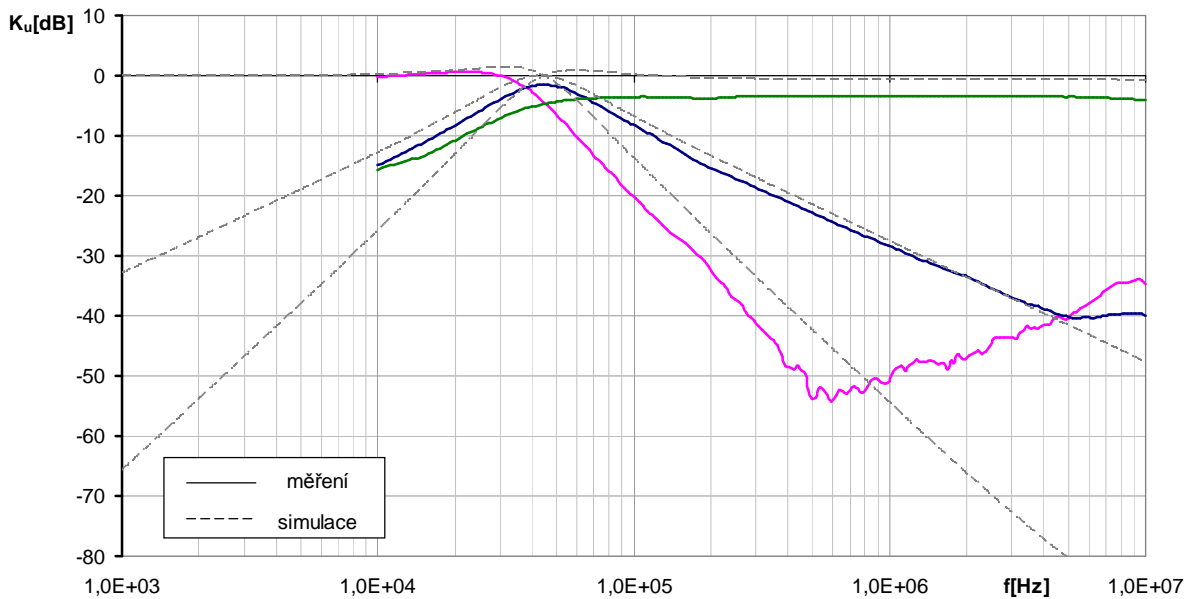
$C_1$ [pF]	$C_{OUT}$ [pF]	BW Ki [MHz]	Mezní kmitočty přenosu HP (pokles o 3dB) [MHz]	Poznámka
31 000	3,7	5,08	5	
15 000	3,7	10,83	10	
6 500	3,7	24,81	20	
160	3,7	1 000	43,14	makromodel DT
160	2,7	1 000	60	
160	1,6	1 000	100	

### 3.3.3 Výsledky měření filtru

Vlastnosti navrženého filtru byli ověřeny také měřením. Filtr byl sestaven na kontaktním poli, což mělo za následek výskyt mnohých parazitních jevů. Kromě toho byly použity jiné hodnoty prvků než ty, které byly navrženy. Byly změněny takto:  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 910 \Omega$ ,  $R_1 = R_2 = 220 \Omega$ . Z toho je zřejmé, že se změnila transkonduktance  $g_{m1}$  a  $g_{m2}$  a charakteristický kmitočet

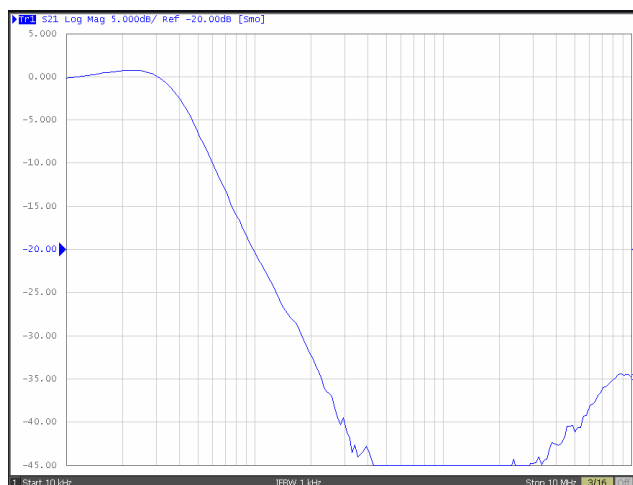
$$g_{m1} = g_{m2} = 4,24mS, \quad f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{4,24 \cdot 10^{-3} \cdot 4,24 \cdot 10^{-3}}{15 \cdot 10^{-9} \cdot 15 \cdot 10^{-9}}} = 44,99kHz. \quad (3.19)$$

Tyto hodnoty potvrdila i simulace. Charakteristický kmitočet musel být zvýšen, protože pro měření byl použit spektrální analyzátor měřící od 10 kHz. V následujícím grafu jsou změřené frekvenční charakteristiky filtru. Pro možnost porovnání jsou vyneseny i teoretické průběhy zjištěné simulací. Charakteristiky se poměrně hodně liší od teoretických průběhů. Charakteristika výstupu HP je potlačena oproti ostatním asi o 5dB. DP nemá na vysokých kmitočtech patřičný útlum a má nižší  $f_c$  oproti ostatním výstupům. Kromě toho obsahovaly průběhy na výstupech filtru velkou úroveň šumu. Tyto parazitní jevy a chyby byly pravděpodobně způsobené již zmíněnými nepříznivými vlivy při měření (zapojení na kontaktním poli atd.). Nicméně měřením bylo ověřeno, že filtr plní víceméně svou funkci.

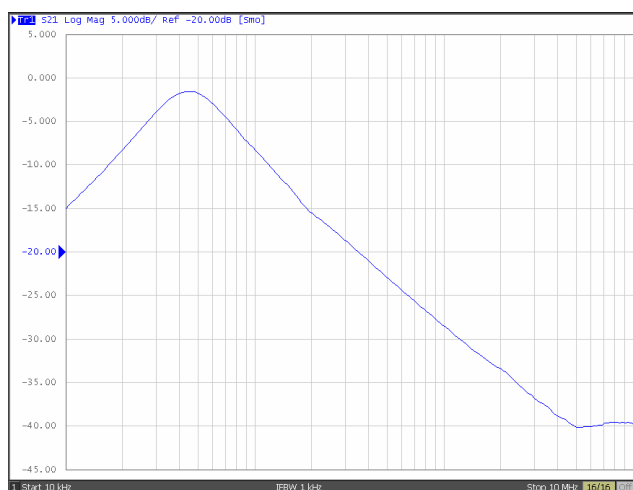


Obr. 3.7: Výsledky měření modulových kmitočtových charakteristik filtru.

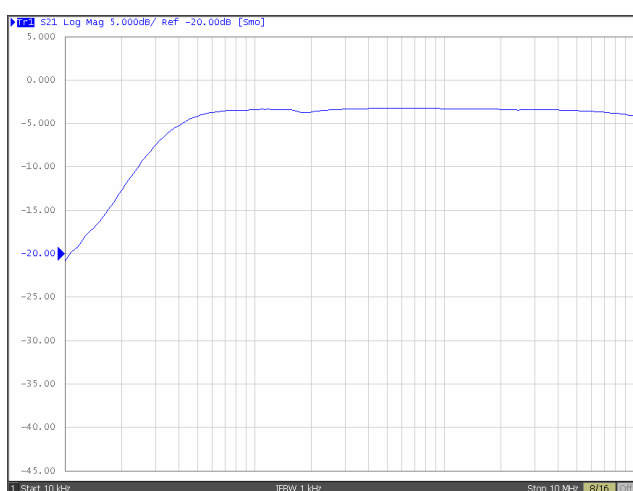
Na následujících obrázcích jsou záznamy modulových charakteristik z obrazovky frekvenčního analyzátoru.



a)



b)



c)

Obr. 3.8: Výsledky měření a) DP, b) PP, c) HP

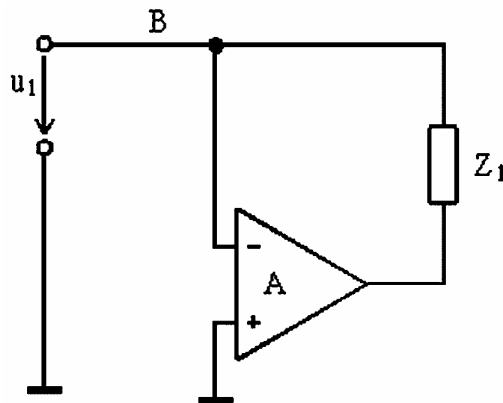
### 3.4 Ladění filtru napětím řízeným zesilovačem

V následujícím textu je pozornost věnována především možnosti ladění pomocí napětím řízeného zesilovače VCA610. Jsou zde do jisté míry rozebrány vlastnosti tohoto obvodu. Také je zde ukázána analýza dynamiky a převodní charakteristiky. Tyto simulace byly provedeny pro více hodnot  $R_E$ , resp. pro více mezních frekvencí  $f_m$ , což u filtru v předchozí kapitole nebylo možné.

#### 3.4.1 Napětím řízený zesilovač

Použitím napětím řízeného zesilovače ve filtrech je možné realizovat elektronicky nastavitelné aplikace. Využívá se techniky napěťového bootstrapu [10]. Tato metoda je založena na vhodném podložení pasivního prvku aktivním prvkem s laditelným přenosovým parametrem, například napěťovým zesilovačem s proměnným  $A_U$ . V řešeném zapojení bude tato metoda aplikována, jak již bylo řečeno, na přeladování zemněného rezistoru  $R_E$  pomocí napětím řízeného zesilovače od firmy Texas Instruments, která jej vyrábí pod označením VCA610.

Metoda napěťového bootstrapu pracuje na principu modifikace impedance pomocí napětím řízeného zesilovače napětí. Vhodným přidáním tohoto prvku do zapojení filtru (nejlépe podložení zemněného pasivního prvku) lze transformovat danou impedanci a realizovat plynulou změnu parametrů filtru [10]. Transformace zemněné impedance se realizuje podle obr. 3.9.



Obr. 3.9: Princip transformace zemněné impedance (převzato z [10]).

V bodě B se impedance  $Z_1$  jeví jako [10]

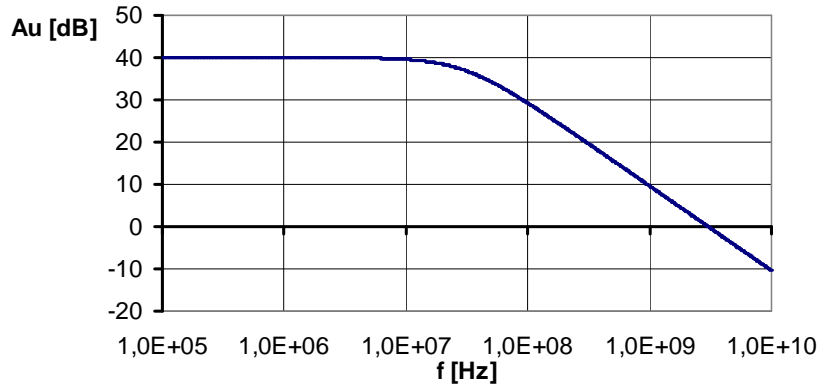
$$Z = \frac{Z_1}{1 + A}. \quad (3.20)$$

Ze vztahu je patrné, že impedanci je možné pouze zmenšit. V řešeném KHN filtru lze tedy mezní kmitočet pouze zvětšit (to stejné platí pro  $g_m$  OTA).

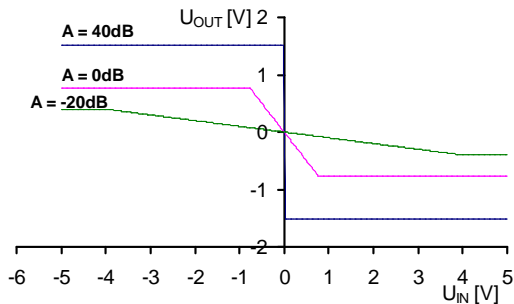
Pomocí napětím řízeného zesilovače je také možné transformovat impedanci připojenou k virtuální zemi operačního zesilovače. Nastavovat plovoucí impedanci je velice komplikované. Tyto možnosti nejsou dále diskutovány, protože v řešeném zapojení je transformována impedance zemněného odporu.

### 3.4.2 Simulace VCA610 a laděného filtru

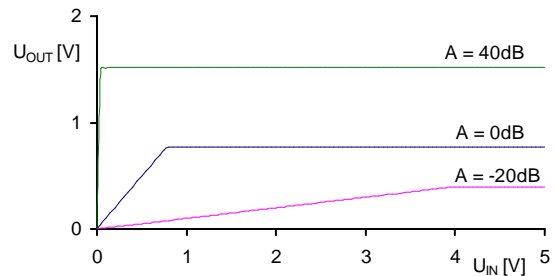
Nejprve jsou zde prezentovány simulace samotného VCA610. Kmitočtový rozsah použití prvku je 30 MHz (viz obr. 3.10). Simulace je provedena pro maximální možné zesílení VCA610, tj. pro 40 dB a při řídicím napětí  $U_C = -2$  V (viz dále). Převodní charakteristiky VCA610 jsou na obr. 3.11 a 3.12. Jsou analyzovány pro různá zesílení (-20 dB; 0 dB; 40 dB), ( $U_C = -0,5; -1; -2$  V).



Obr. 3.10: Modulové frekvenční charakteristiky VCA610 ( $U_C = -2$  V).

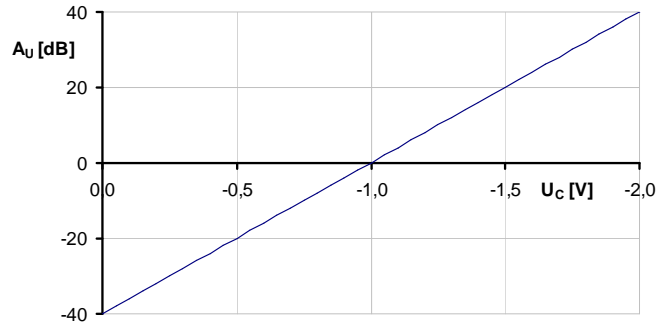


Obr. 3.11: Převodní charakteristiky VCA610 ( $A_U = -20$  dB, 0 dB, 40 dB).



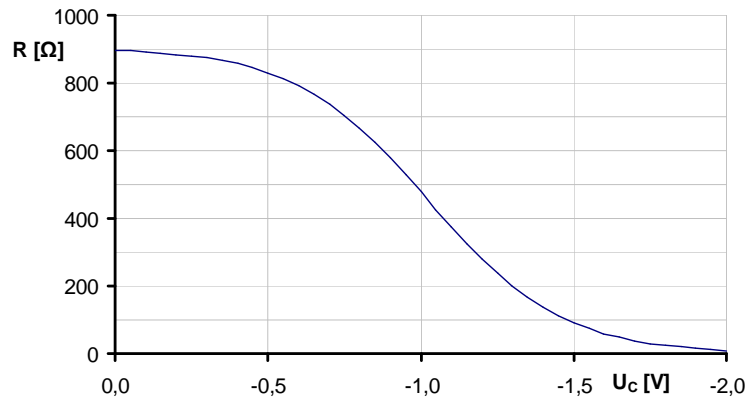
Obr. 3.12: Dynamická převodní charakteristika pro  $A_U = -20$  dB, 0 dB, 40 dB (jsou vyneseny amplitudy napětí).

V katalogovém listu obvodu VCA610 [9] je uvedeno, že řídicí napětí ( $U_C$ ) musí být v rozmezí od -2V do 0V. Pro větší hodnoty je zesílení nulové a pro menší vykazuje závislost zesílení na řídicím napětí značnou nelinearitu. Napětí  $U_C$  je tedy nastavováno v uvedeném rozsahu. Jak ukazuje obr. 3.13, je možné regulovat zesílení ( $A$ ) od -40dB do 40dB. V katalogovém listu [9] je uveden rozsah -38,5 dB až 38,5 dB. Ovšem není zde uveden podrobný graf závislosti  $A = f(U_C)$ . Proto je lepší vycházet ze simulované závislosti (obr. 3.13).



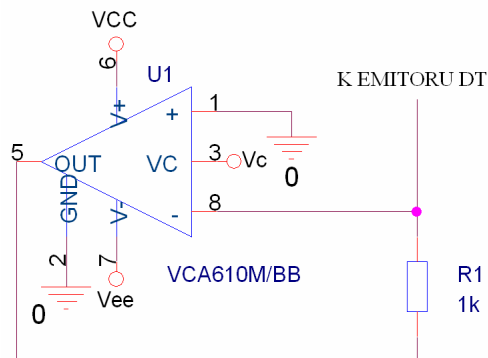
Obr. 3.13: Zavislost zesleni VCA610 na rídícím napětí

Pro úplnost byla testována i závislost velikosti laděného odporu na rídícím napětí. Tuto křivku je možné získat i pomocí vztahu 3.20. Je patrné, že odpor se s rídícím napětím výrazněji mění až od hodnoty  $-0,5V$ , přičemž na změnu mezní frekvence filtru mají větší vliv změny v oblasti menších hodnot  $R_E$ . To znamená, že při rídícím napětí  $U_C = -1 \div 0V$ , je regulace  $f_m$  velice jemná oproti větším hodnotám  $U_C$ .



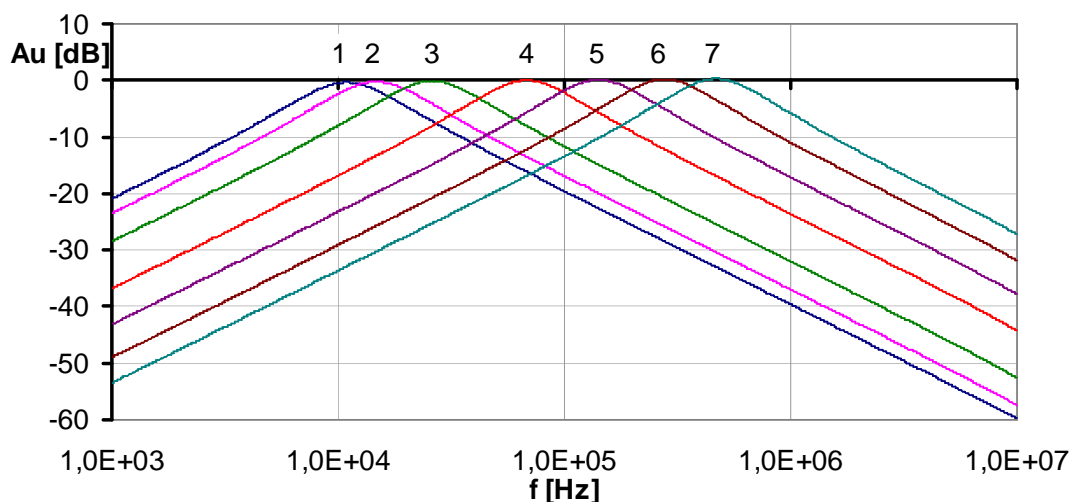
Obr. 3.14: Zavislost laděného odporu na rídícím napětí.

Pro následné simulace musíme schéma z obrázku 3.2 (popř. 3.3) doplnit o VCA610, a to následným způsobem ukázaným na obr. 3.15. Pro přehlednost je uvedena pouze modifikovaná část u jednoho z DT (u rezistoru R1). Port označený  $V_C$  je vstup rídícího napětí. Napájení (vstupy  $V_{cc}$  a  $V_{ee}$ ) je  $\pm 5V$ .



Obr. 3.15: Modifikace zapojení pro možnost ladění velikosti  $R_E$  a tím i  $f_m$ .

Na následujícím obrázku jsou modulové frekvenční charakteristiky PP, které zobrazují i možnost ladění filtru. V tab. 3.6 jsou uvedeny parametry filtru odpovídající jednotlivým křivkám. Mezní kmitočet KHN filtru je nastavitelný v rozmezí téměř dvou dekád. Pro křivky 6 a 7 je odpor v emitoru DT ( $R_E$ ) menší než  $50\Omega$ . Tato skutečnost může mít za následek horší dynamiku obvodu. Proto byla simulována odezva filtru při  $U_C = -1,8V$  ( $f_m = 272,3kHz$ ).



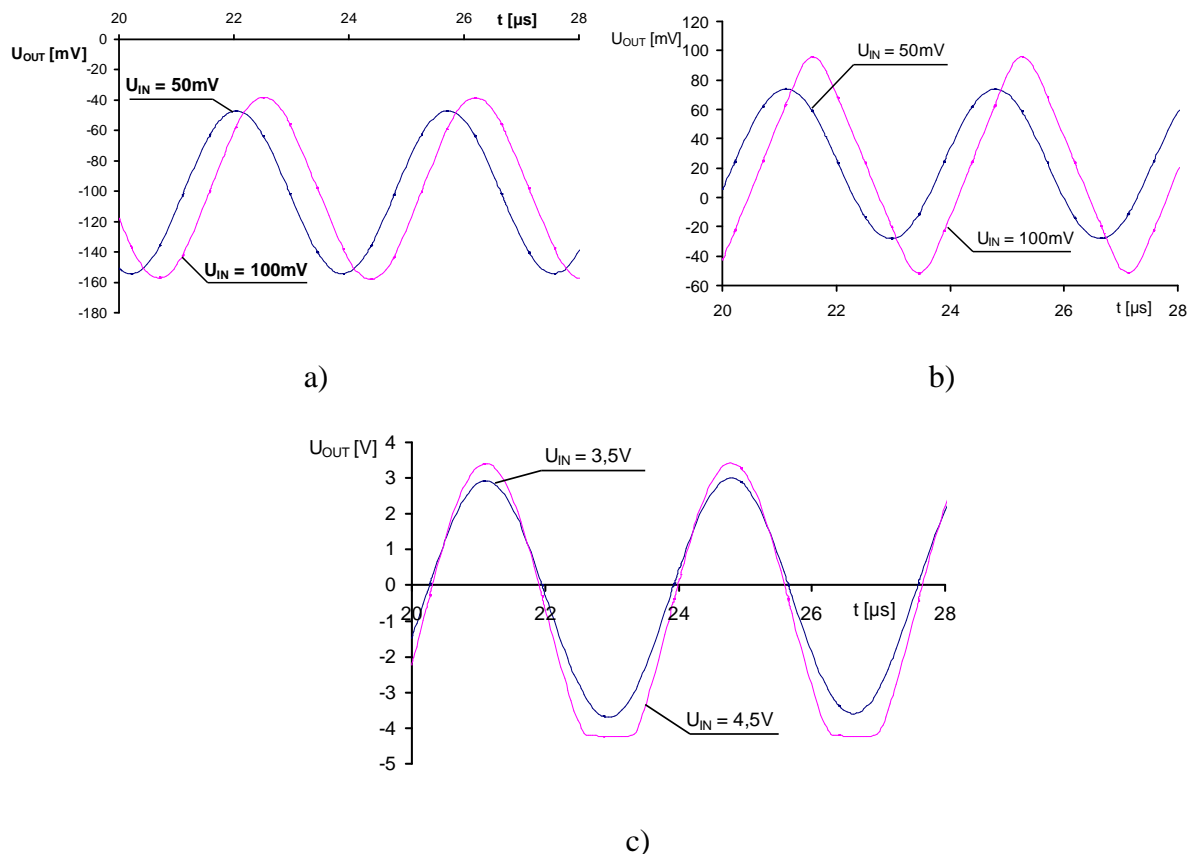
Obr. 3.16: Modulové frekvenční charakteristiky výstupu PP ukazující možnost ladění.

Tab. 3.6: Parametry filtru pro jednotlivé křivky na obr. 3.17.

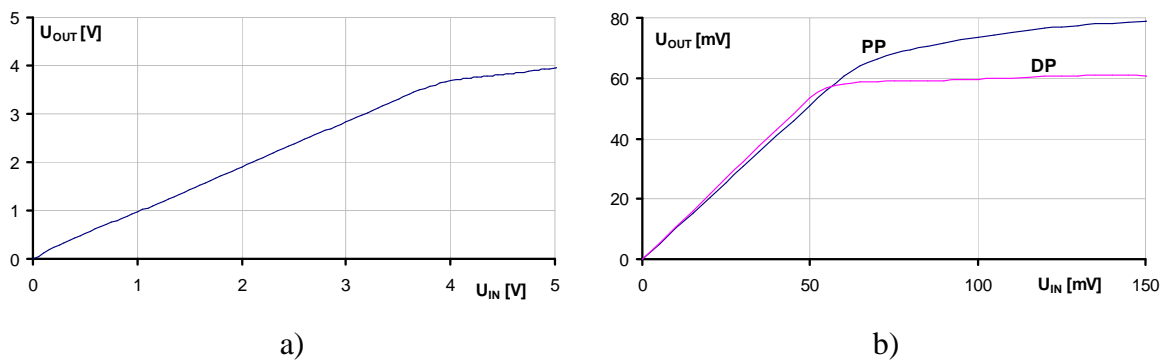
Index	$U_C$ [V]	$A_u$ [dB]	$R_E$ [ $\Omega$ ]	$f_c$ [kHz]
1	0	-40	897	10,6
2	-0,8	-8	667	14,3
3	-1,1	4	375	25,4
4	-1,4	16	136	66,1
5	-1,6	24	60	138,0
6	-1,8	32	25	272,3
7	-2	40	10	457,1

Hodnoty  $R_E$  vycházejí z grafu na obr. 3.14. Při ověření těchto hodnot výpočtem podle vztahu 3.20, dostaneme téměř stejné hodnoty. Větší rozdíl je pouze pro  $A_u = -40dB$ .

Následně byla ověřena dynamika obvodu pro  $U_C = -1,8 V$  ( $R_E = 25 \Omega$ ,  $f_m = 272kHz$ ). Obvod HP funguje bez zkreslení do 4V vstupního napětí, což je relativně velká hodnota. Výstupy PP a DP jsou na tom podstatně hůře. Výstupní napětí je bez zkreslení do 50mV vstupního napětí. Při větších hodnotách  $U_{IN}$  se průběh napětí mění ze sinusového trojúhelníkového průběh a výstupní napětí je značně potlačené (neořezávají se špičky jako u HP). To značně omezuje použití filtru. Na obr. 3.17 jsou zobrazeny odezvy všech výstupů filtru. Pro každý výstup byla provedena analýza jak pro zkreslený výstupní signál, tak pro výstup bez zkreslení. V obrázcích je poznamenána hodnota amplitudy vstupního napětí. Z obrázků je patrný značný offset na výstupu PP a DP. Na obr. 3.18 jsou dynamické převodní charakteristiky při stejné hodnotě řídicího napětí ( $U_C = -1,8V$ ). Byly získány rozmítáním vstupního harmonického signálu.



Obr. 3.17: Časové průběhy na výstupu a) DP b) PP c) HP ( $f_m = 272\text{kHz}$ )



Obr. 3.18: Dynamické převodní charakteristiky filtru (jsou vyneseny amplitudy napětí) a) převodní charakteristiky HP b) převodní charakteristiky PP a DP

Protože obvod disponuje tak špatnými dynamickými vlastnostmi, je vhodné zjistit maximální možné vstupní napětí pro různá nastavení mezní frekvence (resp.  $R_E$  a  $U_C$ ). Pro přehlednost jsou tyto hodnoty uvedeny v tabulce 3.5. Jsou použity stejná nastavení jako při simulaci ladění dolní propusti (tab. 3.4). Dynamika je vždy analyzována na mezní frekvenci filtru.

Tab. 3.7: Mezní hodnoty vstupního napětí při různém nastavení filtru

$U_C$ [V]	$A_u$ [dB]	$R_E$ [ $\Omega$ ]	$f_m$ [kHz]	$U_{INmax}$ [mV]
0	-40	897	10,6	3 600
-0,8	-8	667	14,3	4 000
-1,1	4	375	25,4	1 100
-1,4	16	136	66,1	300
-1,6	24	60	138,0	130
-1,8	32	25	272,3	60
-2	40	10	457,1	50

### 3.4.3 Optimalizace řídicího napětí

Byly nalezeny optimální hodnoty řídicího napětí  $U_C$  pro několik hodnot  $f_C$ . V tab. 3.8 jsou uvedeny získané hodnoty pomocí optimizéru. S navrženými hodnotami filtru není možné nastavit  $f_C$  menší než 10,6 kHz.

Tab. 3.8: Optimální hodnoty  $U_C$  pro několik hodnot  $f_C$ .

$f_C$ [kHz]	11	20	50	100	200
$U_C$ [V]	-0,18	-0,99	-1,31	-1,51	-1,70

## 3.5 Ladění filtru analogovou násobičkou MLT04

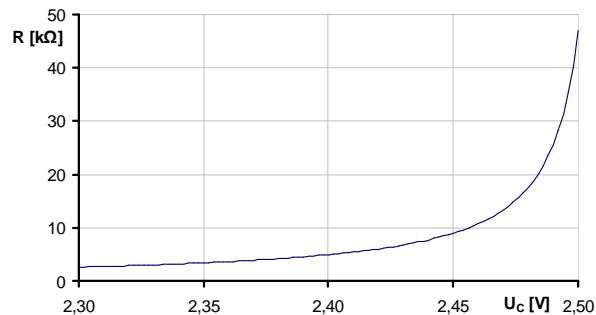
Transformace impedance je možná také za použití analogové násobičky. Principiálně se jedná opět o metodu bootstrapu. Použití je stejné jako v předchozím. Opět je možné ladit i plovoucí odpor, ale kvůli značné komplikovanosti to není vhodné. Je nutné použít dvou sumátorů a jednoho sledovače. Takže se zapojení rozroste o tři operační zesilovače. Přesto se v některých aplikacích používá laděný plovoucí odpor [11].

Pro řešenou aplikaci je vhodná čtyř kvadrantová analogová násobička. Firma Analog Devices nabízí takové násobičky pod označením MLT04, AD 834 a další. Při použití násobičky jako bootstrapu jsou vhodné právě zmíněné typy. Simulace je provedena s násobičkou MLT04.

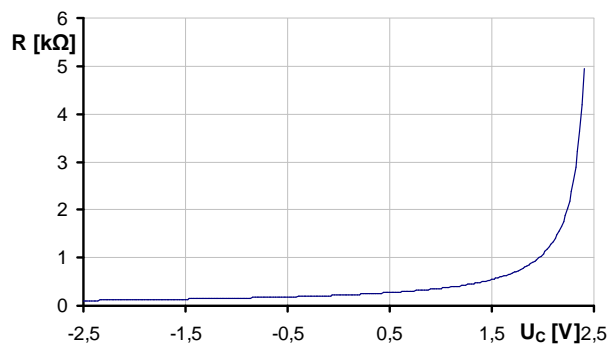
### 3.5.1 Simulace MLT04 a celého filtru

V katalogovém listu MLT04 [12] je uveden rozsah vstupního napětí od -2,5 V do 2,5 V. Pokud je násobička aplikována pro elektronické ladění filtru, je tento rozsah shora zúžen [11]. Oproti možnostem VCA je s analogovou násobičkou možné laděnou impedanci nejen zmenšit, ale také zvětšit. Na následujícím obrázku (obr. 3.19) je prezentováno proč nemůže být řídicí napětí nastavováno až do 2,5 V. Jedná se o závislost impedance (odporu) na řídicím napětí  $U_C$ . Přibližně od 2,4 V roste  $R$  mnohem rychleji se zvyšujícím se řídicím napětím, a tak velké hodnoty  $R_E$  nejsou v řešeném filtru akceptovatelné. Nastavení řídicího napětí je tedy omezené na rozsah od -2,5 V do 2,4 V. Simulací závislosti laděného odporu (při pevných odporech  $R_1, R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ ) na řídicím napětí  $U_C$  na tomto rozsahu bylo zjištěno, že nejmenší nastavitelná hodnota je přibližně 500  $\Omega$ . To je důvod proč je vhodné pevný rezistor  $R_E = 220 \Omega$  (v zapojení filtru se jedná o  $R_1$  a  $R_2$ ) zmenšit. Pro hodnotu pevného rezistoru  $R_E = 220 \Omega$  je

možné ladit násobičkou tento odpor přibližně v rozmezí od  $110 \Omega$  do  $5 \text{ k}\Omega$ . To je vhodný rozsah i s ohledem na dynamiku obvodu. Obr. 3.20 poskytuje závislost laděného odporu na řídicím napětí při pevném rezistoru  $R_E = 220 \Omega$ . Charakter závislosti napovídá, že pro větší hodnoty řídicího napětí je mezní frekvence KHN filtru citlivější vůči  $U_C$ .

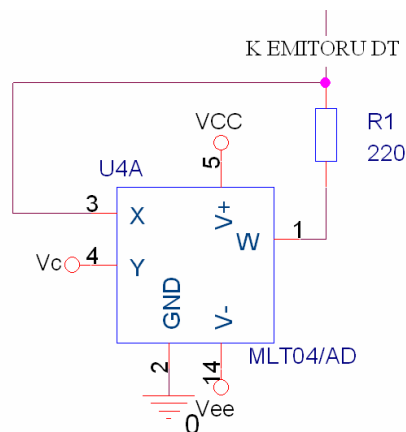


Obr. 3.19: Ladění odporu násobičkou při relativně velkých hodnotách  $U_C$ .



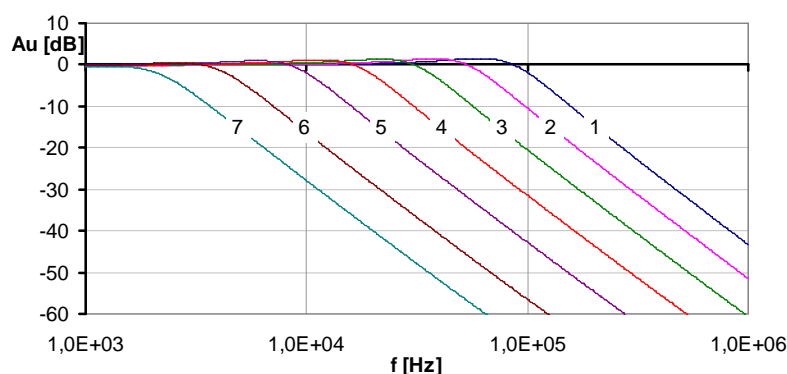
Obr. 3.20: Závislost velikosti laděného odporu na řídicím napětí  $U_C$ .

Na obr. 3.21 je znázorněna modifikace zapojení při použití analogové násobičky jako ladícího elementu. Opět je uvedena jen část zapojení. Násobička je tímto způsobem připojena samozřejmě k oběma odporům ( $R_1$ ,  $R_2$ ), které nastavují mezní frekvenci.



Obr. 3.21: Způsob připojení násobičky MLT04 do obvodu filtru

Následující graf (obr. 3.22) zobrazuje modulové frekvenční charakteristiky dolní propusti. Pro ladění je využitý celý možný rozsah řídicího napětí. Mezní frekvence je nastavitelná v rozmezí od 2,4 kHz do 97,5 kHz. Filtr měl být původně navržen na mezní frekvenci 10 kHz. Této hodnotě odpovídá řídicí napětí 1,96 V.

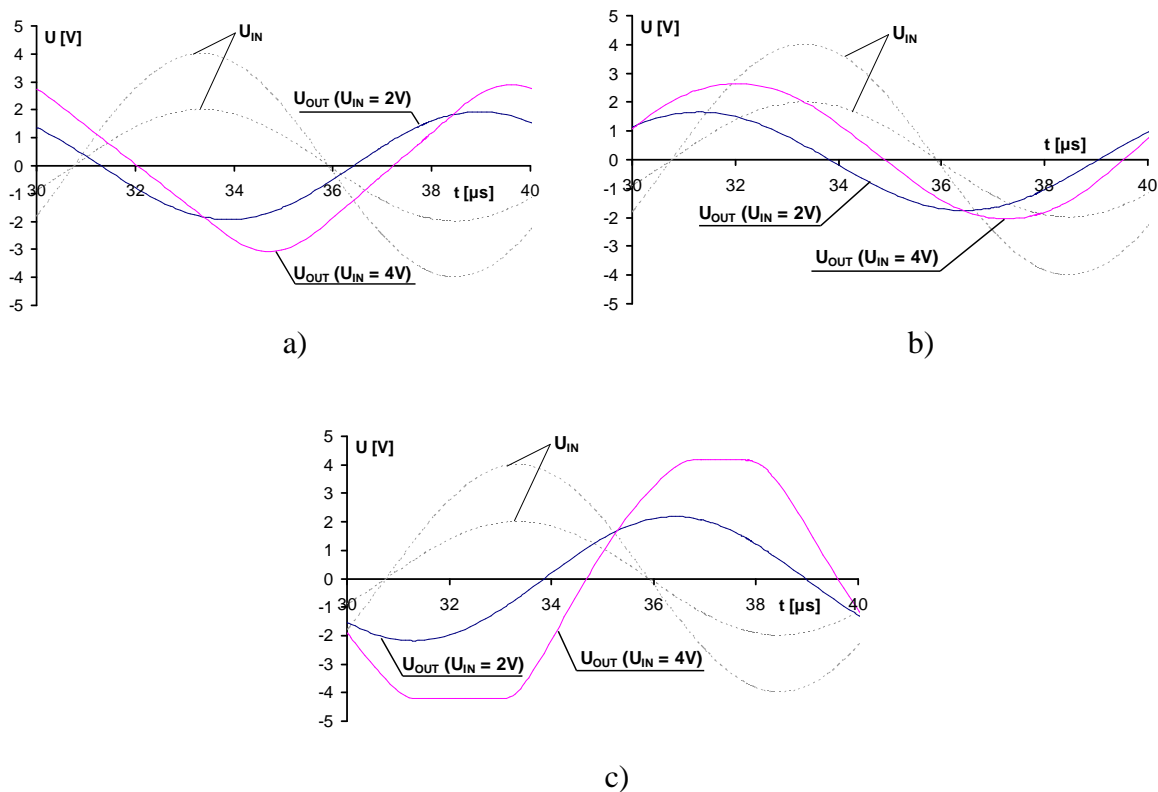


Obr. 3.22: Frekvenční charakteristiky ukazující možnost ladění pomocí MLT04.

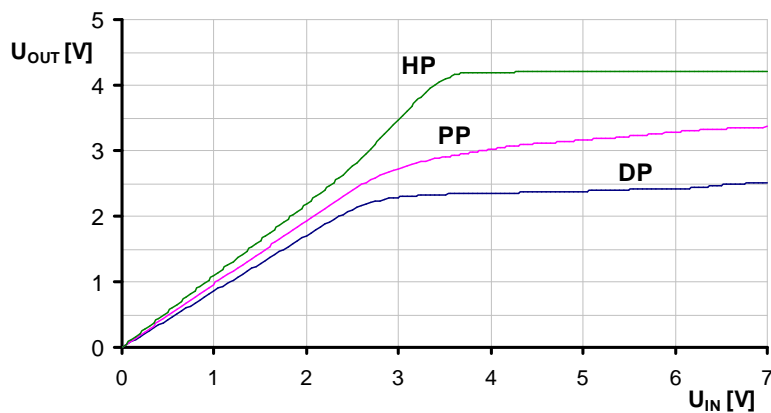
Tab. 3.9: Tabulka hodnot pro jednotlivé křivky grafu na obr. 3.23

Index	$U_C$ [V]	$R_E$ [ $\Omega$ ]	$f_m$ [kHz]
1	-2,5	110	97,5
2	-0,5	182	60,7
3	0,8	320	35,3
4	1,7	678	19,1
5	2,04	1 170	10,0
6	2,3	2 600	4,51
7	2,4	4 950	2,39

Použití násobičky v KHN filtru má za následek jiné chování dynamiky obvodu oproti filtru se samotným rezistorem v emitoru DT, proto je nutné analyzovat tuto vlastnost znovu. Na obr. 3.23 jsou průběhy napětí na výstupech filtru při amplitudě vstupního napětí 2 V a 4 V, tedy pro jednu hodnotu  $U_{IN}$ , kdy nedochází ke zkreslení nebo omezení a pro jednu hodnotu  $U_{IN}$ , kdy je výstup zkreslen. Z obrázků je patrné jak se chovají jednotlivé výstupy, při velkém vstupním napětí. Odezva PP je zkreslena a částečně tlumena, výstup DP je značně potlačen a výstup HP se ořezává. Analýza byla provedena na frekvenci 97,5 kHz, což je nejvyšší možná charakteristická frekvence. Na ni je právě filtr naladěn. Při této  $f_C$  je  $R_E$  nejmenší (viz tab. 3.9), to znamená, že by měl mít nejhorší možnou dynamiku. Proto je vhodné testovat dynamiku právě pro tuto charakteristickou frekvenci. Maximální hodnota vstupního napětí (hodnota, při níž ještě není napětí žádného výstupu zkresleno) je 2,5 V. Převodní charakteristika (obr. 3.24) tento závěr potvrzuje. Byla získána rozmítáním vstupního harmonického signálu. Do grafu jsou vyneseny amplitudy vstupního a výstupních napětí.



Obr. 3.23: Časové průběhy napětí na vstupu a výstupech filtru ( $f = 97,5$  kHz) a) PP b) DP c) HP



Obr. 3.24: Převodní charakteristiky filtru ( $f_m = 97,5$  kHz).

### 3.5.2 Optimalizace řídicího napětí

Byly nalezeny optimální hodnoty řídicího napětí  $U_C$  pro několik hodnot  $f_C$ . V tab. 3.10 jsou uvedeny získané hodnoty pomocí optimizéru.

Tab. 3.10: Optimální hodnoty  $U_C$  pro několik hodnot  $f_C$ .

$f_C$ [kHz]	5	10	20	50	80
$U_C$ [V]	2,24	1,96	1,39	-0,39	-2,30

## 3.6 Shrnutí

Přestože se v poslední době spíše prosazují aplikace v proudovém módu pro jejich dobré frekvenční vlastnosti, simulací tohoto KHN filtru bylo dokázáno, že při použití vhodného aktivního prvku, je možné dosáhnout celkem dobrých vlastností i v napěťovém módu. Je zde možnost srovnání různých typů elektronického ladění filtru. Zejména s použitím analogové násobičky MLT04 bylo dosaženo výborných výsledků. Umožňuje změnu frekvence v poměrně širokém pásmu kmitočtů. Disponuje dobrými dynamickými vlastnostmi. Při použití napětím řízeného zesilovače VCA610 je možné také nastavovat frekvenci ve velkém rozsahu, ale s tímto prvkem má filtr malé maximální vstupní napětí, při kterém není výstup ještě zkreslený, zejména při nastavení vysoké charakteristické frekvence (velké zesílení VCA a tím daný malý odpor v emitoru DT).

Nedostatkem filtru je, že neumožňuje nastavení činitele jakosti a díky tomu i nastavení šířky pásma PP. Činitel jakosti by bylo možné ladit plovoucím odporem  $R_5$ , ale jeho elektronické ladění by bylo komplikované. Souběžné řízení  $Q$  a  $K_0$  je téměř nemožné (viz [5]). V případě potřeby tohoto ladění je lepší použít jinou koncepci KHN filtru.

Činitel jakosti filtru vykazuje velkou citlivost na rezistor  $R_5$ . Tato skutečnost byla zjištěna simulací i výpočtem. Funkce filtru byla ověřena měřením na kontaktním poli. Měření bylo provedeno pouze pro filtr bez možnosti ladění.

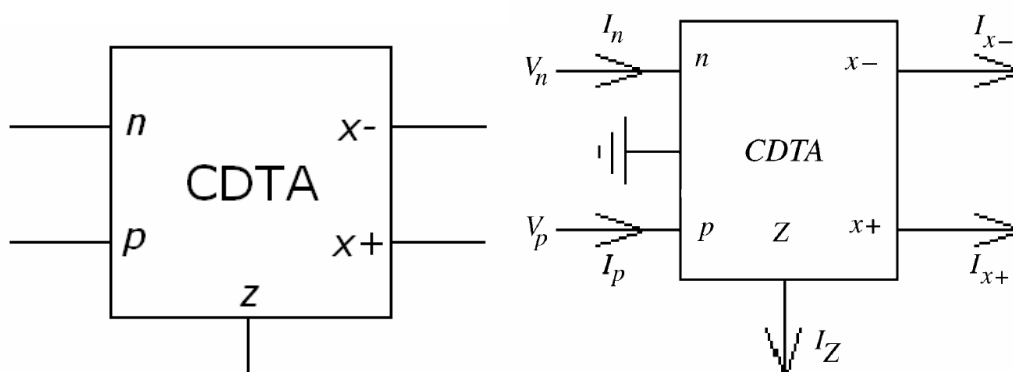
## 4 KHN FILTR S PRVKEM CDTA

V této kapitole je prezentován filtr s prvky CDTA (Current Differencing Transconductance Amplifier). Jsou zde analyzovány vlastnosti tohoto obvodu i prvku samotného. Simulace jsou opět získány prostřednictvím programu PSPICE.

### 4.1 Aktivní prvek CDTA a jeho simulace

CDTA je moderní funkční blok pracující v proudovém módu (CM) využívající diferenci proudů na vstupu. Poprvé byl prezentován v [13] v roce 2003. Prvek bohužel není komerčně dostupný. Stále se zkoumají jeho vlastnosti a využití. Po zařazení do hromadné výroby by našel uplatnění v mnoha aplikacích, zejména ve filtrech, analogových násobičkách, oscilátorech apod. [14]

Schematická značka je na obrázku 4.1. Vstup tvoří nízko-impedanční diferenční proudové vstupy  $p$ ,  $n$ . K terminálu  $z$  je připojena zátěž. Ve filtrech je realizovaná nejčastěji kondenzátorem. Do této zátěže teče rozdíl vstupních proudů. Napětí na ní je převedeno transkonduktancí  $g_m$  na výstupní proudové svorky  $x$ . Součástí CDTA je tedy i OTA. Transkonduktance může být i záporná, proto výstup tvoří pár  $x^-$ ,  $x^+$ . Blok může mít i více výstupů  $x$ .

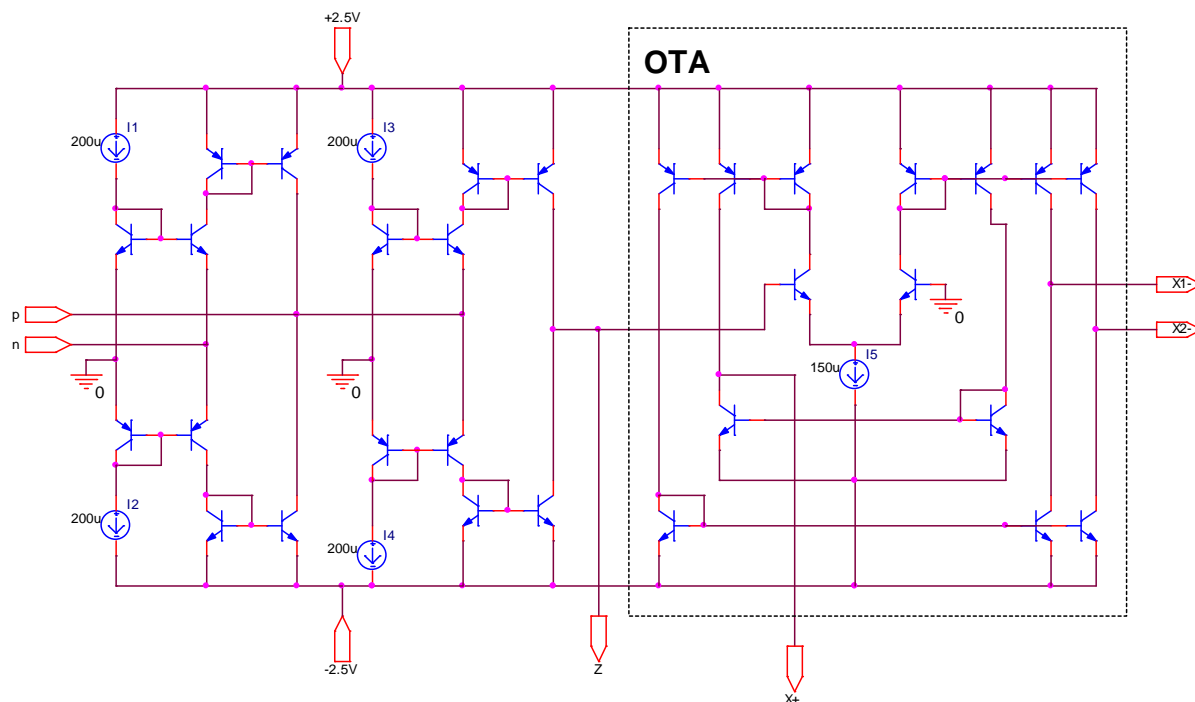


Obr. 4.1: Schematická značka CDTA (převzato z [2]).

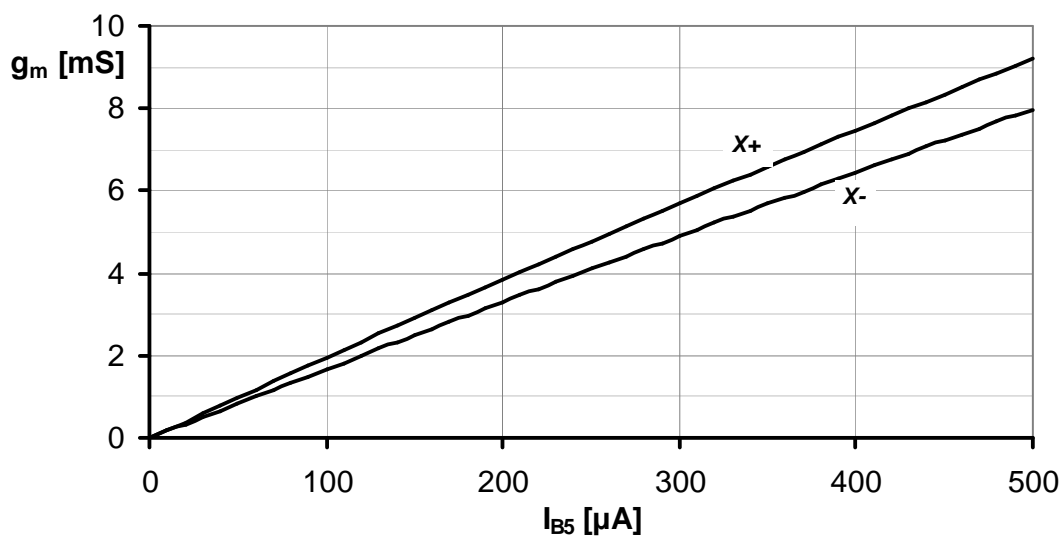
#### 4.1.1 Simulace CDTA

Na obr. 4.2 je vnitřní struktura prvku CDTA. Schéma je částečně převzaté z [2] a doplněné o výstup  $X_{2-}$ , který bude využit jako výstup pásmové propusti. Narozdíl od schématu v [2], odkud bylo schéma převzato, je použita struktura s bipolárními tranzistory. Modely bipolárních tranzistorů jsou z makromodelu OPA860, který se skládá právě z těchto tranzistorů.

Jak již bylo řečeno, součástí bloku CDTA je transkonduktor. Ve struktuře je vyznačen. Nejprve je představena simulace strmosti OTA (obr. 4.3). Jedná se o závislost strmosti na řídicím proudu  $I_{B5}$ , který je ve struktuře zastoupen proudovým zdrojem  $I_5$ . Závislost je rozdílná pro invertující a neinvertující výstup. Je to způsobeno nedokonalým zrcadlením proudu v proudových zrcadlech OTA.

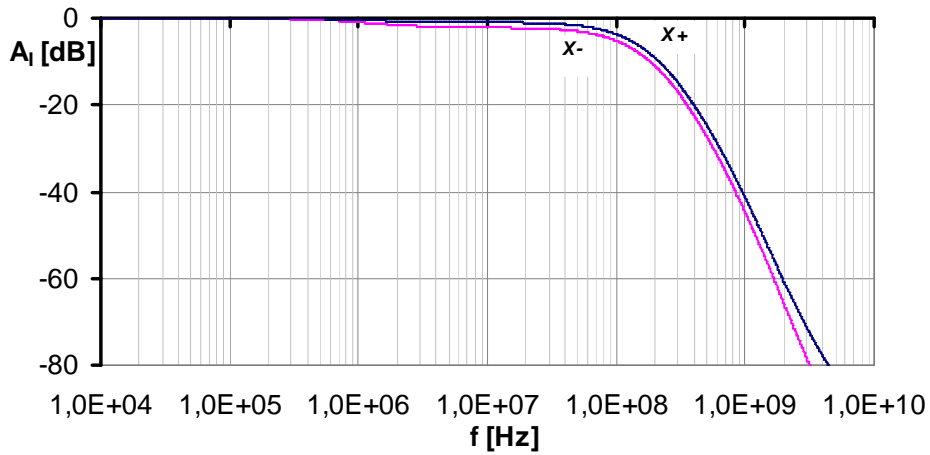


Obr. 4.2: Struktura CDTA



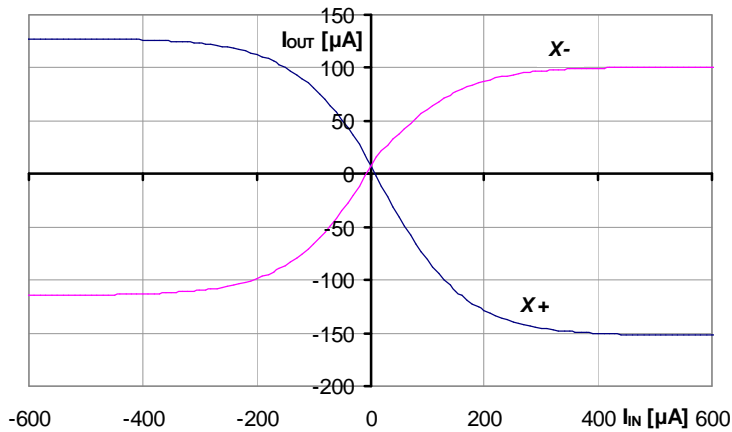
Obr. 4.3: Závislost transkonduktance OTA na řídicím proudu  $I_{B5}$ .

Dále je simulován celý prvek CDTA. Proudové zdroje  $I_1$  až  $I_4$  byly zvoleny  $200\mu\text{A}$ . Je to vhodná hodnota s ohledem na dobré vlastnosti obvodu. Analýzy jsou prováděny při  $I_{B5} = 150\mu\text{A}$ . Na obr. 4.4 je vidět v jakém kmitočtovém rozsahu je prvek CDTA použitelný. Mezní frekvence se pro každý výstup liší. Pro invertující je  $f_m = 53$  MHz, pro neinvertující  $f_m = 86$  MHz. Nepatrně se liší i  $K_0$ . Při analýze byl připojen odpor  $R_Z = 340 \Omega$  jako zátěž ke svorce Z, aby základní přenos  $K_0$  byl 0dB. Tato zátěž je použita ve všech následujících analýzách samotného prvku.

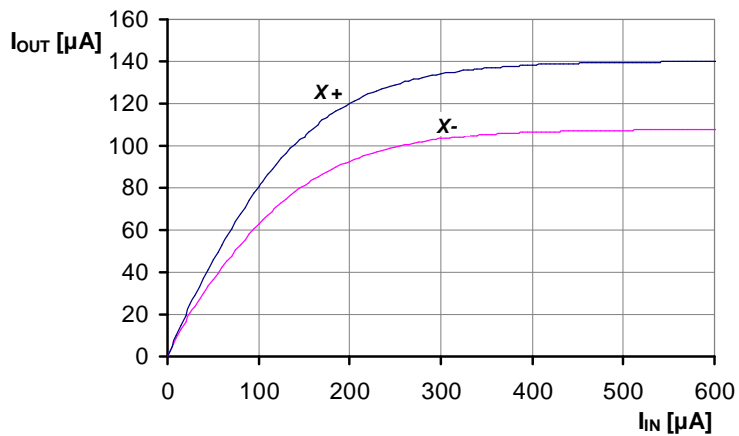


Obr. 4.4: Modulové frekvenční charakteristiky CDTA.

Následně byla simulována převodní charakteristika prvku. Její výsledek je na obr. 4.5. Na obr. 4.6 je dynamická vstupně-výstupní charakteristika, získaná rozmitáním vstupního sinusového proudu na frekvenci 10 kHz.



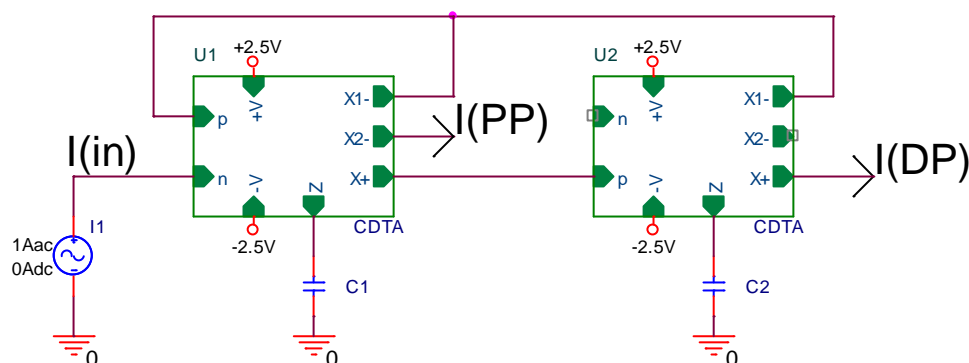
Obr. 4.5: Stejnoseměrná analýza CDTA



Obr. 4.6: Dynamická převodní charakteristika CDTA

## 4.2 Návrh filtru

Zapojení KHN filtru s CDTA je na následujícím obrázku. Schéma je z OrCAD, kde bylo použité k simulaci. Je využito hierarchického schématu. To znamená, že bloky označené CDTA se odkazují na další schéma (uvedené na obr. 4.2). Koncepce obvodu je převzata z [2], kde jsou jako výstupy využity proudy tekoucí kondenzátory. To je ovšem v praxi nepoužitelné, proto bylo nalezeno jiné řešení. Výstup DP je tak jako v [2] na neinvertujícím výstupu druhého CDTA. Pro získání výstupu PP bylo třeba rozšířit strukturu CDTA o jeden invertující výstup výše popsáním způsobem. Filtr je ochuzen o výstup HP.



Obr. 4.7: Schéma zapojení KHN filtru s CDTA (převzato z [2]).

Opět je potřeba nejdříve získat přenosové funkce [2]

$$K_{DP}(s) = \frac{-\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (4.1)$$

$$K_{PP}(s) = \frac{-\frac{g_{m1}}{C_1}s}{s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (4.2)$$

Z těchto lze odvodit vztah pro charakteristickou frekvenci filtru a činitele jakosti [2]

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}}. \quad (4.3), (4.4)$$

Ze vztahů je patrné, že není možné oba dva parametry ladit nezávisle na sobě. Ale při volbě  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  a  $C_1 = C_2 = C$ , je dosaženo toho, že lze ladit charakteristický kmitočet pomocí změny  $g_m$ . Tedy pokud je možné nastavovat  $I_{B5}$  u CDTA (viz obr. 4.3). Přitom je činitel jakosti konstantní. Zmíněnou volbou se vztahy (4.3) a (4.4) změň na

$$f_c = \frac{g_m}{2\pi C}, \quad Q = 1. \quad (4.3), (4.4)$$

Filtr je opět navržen pro  $f_c = 10$  kHz. Je třeba zvolit  $I_{B3}$  pro tuto charakteristickou frekvenci a tím i strmost. Je zvoleno  $I_{B3} = 150\mu\text{A}$  (s touto hodnotou byl simulován i samotný prvek CDTA – viz kap. 4.1.1). Tomu odpovídá  $g_m = 2,91$  mS pro neinvertující výstup a pro invertující je  $g_m = 2,48$  mS. Ze vztahu

$$C = \frac{g_m}{2\pi f_c} \quad (4.5)$$

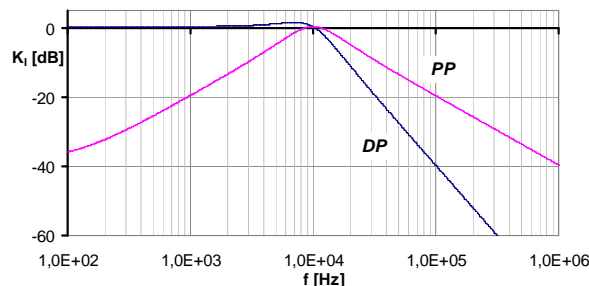
je určena kapacita kondenzátorů pro obě hodnoty strmosti. Pro  $g_m = 2,91$  mS je  $C = 46,31$  nF a pro  $g_m = 2,48$  mS je  $C = 39,47$  nF. Simulací byla zjištěna hodnota kapacity  $C = 46$  nF, při které je charakteristická frekvence přesně 10 kHz. Nejbližší hodnota v řadě je 47 nF. Po tomto zaokrouhlení se změní charakteristická frekvence na 9,8 kHz. V následující tabulce jsou navržené parametry.

Tab. 4.1: Navržené parametry filtru

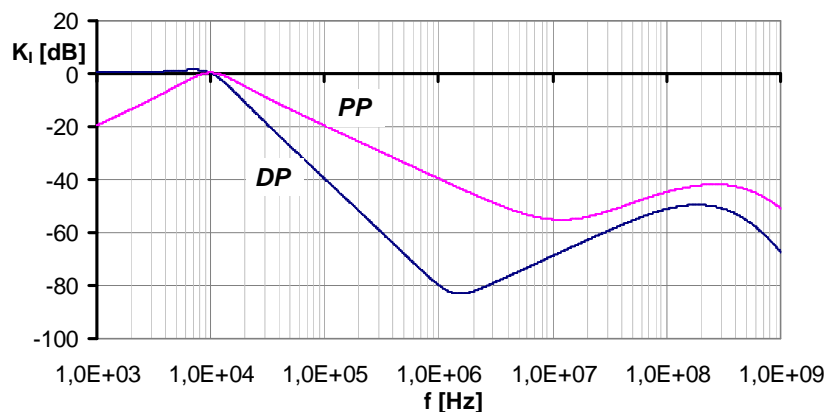
Označení	Hodnota	Poznámky
$f_c$	10 kHz	
$Q$	1	
$C_1, C_2$	46 nF	
$I_{B3}$	150 $\mu\text{A}$	
$g_{m1}, g_{m2}$	2,48 mS	Invertující výstup
$g_{m1}, g_{m2}$	2,91 mS	Neinvertující výstup
$U_{CC}$	$\pm 2,5\text{V}$	Napájecí napětí

### 4.3 Simulace obvodu

Byly provedeny základní simulace obvodu. V první řadě frekvenční analýza. Frekvenční charakteristiky jsou ukázány pro simulaci s přesnou hodnotou kondenzátoru (46 nF). Ostatní simulace jsou provedeny se zaokrouhlenou hodnotou (47 nF). Její výsledky jsou na obr. 4.8. Je vidět, že PP nemá na nízkých kmitočtech patřičný sklon charakteristiky. Je to způsobeno parazitními vlastnostmi bloků CDTA. Filtr byl simulován i v pásmu vysokých frekvencí. Výsledkem je graf na obr. 4.9. Na vysokých kmitočtech nemá DP a PP patřičný sklon modulové charakteristiky. Je to opět způsobeno neideálními vlastnostmi aktivních bloků.

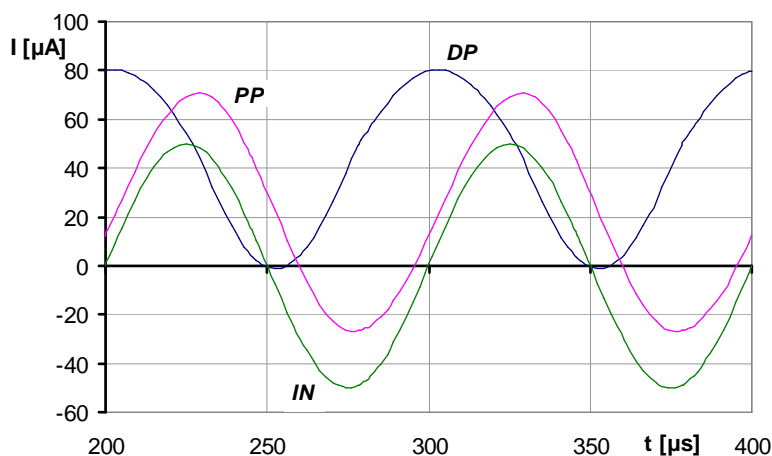


Obr. 4.8: Modulové frekvenční charakteristiky filtru.

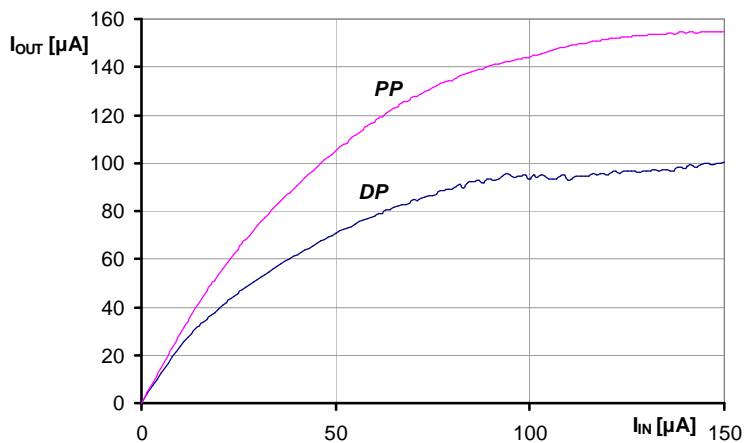


Obr. 4.9: Frekvenční charakteristiky filtru zobrazující přenos i na vysokých kmitočtech

Následně byla testována dynamika obvodu. Nejvyšší amplituda vstupního proudu, při níž ještě není výstup zkreslený, je několik desítek  $\mu\text{A}$ . Na následujícím obrázku jsou časové průběhy vstupních a výstupních proudů. Vstupní proud má amplitudu  $50 \mu\text{A}$ . Při této hodnotě je již na výstupu DP patrné malé zkreslení. Dynamické převodní charakteristiky jsou na obr. 4.11. Do grafu byla vynesena amplituda proudu. Závislost potvrzuje analýzu dynamiky.

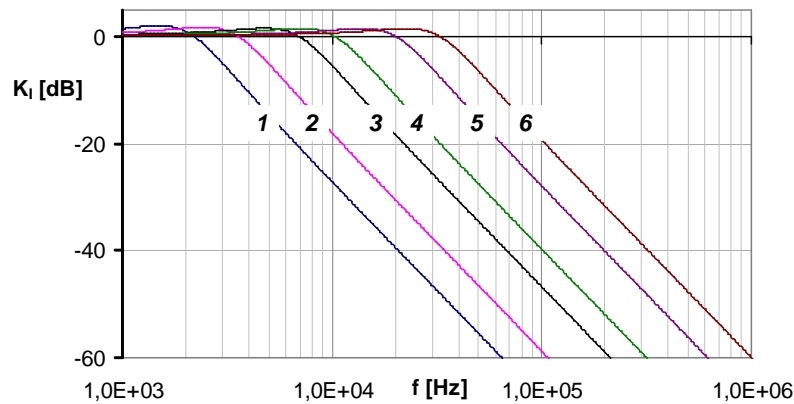


Obr. 4.10: Časový průběh vstupního signálu a odezvy výstupů.



Obr. 4.11: Dynamické převodní charakteristiky filtru (testováno při  $f = 10\text{kHz}$ ).

Kdyby bylo možné měnit řídicí proud  $I_{B5}$ , stal by se filtr nastavitelným. Pak by zde byla možnost řídit strmost OTA, který je součástí CDTA, a tím i charakteristickou frekvenci filtru. Následující charakteristiky ukazují, jak se mění mezní frekvence DP v závislosti na změně řídicího proudu. V tabulce 4.2 jsou mezní frekvence DP pro různé hodnoty proudu  $I_{B5}$ .



Obr. 4.12: Frekvenční charakteristiky DP zobrazující možnost ladění filtru pomocí řídicího proudu

Tab. 4.2: Parametry filtru pro jednotlivé křivky charakteristiky na obr. 4.12.

Index	$I_{B5}$ [ $\mu\text{A}$ ]	$f_c$ [kHz]
1	30	2,37
2	50	3,94
3	100	7,81
4	150	11,64
5	300	22,86
6	500	37,03

## 4.4 Shrnutí

KHN filtr byl navržen pouze s výstupy DP a PP. Charakteristická frekvence byla zvolena 10 kHz. Co se týče frekvenčních vlastností filtru, je funkční několika jednotek MHz, což není příliš vysoká frekvence. Filtr disponuje nepříliš dobrou dynamikou. To ho činí pro mnohé aplikace nepoužitelným. Uvedené špatné vlastnosti jsou způsobeny aktivním prvkem a jeho modelem. Vykazuje velký offset a nemá příliš dobré dynamické vlastnosti. Použité modely tranzistorů v modelu CDTA nebyli pravděpodobně nejvhodnější. Ladění je realizovatelné přibližně v simulovaném rozsahu řídicího proudu  $I_{B5}$ . Tím se dosáhne řízení charakteristické frekvence zhruba v rozmezí jedné dekády kmitočtů (od 2 kHz do 37 kHz).

## 5 ZÁVĚR

V práci bylo prezentováno několik zapojení KHN filtrů v napěťovém, proudovém i smíšeném módu. Filtry byly navrženy na charakteristickou frekvenci 10 kHz. Činitel jakosti byl většinou nenastavitelný a rovný jedné. Řiditelný byl pouze u filtru v druhé kapitole, kde bylo možný řídit i  $K_0$  a to umožňovalo měnit šířku pásma PP.

KHN filtr s OTA zesilovači ve smíšeném módu poskytuje možnost řízení všech parametrů filtru ( $f_c$ ,  $Q$ ,  $K_0$ ). Díky výborným vlastnostem obvodu OPA 860 je filtr použitelný v širokém rozsahu kmitočtů a disponuje také dobrou dynamikou. Pro tyto vlastnosti si filtr rozhodně zaslouží přívlastek multifunkční. Obvodové prvky tohoto filtru byly zaokrouhleny do řad. Simulace byla provedena jak pro hodnoty součástí v řadách, tak pro přesné hodnoty. Ladění parametrů bylo v návrhu a simulaci uvažováno pomocí potenciometru. Samozřejmě je možné použít také analogovou násobičku nebo napětím řízený zesilovač napětí, jak je ukázáno v kapitole 3.

Druhý prezentovaný obvod, KHN filtr s OTA v napěťovém módu, je jednodušší koncepcí. Oproti předchozímu obsahuje pouze tři transkonduktory namísto pěti. Na druhou stranu je to zapláceno tím, že není možné nastavovat jakost, a proto ani šířka pásma PP. Obvod byl sestaven na kontaktním poli a byly změřeny jeho modulové frekvenční charakteristiky. Citlivostní analýza ukázala velkou citlivost  $Q$  na odporu  $R_5$ . Ladění tohoto obvodu je poměrně jednoduché. Bylo představeno nastavení parametrů pomocí násobičky MLT04 (Analog Devices) a pomocí napětím řízeného zesilovače VCA610 (Texas Instruments). Dobrými vlastnostmi disponoval spíše filtr s analogovou násobičkou.

Filtr s aktivním blokem CDTA je složen pouze ze dvou prvků CDTA. Co se týče multifunkčnosti, je tento obvod nejhorší z prezentovaných. Ani jeho vlastnosti nejsou nejlepší. Je to způsobeno nekvalitním modelem aktivního prvku. Díky funkci CDTA má filtr velice jednoduchou koncepci. Obvod CDTA je jedním z analogových obvodů, který by byl vítaný při zařazení do hromadné výroby. Bylo by vhodné, kdyby poskytoval i možnost ladění transkonduktance.

Práce ukazuje, jak se dostávají do popředí nové moderní aktivní bloky. Zastupují klasické operační zesilovače (OZ), ale dosahují mnohem lepších vlastností a nabízí širší škálu použití, zejména díky elektronickému řízení parametrů. Díky těmto prvkům se analogová technika posouvá kupředu.

# LITERATURA

- [1] KERVIN, W. J., HUELSMAN, L. P., NEWCOMB, R. W. *State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions*. IEEE-SC, 1967, Vol. 2, No. 2, pp. 87 – 92.
- [2] KESKIN, A. U., BIOLEK, D., HANCIOGLU, E., BIOLKOVA, V. *Current-mode KHN filter employing Current Differencing Transconductance Amplifiers*. Int. J. Electronics and Communications, 2006, Vol. 60, No. 6, pp. 443-446.
- [3] HERENCŠÁR, N., VRBA, K., *Přeladitelné filtry s OTA zesilovači*. Elektrovue - Internetový časopis (<http://www.elektrovue.cz>), 2007, č. 28, ISSN: 1213- 1539, p. 1-12.
- [4] DOSTAL, T., *High Frequency State-variable Biquadratic Active Filters*. Radioengineering, 1998, Vol. 7, No. 1, ISSN 1210 – 2512, pp. 1-6.
- [5] ŠOTNER, R.; PETRŽELA, J. *Možnosti elektronického ladění filtrů KHN struktury s různými komerčně dostupnými aktivními bloky*. Elektrovue - Internetový časopis (<http://www.elektrovue.cz>), 2009, č. 28, ISSN: 1213- 1539, pp. 1-15.
- [6] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. BEN Praha, 2005, Vol. 5, ISBN 80-7300-059-8, 496 s.
- [7] OPA860 – *Wide Bandwidth OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (OTA) and BUFFER*. Datasheet, Texas Instruments ([www.ti.com](http://www.ti.com)), 2008, p. 32.
- [8] MICHAL, V. *Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v prudovém a napěťovém módu*, DTEE Brno University of Technology, 6 s.
- [9] VCA610 – *Wideband Voltage Controlled Amplifier*. Datasheet, Texas Instruments ([www.ti.com](http://www.ti.com)), 2008, p. 14
- [10] AXMAN, V., MACURA, P. *Přeladování aktivních filtrů pomocí napěťově řízených zesilovačů*, UREL Brno University of Technology, pp. 91-96.
- [11] DOSTÁL, T., AXMAN V. *Biquads Based on Single Negative Impedance Converter Implemented by Classical Current Conveyor*, Radioengineering ([www.radioeng.cz](http://www.radioeng.cz)), 2007, Vol. 16, No. 3, pp. 96 – 102.
- [12] MLT04 – *Four-Channel, Four-Quadrant Analog Multiplier*. Datasheet, Analog Devices ([www.analog.com](http://www.analog.com)), 2000, p. 12.
- [13] BIOLEK, D. *CDTA – Building Block for Current-Mode Analog Signal Processing*. In Proceedings of the ECCTD03. Krakow (Poland), 2003, vol. III, p. 397-400.
- [14] MIKSL, J. *Universal KHN filter with CDTA*. EEICT, 2009, p. 3.
- [15] BIOLEK, D., SENANI, R., BIOLKOVÁ, V., KOLKA Z. *Active Elements for Analog Signal Processing Classification, Review, and New Proposals*. Radioengineering (<http://www.radioeng.cz>), 2008, Vol. 17, No. 4, pp. 15-32.
- [16] JEŘÁBEK, J., VRBA K. *Vybrané vlastnosti univerzálního proudového konvejeoru, ukázka návrhu aplikace*. Elektrovue - Internetový časopis (<http://www.elektrovue.cz>), 2006, č. 41, pp. 1-9.
- [17] HAJEK, K., SEDLAČEK, J. *Kmitočtové filtry*, BEN Praha 2002, s. 536
- [18] KOLKA, Z. *Počítačové řešení elektronických obvodů*. FEKT Vysokého učení technického v Brně, 2007, s. 196

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

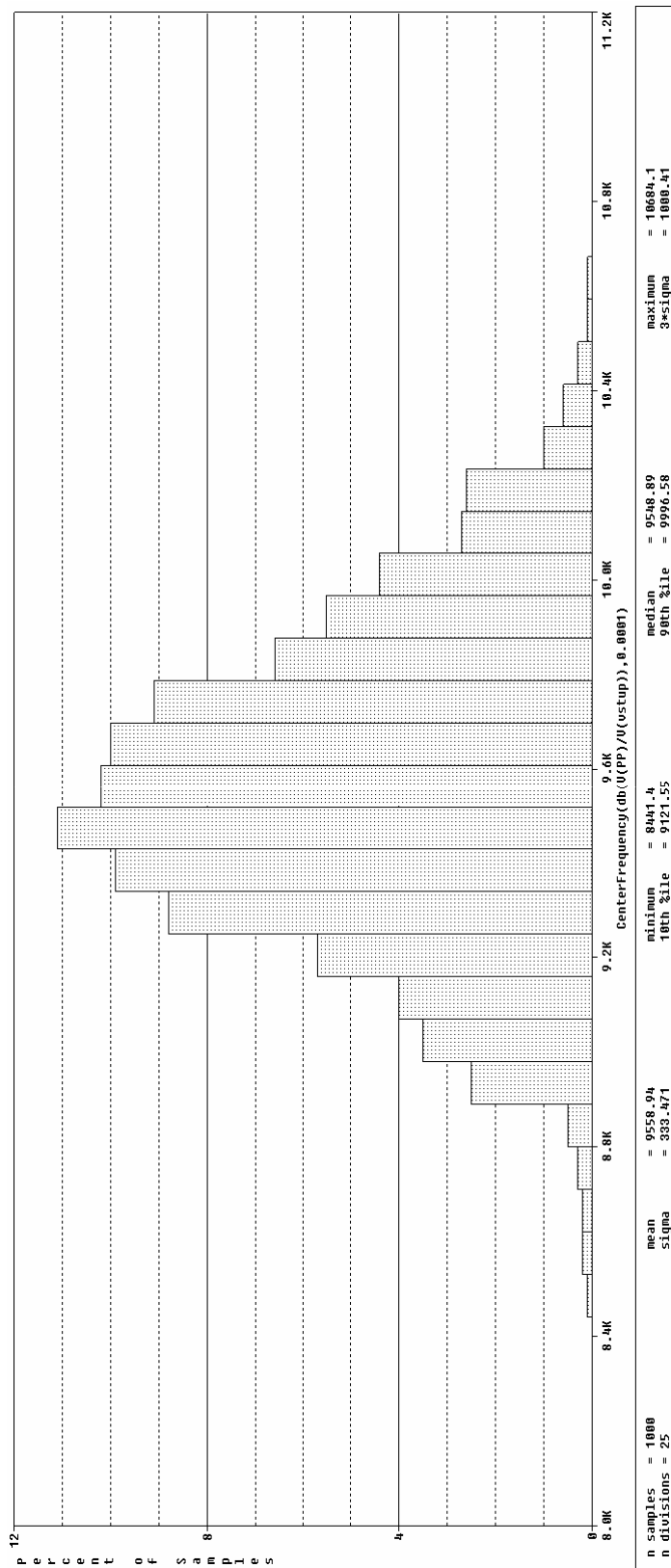
$A_U$	Napět'ové zesílení aktivního bloku
$BW$	Šířka pásma, Bandwidth
$CM$	Proudový mód, Current mode
$DT$	Diamantový tranzistor
$DP$	Dolní propust
$DPS$	Deska plošného spoje
$f_c$	Charakteristická frekvence
$f_m$	Mezní frekvence
$g_m$	Transkonduktance, strmost OTA
$g_{mE}$	Dynamická vodivost emitoru DT
$HP$	Horní propust
$K_0$	Koeficient základního přenosu v propustném pásmu
$K_I$	Proudový přenos
$K_U$	Napět'ový přenos
$OTA$	Transkonduktanční zesilovač (Operational Transconductance Amplifier)
$PP$	Pásmová propust
$Q$	Činitel jakosti
$r_E$	Dynamický odpor emitoru DT
$S_R$	Relativní citlivost
$S_S$	Semirelativní citlivost
$U_{IN}$	Vstupní napětí
$U_{OUT}$	Výstupní napětí
$U_C$	Řídící napětí VCA a analogové násobičky
$VCA$	Napětím řízený zesilovač (Voltage Controlled Amplifier)
$VM$	Napět'ový mód, Voltage mode
$ZV$	Zpětná vazba

# SEZNAM PŘÍLOH

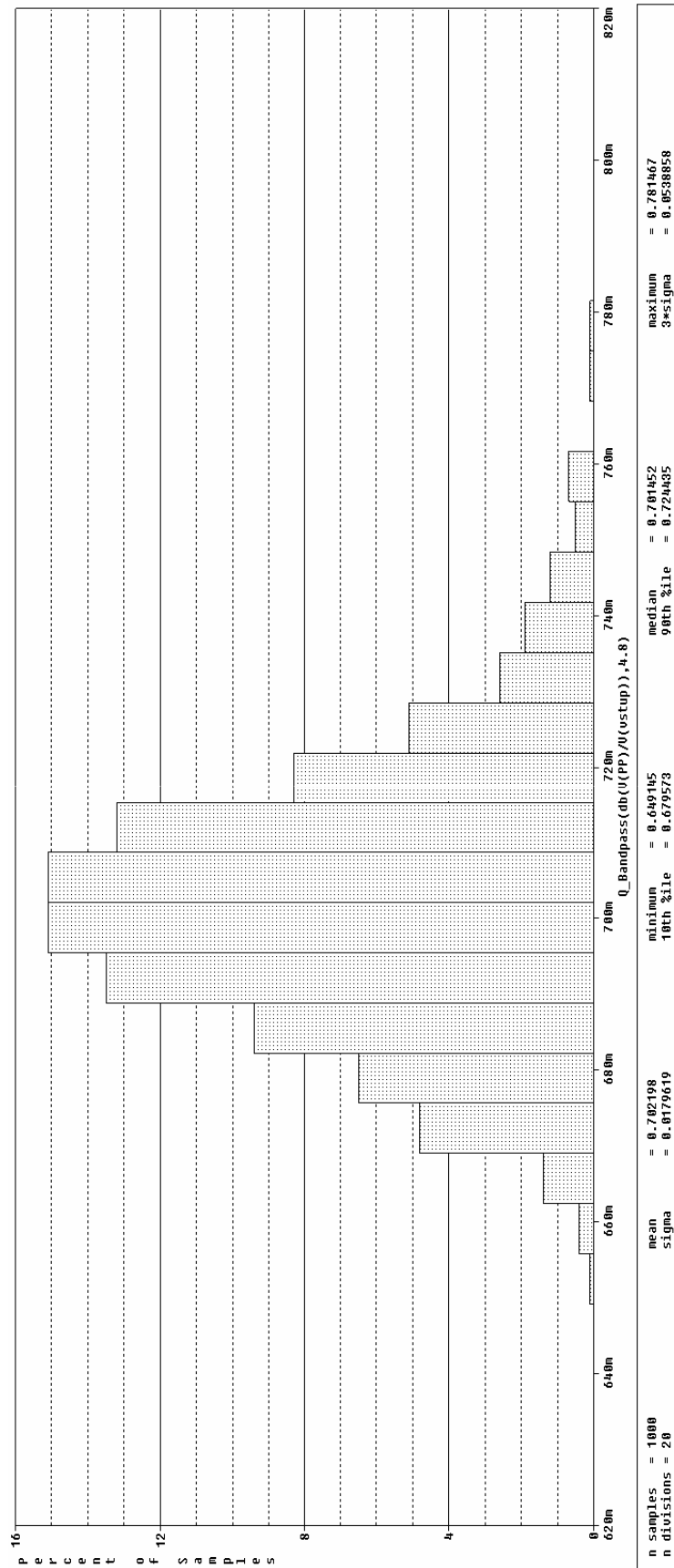
<b>A</b>	<b>Histogramy analýz hromadné výroby</b>	<b>49</b>
A.1	Histogram analýzy Monte Carlo pro $f_C$ filtru z kap. 2 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů). .....	49
A.2	Histogram analýzy Monte Carlo pro $Q$ filtru z kap. 2 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů). .....	50
A.3	Histogram analýzy Monte Carlo pro $K_0$ filtru z kap. 2 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů). .....	51
A.4	Histogram analýzy Monte Carlo pro $f_C$ filtru z kap. 3.3 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů). .....	52
A.5	Histogram analýzy Monte Carlo pro $Q$ filtru z kap. 3.3 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů). .....	53
A.6	Histogram analýzy Monte Carlo pro $K_0$ filtru z kap. 3.3 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů). .....	54

# A HISTOGRAMY ANALÝZ HROMADNÉ VÝROBY

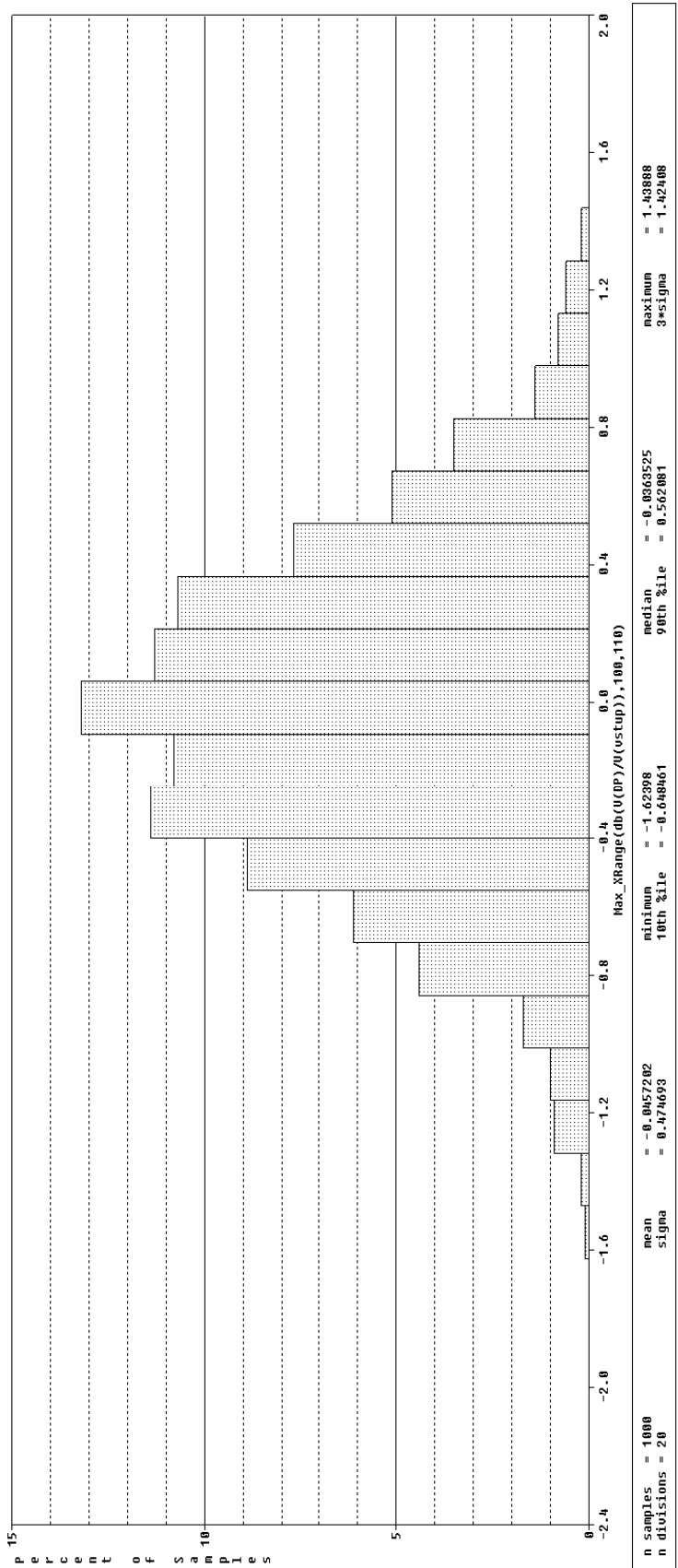
## A.1 Histogram analýzy Monte Carlo pro $f_C$ filtru z kap. 2 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů).



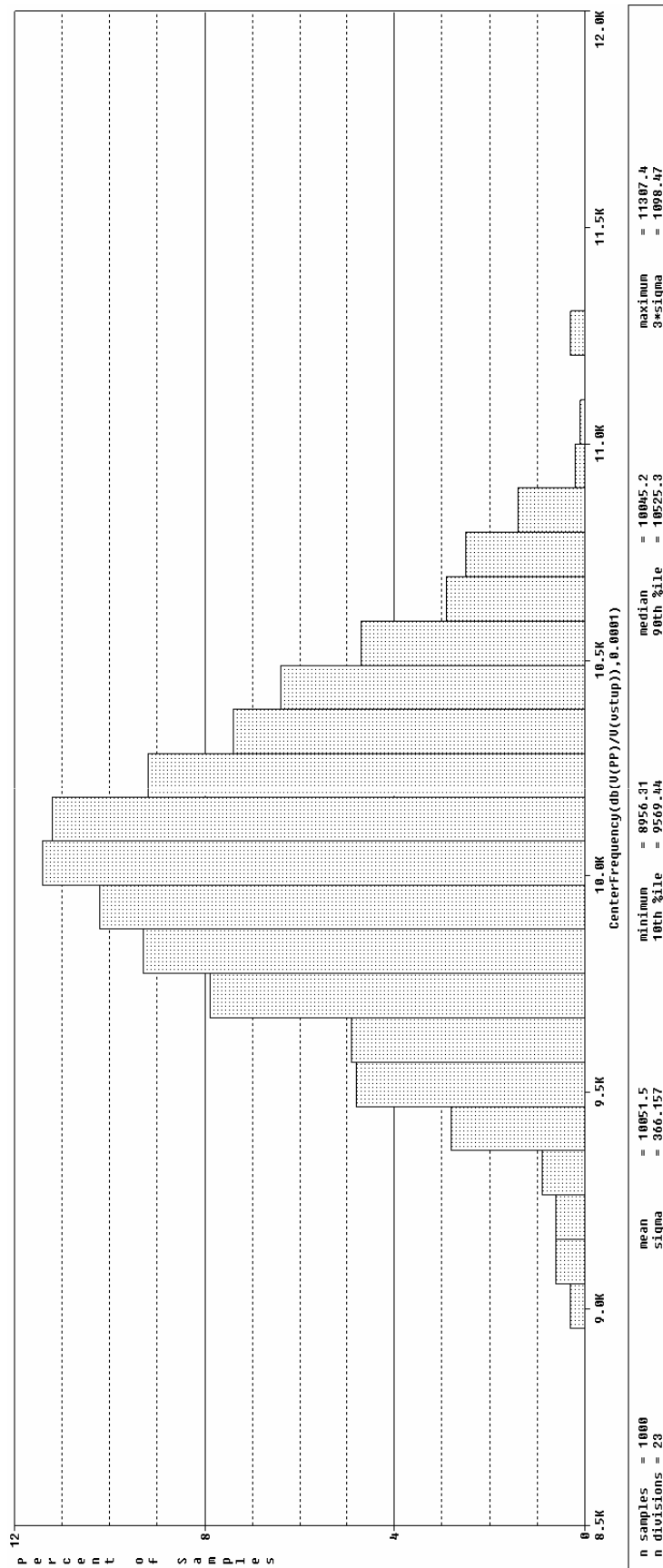
**A.2 Histogram analýzy Monte Carlo pro Q filtru z kap. 2 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů).**



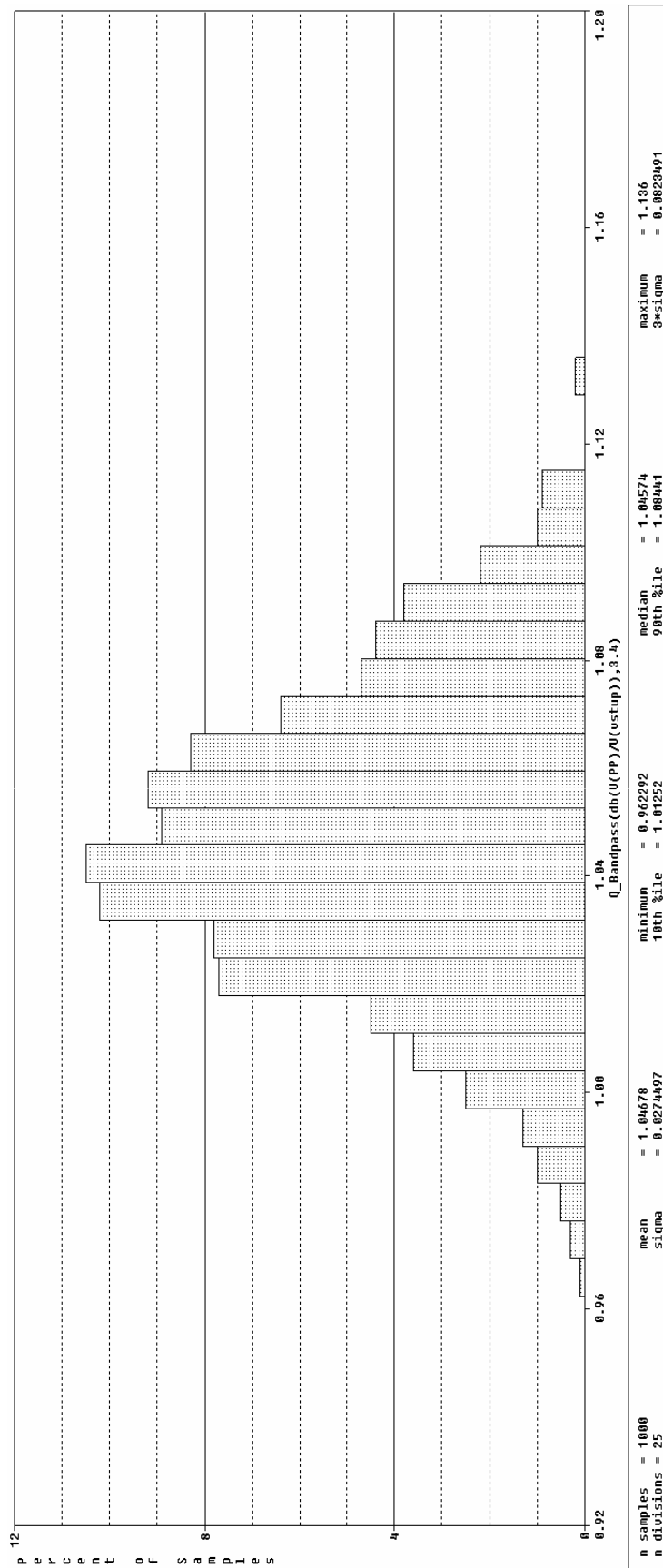
**A.3 Histogram analýzy Monte Carlo pro  $K_0$  filtru z kap. 2 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů).**



**A.4 Histogram analýzy Monte Carlo pro  $f_C$  filtru z kap. 3.3 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů).**



**A.5 Histogram analýzy Monte Carlo pro  $Q$  filtru z kap. 3.3 (tolerance 1%  $R$ , 5%  $C$ , 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů).**



**A.6 Histogram analýzy Monte Carlo pro  $K_0$  filtru z kap. 3.3 (tolerance 1% R, 5% C, 5% proudový přenos DT, 30% ostatní parametry modelů).**

