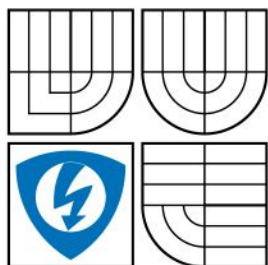


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ARC OSCILÁTOR S BLOKY S ŘIDITELNÝM PARAMETREM ARC OSCILLATOR WITH BLOCKS WITH VARIABLE PARAMETER

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

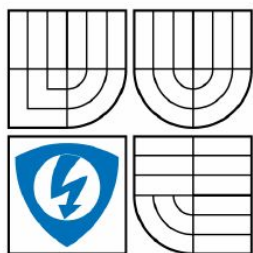
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Tomáš Bořecký

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Josef Slezák

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Tomáš Bořecký

ID: 89984

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

ARC oscilátor s bloky s říditelným parametrem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte různá zapojení ARC oscilátorů a možnosti stabilizace jeho amplitudy pomocí bloku s říditelným parametrem. Rovněž prostudujte možnosti přeladování kmitočtu oscilátoru.

Navrhněte zapojení ARC oscilátoru s bloky s říditelným parametrem a zapojení odsimulujte v PSpice. Pozornost věnujte simulaci reálných parametrů použitých aktivních prvků.

Navržené zapojení realizujte a změřte dosažené parametry oscilátoru.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. Praha: Ben - technická literatura, 2002.

[2] DOSTÁL, J. Operační zesilovače. Praha: Ben - technická literatura, 2005.

[3] DOSTÁL, T. Analogové obvody a převodníky. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: Ing. Josef Slezák

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

V rámci diplomové práce je provedeno srovnání různých zapojení ARC oscilátorů s ohledem na velikost jejich harmonického zkreslení. Je rozebráno zapojení jednotlivých bloků oscilátoru. Pozornost je věnována výběru a návrhu vhodného ARC filtru a možnostem jeho přeladění. Rovněž je pojednáno o možnostech stabilizace amplitudy kmitů, přičemž jsou uvedena různá zapojení řízených zesilovačů a obvodů pro řízení jejich zesílení.

V další části je proveden návrh a simulace ARC oscilátoru. Simulacemi bylo zjištěno, že oscilátor je možno přeladit v kmitočtovém pásmu 100 Hz až 20 kHz s harmonickým zkreslením menším než 1%.

V závěru diplomové práce je popsána realizace navrženého zapojení a jsou zde uvedeny výsledky změřených parametrů oscilátoru.

Klíčová slova

Zpětnovazební oscilátor, ARC oscilátor, aktivní oscilátor, přeladitelný oscilátor, stabilizace amplitudy kmitů, ladicí obvod, ARC filtr, LM13700, TL084

Abstract

Within the master's thesis there is comparison of different structures of ARC oscillators with respect to their harmonic distortion. Individual blocks of oscillator are analyzed. Attention is paid to choosing and design of suitable ARC filter structure and possibilities of its tuning. Also possibilities of stabilization of amplitude are analyzed. Different types of controlled amplifiers and circuits for controlling of their amplification are discussed.

Next captures are focused to designing and simulation of the ARC oscillator. The oscillator can be tuned in the frequency range from 100 Hz to 20 kHz with harmonic distortion smaller than 1%.

At the end of the thesis, practical realization of the proposed circuit is described. Also results of the measurement of parameters of the oscillator are given.

Keywords

Feedback oscillator, ARC oscillator, active oscillator, tuning oscillator, stabilization of amplitude, tuning circuit, ARC filter, LM13700, TL084

Bibliografická citace dle ČSN ISO 690:

BOŘECKÝ, T. *ARC oscilátor s bloky s říditelným parametrem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 52 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Josef Slezák.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma ARC oscilátor s bloky s říditelným parametrem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Josefu Slezákovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

OBSAH

Seznam obrázků	7
Seznam tabulek	8
1 Úvod	9
1.1 Zadání.....	9
1.2 Účel a dělení oscilátorů	9
1.3 Princip zpětnovazebního oscilátoru	10
2 Princip, dělení a volba prvků ARC oscilátoru	11
2.1 Princip ARC oscilátorů	11
2.2 Dělení ARC oscilátorů	11
2.3 Volba ARC filtru a možnosti jeho přeladění.....	13
2.4 Volba stabilizačního členu	17
2.4.1 Zesilovač s řízeným zesílením	17
2.4.2 Obvod pro stabilizaci amplitudy kmitů	19
3 Návrh a simulace ARC oscilátoru	21
3.1 Návrh a simulace přeladitelného ARC filtru	21
3.2 Návrh a simulace ladicího obvodu oscilátoru.....	25
3.3 Návrh stabilizačního obvodu	28
3.4 Celkové zapojení a simulace oscilátoru	30
3.5 Vliv reálných parametrů použitých prvků	33
4 Realizace a měření parametrů ARC oscilátoru	38
4.1 Celková realizace oscilátoru.....	38
4.2 Měření parametrů oscilátoru.....	39
5 Závěr	43
Seznam literatury	44
Seznam zkratk	45
Seznam příloh	45

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1	Blokové schéma zpětnovazebního oscilátoru.....	10
Obr. 2.1	Blokové schéma ARC oscilátoru.....	11
Obr. 2.2	ARC oscilátor s nesetrvačnou stabilizací amplitudy.....	11
Obr. 2.3	ARC oscilátor s univerzálním filtrem ARC 2. řádu pro potlačení vyšších harmonických složek	12
Obr. 2.4	ARC oscilátor pro velmi nízké harmonické zkreslení doplněný filtrem s nulou přenosu (DPN)	12
Obr. 2.5	Univerzální ARC filtr 2. řádu (zapojení Kervin, Huelsman, Newcomb).....	13
Obr. 2.6	Přeladitelný univerzální ARC filtr 2. řádu.....	14
Obr. 2.7	Napětím řízený rezistor s využitím OTA LM13700	15
Obr. 2.8	Princip digitálního potenciometru DS1804	15
Obr. 2.9	Napětím laditelný univerzální filtr typu pásmová propust s OTA LM13700	16
Obr. 2.10	Závislost transkonduktance g_m na řídicím proudu obvodu LM13700	16
Obr. 2.11	Napětím laditelný filtr typu pásmová propust s VCA610.....	17
Obr. 2.12	Vnitřní bloková struktura VCA610.....	18
Obr. 2.13	Zesilovač s řízeným zesílením realizovaný pomocí OTA LM13700	18
Obr. 2.14	Zesilovač s řízeným zesílením realizovaný pomocí tranzistoru FET	19
Obr. 2.15	Zesilovač s řízeným zesílením realizovaný pomocí analogové násobičky	19
Obr. 2.16	Dvoucestný operační usměrňovač: a) s kladným výstupním napětím.....	20
	b) se záporným výstupním napětím.....	20
Obr. 2.17	Převodník efektivní hodnoty signálu na stejnosměrné napětí AD736	20
Obr. 3.1	Přeladitelný KHN filtr s využitím obvodu LM13700	21
Obr. 3.2	Výsledky simulace filtru z Obr. 3.1 v zapojení bez tlumicích rezistorů	23
Obr. 3.3	Výsledky simulace filtru z Obr. 3.1 s tlumicími rezistory $R_K = 68 \Omega$ zapojenými do série s kapacitoy C.....	24
Obr. 3.4	Výsledky simulace filtru z Obr. 3.1 s tlumicími rezistory R_K zapojenými do série s kapacitoy C a s činitelem jakosti Q nastaveným na hodnotu nepatrně vyšší než 1	25
Obr. 3.5	Převodník U/I.....	26
Obr. 3.6	Závislost ladicího proudu na napětí pro zapojení z Obr. 3.5.....	26
Obr. 3.7	Převodník U/I s exponenciální závislostí převodu.....	27
Obr. 3.8	Závislost ladicího proudu na napětí pro zapojení z Obr. 3.7.....	27

Obr. 3.9	Stabilizační obvod s dvoucestným operačním usměrňovačem, dolní propustí (R4, C2) a polovinou obvodu LM13700 tvořící řízený zesilovač napětí	28
Obr. 3.10	Stabilizační obvod s dvoucestným operačním usměrňovačem využívající jednu polovinu obvodu LM13700 jako řízený zesilovač napětí a druhou polovinu jako přeladitelnou dolní propust	29
Obr. 3.11	Celkové zapojení oscilátoru bez ladicího obvodu.....	30
Obr. 3.12	Přeladění oscilátoru pozorované ve spektru	31
Obr. 3.13	Spektrum výstupního napětí oscilátoru pro kmitočet 100 Hz	32
Obr. 3.14	Spektrum výstupního napětí oscilátoru pro kmitočet 200 Hz	32
Obr. 3.15	Spektrum výstupního napětí oscilátoru pro kmitočet 2 kHz	33
Obr. 3.16	Spektrum výstupního napětí oscilátoru pro kmitočet 20 kHz	33
Obr. 3.17	Model 3. úrovně operačního zesilovače TL084.....	34
Obr. 3.18	Model 3. úrovně transkonduktančního zesilovače LM13700.....	34
Obr. 3.19	KHN filtr sestavený z modelů 3. úrovně obvodů LM13700 a TL084.....	35
Obr. 3.20	Citlivost oscilačního kmitočtu filtru na pasivní prvky a parametry modelů	36
Obr. 3.21	Toleranční pole přenosové funkce pásmové propusti (svazek křivek pro 100 náhodných výběrů parametrů prvků).....	36
Obr. 3.22	Rozptyl střední frekvence pásmové propusti (pro 100 výběrů).....	37
Obr. 4.1	Celkové zapojení oscilátoru.....	38
Obr. 4.2	Závislost amplitudy kmitů oscilátoru U_M na kmitočtu.....	40
Obr. 4.3	Závislost kmitočtu na velikosti ladicího napětí	40
Obr. 4.4	Spektrum prvních čtyř harmonických složek pro kmitočet $f=1$ kHz.....	42

SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1	Rozdělení oscilátorů podle způsobu jejich realizace.....	9
Tab. 4.1	Změřené a vypočtené hodnoty pro ARC oscilátor.....	39
Tab. 4.2	Změřené hodnoty jednotlivých harmonických složek potřebných pro výpočet harmonického zkreslení, vypočtené harmonické zkreslení.....	41

1 ÚVOD

1.1 Zadání

- Prostudujte různá zapojení ARC oscilátorů a možnosti stabilizace jeho amplitudy pomocí bloku s říditelným parametrem. Rovněž prostudujte možnosti přeladování kmitočtu oscilátoru.
- Navrhněte zapojení ARC oscilátoru s bloky s říditelným parametrem a zapojení odsimulujte v PSpice. Pozornost věnujte simulaci reálných parametrů použitých aktivních prvků.
- Navržené zapojení realizujte a změřte dosažené parametry oscilátoru.

1.2 Účel a dělení oscilátorů

Oscilátory jsou zdrojem harmonických signálů. Při jejich realizaci musíme brát v úvahu požadované kmitočtové pásmo, nastavitelnost (ladění) kmitočtu, stabilitu kmitočtu, čistotu signálu a harmonické zkreslení (THD). Tyto vlastnosti jsou v případě zpětnovazebních oscilátorů, mezi které se řadí i oscilátor ARC, výrazně ovlivněny parametry zpětnovazebního článku. Pro srovnání jsou v Tab. 1.1 uvedeny vlastnosti jednotlivých typů oscilátorů rozdělených podle způsobu jejich realizace.

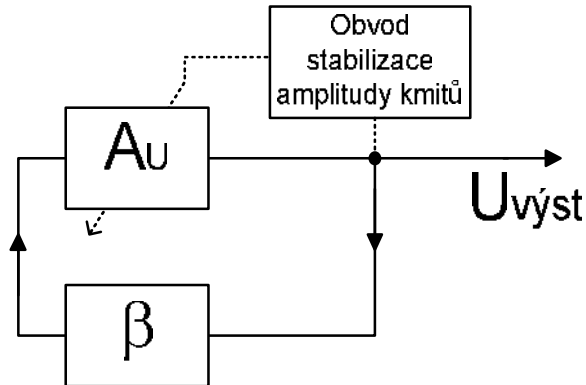
Tab. 1.1 Rozdělení oscilátorů podle způsobu jejich realizace (převzaté z [2])

TYP OSCILÁTORU	LADĚNÍ	KMITOČTOVÉ PÁSMO	STABILITA KMITOČTU	HARM. ZKRESLENÍ
Zpětnovazební RC (ARC)	Dobré	0,01 Hz – 10MHz	10^{-3} až 10^{-4}	1% až 0,001%
Zpětnovazební LC	Dobré	100 kHz – 300MHz	10^{-3} až 10^{-4}	1% až 0,1%
Zpětnovazební krystalový	Nelze	10 kHz – 100 MHz	10^{-6} a lepší	1% až 0,1%
Generátor pilového signálu s převodem na harmonický signál	Dobré	0,01 Hz – 10 MHz	cca 10^{-3}	1%
S fázovým závěsem	Diskrétní	1 kHz – 1 GHz	cca 10^{-6}	1% až 0,1%
S přímou digitální syntézu DDS	Diskrétní s jemným krokem	0,001 Hz – 100MHz	cca 10^{-6}	0,3% až 0,01%

Z přehledu je patrné, že nejmenšího harmonického zkreslení lze dosáhnout u zpětnovazebního oscilátoru ARC (až 0,001%).

1.3 Princip zpětnovazebního oscilátoru

Princip zpětnovazebního oscilátoru je znázorněn na Obr. 1.1. Jedná se o řízený zesilovač, jehož zesílení (A_U) je řízeno obvodem pro stabilizaci amplitudy kmitů. Zesilovač je zapojený do smyčky se zpětnovazebním obvodem (přenos β).



Obr. 1.1 Blokové schéma zpětnovazebního oscilátoru

Pro správnou funkci oscilátoru je zapotřebí, aby se obvod nacházel na mezi stability, tzn., aby byla splněna komplexní oscilační podmínka:

$$\beta \cdot A_u = 1 \quad (1.1)$$

Tuto podmínku je vhodné rozložit na podmínku amplitudovou a fázovou.

Amplitudová podmínka

$$\beta \cdot A_u = 1 \quad (1.2)$$

Oscilátor může kmitat pouze tehdy, je-li pokles zesílení vyrovnán zpětnovazebním obvodem. Přesnost amplitudové podmínky zajišťuje obvod pro stabilizaci amplitudy kmitů, který automaticky reguluje velikost zesílení v závislosti na amplitudě výstupního napětí. Amplitudová podmínka je určující pro velikost amplitudy výstupního napětí oscilátoru.

Fázová podmínka

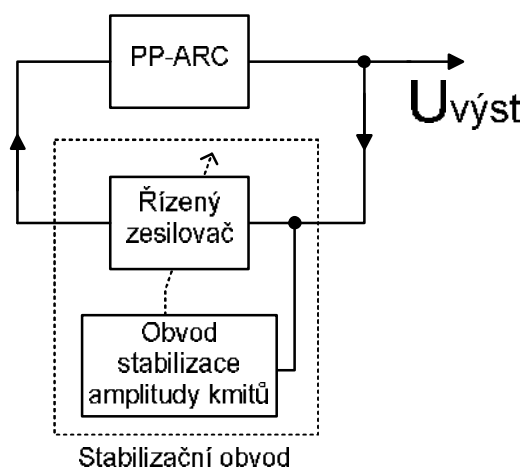
$$\varphi_{A_u} + \varphi_{\beta} = 0 + k \cdot 2\pi, \quad \text{kde } k = (0, 1, 2, \dots) \quad (1.3)$$

Kmitání se udrží tehdy, je-li výstupní napětí ve fázi se vstupním napětím. V případě neinvertujícího zesilovače ($\varphi_{A_u} = 0^\circ$) musí být fázový posuv zpětnovazebního článku $\varphi_{\beta} = 0^\circ$, což pro rezonanční kmitočet splňuje pásmová propust 2. řádu. Jestliže se jedná o invertující zesilovač ($\varphi_{A_u} = 180^\circ$), pak je ke splnění fázové podmínky nutno použít filtr vyššího řádu, který má fázový posuv $\varphi_{\beta} = 180^\circ$. Fázová podmínka je určující pro kmitočet oscilací.

2 PRINCIP, DĚLENÍ A VOLBA PRVKŮ ARC OSCILÁTORU

2.1 Princip ARC oscilátorů

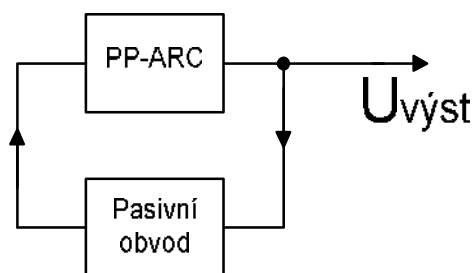
Výhodou ARC oscilátorů je jejich jednoduchost, nízká cena a především velmi nízké harmonické zkreslení. Vycházejí z principu oscilátorů RC, u kterých je zpětnovazební blok s přenosem β (Obr. 1.1) tvořen pasivním filtrem, obvykle pásmovou propustí RC (přemostěný T-článek, Wienův článek). Oproti tomu základem oscilátorů ARC (Obr. 2.1) je aktivní filtr ARC s vysokým činitelem jakosti a selektivitou, který určuje jejich jakost. Ke stabilizaci amplitudy kmitů slouží stabilizační obvod, obvykle tvořený řízeným zesilovačem napětí, který umožňuje splnění amplitudové podmínky (vztah 1.2). V důsledku nedokonalého fungování tohoto obvodu vznikají ovšem na jeho výstupu nežádoucí vyšší harmonické složky. Tyto složky jsou v případě ARC oscilátorů potlačeny filtrací selektivní (aktivní) pásmovou propustí, čímž je dosaženo velmi nízkého harmonického zkreslení.



Obr. 2.1 Blokové schéma ARC oscilátoru

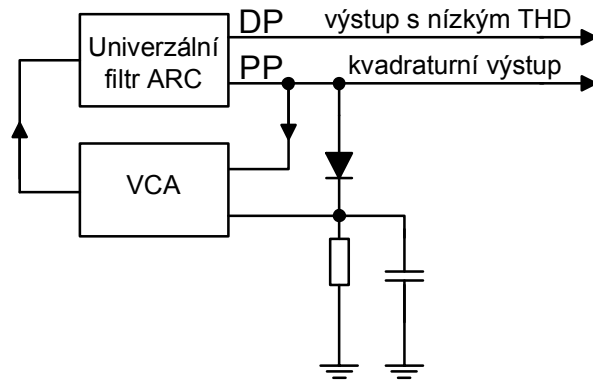
2.2 Dělení ARC oscilátorů

Podle způsobu stabilizace amplitudy lze rozdělit ARC oscilátory na oscilátory s nesetrvačnou stabilizací amplitudy a se setrvačnou stabilizací amplitudy. V případě **nesetrvačné stabilizace amplitudy** (Obr. 2.2) je jako stabilizačního členu použito pasivního obvodu. Harmonické zkreslení takového oscilátoru dosahuje dle [1] nanejvýše 0,1%. Jeho výhodou je ovšem použitelnost i pro velmi nízké kmitočty, řádově 0,01 Hz (nulová doba ustálení).



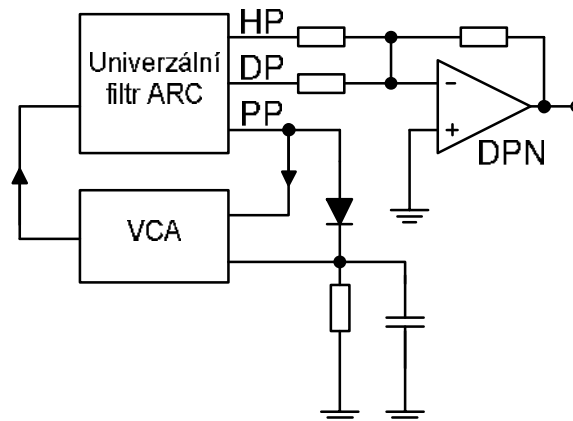
Obr. 2.2 ARC oscilátor s nesetrvačnou stabilizací amplitudy

Snížení harmonického zkreslení lze dosáhnout pomocí oscilátoru se **setrvačnou stabilizací amplitudy**, u kterého se k realizaci stabilizačního obvodu využívá kvazilineárního členu (např. řízený zesilovač či tranzistor pracující v kvazilineárním režimu malých signálů). Harmonické zkreslení lze rovněž snížit použitím kvalitnějšího ARC filtru, umožňujícího potlačit vyšší harmonické složky. K tomuto účelu může dobře posloužit univerzální filtr ARC 2. řádu s výstupem DP (viz Obr. 2.5). Jeho výhodou je mimo jiné i možnost využití výstupu PP pro získání kvadraturního signálu. Zapojení s tímto filtrem, převzaté z [1], je uvedeno na Obr. 2.3. Oscilátor využívá jako stabilizačního členu řízený zesilovač napětí (VCA).



Obr. 2.3 ARC oscilátor s univerzálním filtrem ARC 2. řádu pro potlačení vyšších harmonických složek

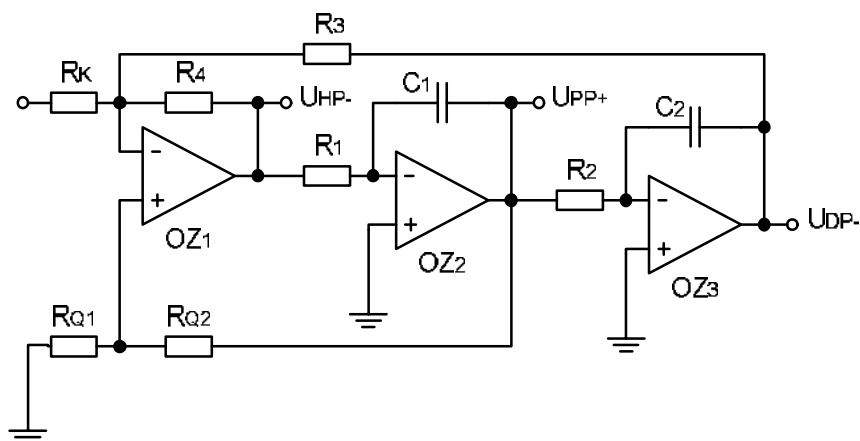
Vůbec nejnižšího harmonického zkreslení lze dosáhnout přidáním filtru typu dolní propust s nulou přenosu (DPN). Kmitočet nuly přenosu se nastavuje podle toho, která z vyšších harmonických složek na výstupu zpětnovazebního členu převládá. Zapojení oscilátoru s tímto filtrem, převzaté z [1], je uvedeno na Obr. 2.4.



Obr. 2.4 ARC oscilátor pro velmi nízké harmonické zkreslení doplněný filtrem s nulou přenosu (DPN)

2.3 Volba ARC filtru a možnosti jeho přeladění

Při návrhu ARC oscilátoru je třeba vhodně zvolit požadovaný filtr, na kterém závisí parametry oscilátoru. Pro kmitočty do 100 kHz se jako nejvhodnější (dle [1]) jeví použití univerzálního zapojení filtru ARC se dvěma integrátory a invertorem, jehož schéma je znázorněno na Obr. 2.5. Jeho univerzálnost spočívá v tom, že umožňuje současný výstup filtrů DP, HP a PP. Lze tak získat současně signály fázově posunuté o 90°. Jeho výhodou pro použití v ARC oscilátoru je, že umožňuje snadné přeladování rezonančního kmitočtu F_0 . Obvod rovněž existuje v integrovaném provedení, např. jako obvod UHF42.



Obr. 2.5 Univerzální ARC filtr 2. řádu (zapojení Kervin, Huelsman, Newcomb)

Velikost přenosu v propustném pásmu (K_0) lze nastavovat pomocí rezistoru R_K a rovněž závisí na hodnotě činitele jakosti Q .

Pro rezonanční kmitočet obvodu platí (dle [1]):

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} \quad (2.1)$$

Snadné přeladění rezonančního kmitočtu lze provést souběžnou změnou dvou rezistorů (R_1, R_2) i dvou kapacitorů (C_1, C_2). V praxi je snadnější realizovat souběžnou změnu rezistorů, například v rámci jedné dekády. Přeladění v širším kmitočtovém pásmu je pak umožněno přepínáním dekád pomocí kapacitorů.

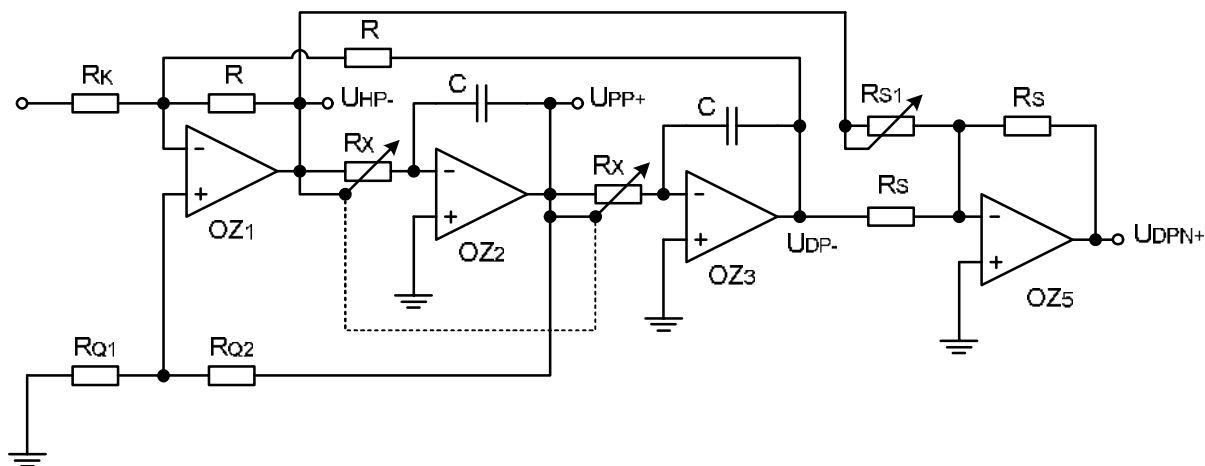
Činitel jakosti filtru Q lze nastavovat pomocí rezistorů R_{Q1} a R_{Q2} a závisí rovněž na rezistoru R_K . Platí pro něj (dle [1]) vztah:

$$Q = \left(1 + \frac{R_{Q2}}{R_{Q1}}\right) \frac{R_K \sqrt{R_3 R_4}}{(R_3 R_4 + R_3 R_K + R_4 R_K)} \sqrt{\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}} \quad (2.2)$$

Ke konstrukci filtru je nutné zvolit vhodný OZ, kdy je nutné brát v úvahu především jeho tranzitní kmitočet F_T , pro který by mělo dle [1] platit:

$$F_T \geq 100 F_0 Q \quad (2.3)$$

Pro optimální činnost obvodu je třeba zajistit shodný přenos všech dílčích filtrů. Toho lze dosáhnout použitím shodných dvojic prvků: $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$, $R_3 = R_4$. Tím se značně zjednoduší vztahy 2.1 a 2.2, ve kterých uvažujeme $R_1 = R_2 = R_X$, $C_1 = C_2 = C_X$ a $R_3 = R_4 = R_K = R$, přičemž hodnota R není kritická (1 až 100 k Ω , dle [1]). Takto upravený obvod doplněný o DPN (OZ₅) je znázorněn na Obr. 2.6. Celkový přenos K_0 tohoto obvodu je jednotkový.



Obr. 2.6 Přeladitelný univerzální ARC filtr 2. řádu

Pro rezonanční kmitočet obvodu lze ze vztahu 2.1 odvodit:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_X R_X C_X C_X}} \sqrt{\frac{R}{R}} = \frac{1}{2\pi R_X C_X} \quad (2.4)$$

Činitel jakosti Q vychází ze vztahu 2.2 a lze pro něj určit:

$$Q = \left(1 + \frac{R_{Q2}}{R_{Q1}}\right) \frac{R_{K0} \sqrt{R_3 R_4}}{(R_3 R_4 + R_3 R_{K0} + R_4 R_{K0}) \sqrt{C_1 R_1}} = \left(\frac{R_{Q1} + R_{Q2}}{R_{Q1}}\right) \frac{R \sqrt{RR}}{3(RR)} \sqrt{\frac{C_X R_X}{C_X R_X}} = \frac{R_{Q1} + R_{Q2}}{3R_{Q1}} \quad (2.5)$$

Obvod obsahuje navíc OZ₅, který realizuje filtr DPN s nastavitelnou nulou přenosu, ležící na kmitočtu:

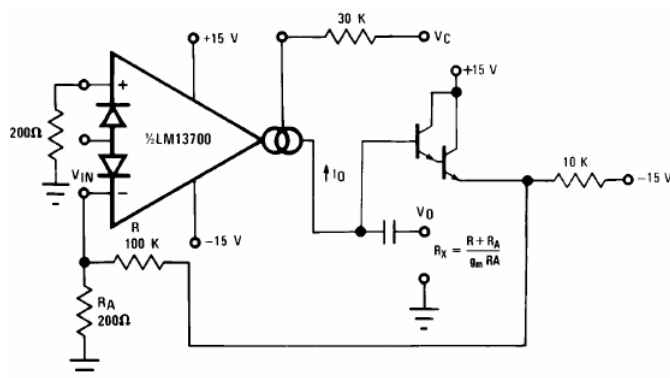
$$F_N = F_0 \sqrt{\frac{R_{S1}}{R_S}} \quad (2.6)$$

Odtud lze pro velikost rezistoru R_{S1} filtru DPN odvodit:

$$R_{S1} = R_S (F_N / F_0)^2 \quad (2.7)$$

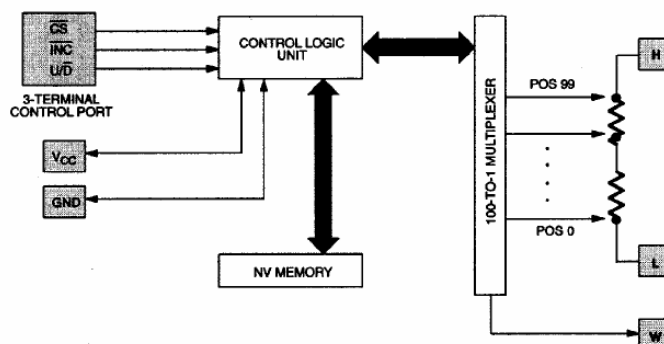
Souběžnou změnou odporů ($R_x - R_x$) umožňující ladění rezonančního kmitočtu filtru lze provést buď **mechanicky** (pomocí tandemového potenciometru), nebo **elektronickým řízením**. Elektronické řízení může být realizováno analogově (proudem, napětím), digitálně (digitálním potenciometrem) či spínacím kmitočtem (spínaným kapacitorem).

Analogové řízení odporů lze realizovat např. **optočleny** (použitelné jako převodník proud-napětí). Jejich výhodou je poměrně lineární závislost odporu a široký rozsah řízení. Jsou však vhodné jen pro kmitočty do 10 kHz a obtížné je i dodržení přesného souběhu řízených odporů. Další možnost představuje použití polem řízených tranzistorů **FET**, které se chovají pro malá řídicí napětí (do 100 mV) jako lineární řízené odpory. Problematický je u nich rovněž souběh řízených odporů více tranzistorů. Řízení odporů lze provést i pomocí transkonduktančních zesilovačů **OTA**. Příklad zapojení řízeného rezistoru s OTA zesilovačem LM13700 je na Obr. 2.7 (převzatém z [12]). Výhodou je použitelnost teoreticky až do 2 MHz (tranzitní kmitočet obvodu) a snadná realizace souběhu dvou řízených odporů, jelikož se jedná o dva zesilovače ve společném pouzdře. Velikost odporů lze řídit i pomocí napětím řízených zesilovačů (např. VCA610, AD603, CLC520), které mají dobrou linearitu a velký řídicí rozsah.



Obr. 2.7 Napětím řízený rezistor s využitím OTA LM13700

Pro digitální řízení odporů lze využít tzv. digitálních potenciometrů, které mají digitálně řízenou odporovou strukturu. Pro příklad lze uvést vnitřní strukturu digitálního potenciometru DS1804 (viz [16]), která je znázorněna na Obr. 2.8. Nevýhodou digitálních potenciometrů může být nespojitě řízení odporu. Pro potřebnou jemnost nastavení je nutné volit dostatečný počet bitů potenciometru.

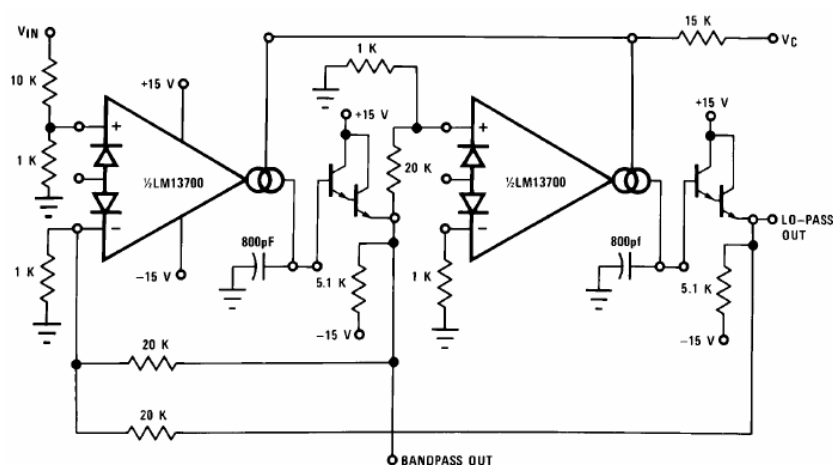


Obr. 2.8 Princip digitálního potenciometru DS1804

Konkrétní řešení napětím přeladitelného filtru s transkonduktančním zesilovačem LM13700 ukazuje zapojení univerzálního filtru na Obr. 2.9, převzaté z [12]. Lze tak jednoduše realizovat filtr typu pásmová propust. Díky souběžné změně transkonduktance g_m obou zesilovačů lze dosáhnout snadného přeladění filtru přes několik kmitočtových dekád. Rezonanční kmitočet je řízen transkonduktancí g_m podle následujícího vztahu (dle [12]):

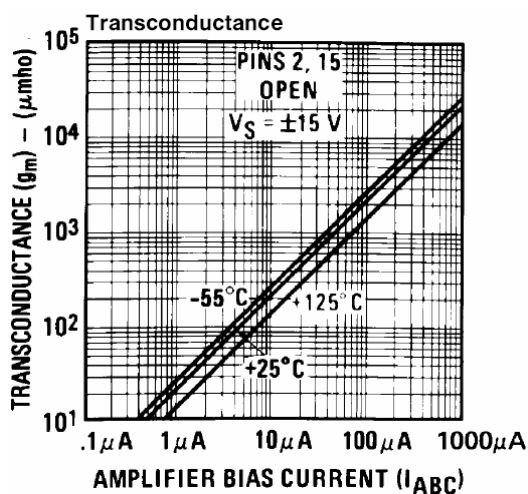
$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m R_B}{C(R_A + R_B)}, \quad (2.8)$$

kde je uvažováno $R_A = 20 \text{ k}\Omega$, $R_B = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 800 \text{ pF}$ (hodnoty uvedené na Obr. 2.9).



Obr. 2.9 Napětím laditelný univerzální filtr typu pásmová propust s OTA LM13700

Z Obr. 2.10 (převzatého z [12]) je patrné, že transkonduktance g_m se mění lineárně v závislosti na řídicím proudu 1 až 1 mA a to v rozmezí hodnot $2 \cdot 10^1$ až $2 \cdot 10^4 \mu\text{S}$. Pak se tedy mění lineárně i rezonanční kmitočet, který je transkonduktancí g_m řízen.



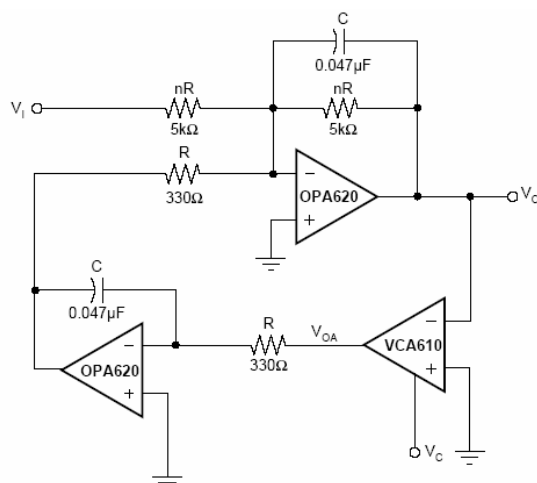
Obr. 2.10 Závislost transkonduktance g_m na řídicím proudu obvodu LM13700

Další řešení napětím přeladitelného filtru, tentokrát s využitím napětím řízeného zesilovače VCA610, ukazuje zapojení na Obr. 2.11 (převzaté ze [14]). Jedná se o přeladitelný filtr typu pásmová propust.

Rezonanční kmitočet je laditelný v rozsahu 100:1 napětím V_C (-2 až 0 V) podle následujícího vztahu (dle [14]):

$$F_0 = \frac{10^{-(V_C+1)}}{2\pi RC}, \quad (2.9)$$

kde je uvažováno $R = 330 \Omega$, $C = 47 \text{ nF}$ (hodnoty uvedené na Obr. 2.11).



Obr. 2.11 Napětím laditelný filtr typu pásmová propust s VCA610

2.4 Volba stabilizačního členu

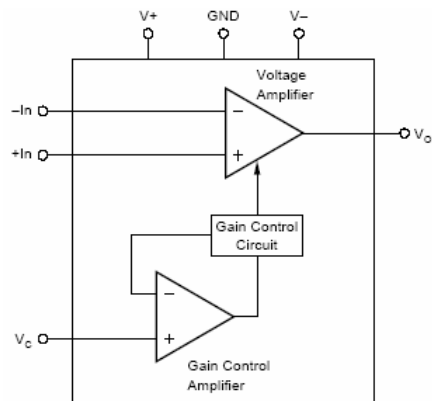
Stabilizační obvod z Obr. 2.1 je tvořen **zesilovačem s řízeným zesílením** (blok s říditelným parametrem) a **obvodem pro stabilizaci amplitudy kmitů**, který řídí jeho zesílení. Je tak zajištěno, že amplituda kmitů oscilátoru je automaticky stabilizována. V následujícím textu se budu dále podrobněji věnovat oběma těmto částem stabilizačního obvodu.

2.4.1 Zesilovač s řízeným zesílením

Zesilovač s řízeným zesílením lze realizovat několika způsoby. Nejjednodušší možností je použití napětím řízeného zesilovače (VCA), např. VCA610, AD603, CLC520. Vnitřní bloková struktura obvodu VCA610 je uvedena na Obr. 2.12 (převzatém ze [14]). Řídicím napětím V_C (v rozmezí 0 až -2 V) je řízeno napěťové zesílení obvodu, pro které dle [14] platí:

$$A_U(\text{dB}) = -40(U_C + 1) \quad (2.10)$$

Lze tak dosáhnout zesílení $A_U(\text{dB}) = -40$ až 40 dB pro šířku pásma 30 MHz .

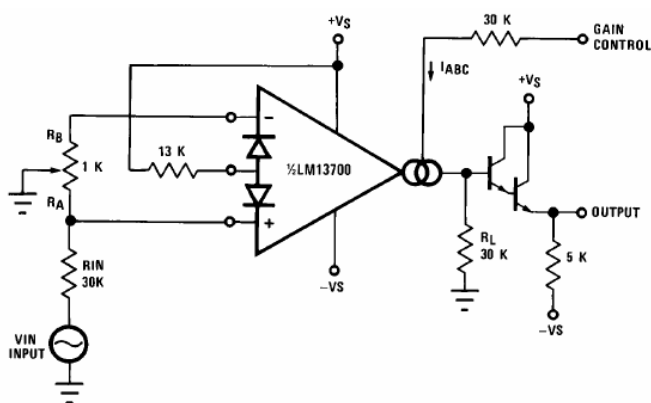


Obr. 2.12 Vnitřní bloková struktura VCA610

Další možnost představuje použití transkonduktančního zesilovače OTA (např. obvod LM13700, NE5517, či modernější LT1228). Jedná se o zdroj proudu řízený napětím. Problém se zatížitelností proudového výstupu řeší výrobce přidáním oddělovacího zesilovače do společného pouzdra. Zapojení s OTA zesilovačem, využívající obvod LM 13700, je znázorněno na Obr. 2.13 (převzatém z [12]). Zesílení tohoto zapojení je (dle [12]) dáno vztahem:

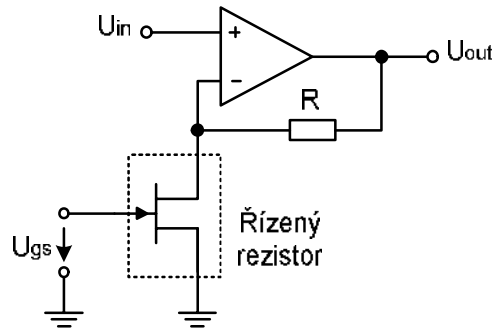
$$A_U = 940 \cdot I_{ABC} \quad (2.11)$$

Řídicí proud I_{ABC} se dle [12] pohybuje v rozmezí 1 μA až 1mA. Z toho vyplývá, že zesílení je menší než 1 a může nabývat hodnot 0,00094 až 0,94. Potenciometr $R_A - R_B$ velikosti 1 k Ω slouží k minimalizaci výstupního offsetu a při použití střídavé vazby může být nahrazen dvěma rezistory $R_A = R_B = 510 \Omega$.



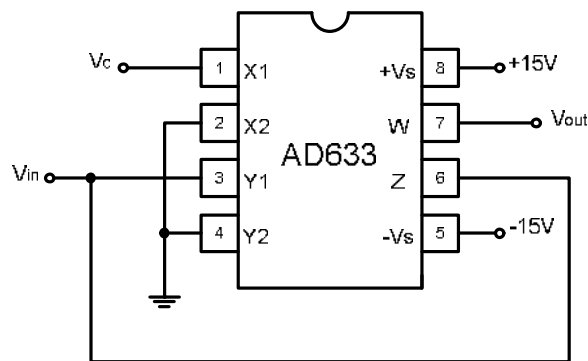
Obr. 2.13 Zesilovač s řízeným zesílením realizovaný pomocí OTA LM13700

K vytvoření napětím řízeného zesilovače je možné využít i „klasického“ OZ s napěťovou zpětnou vazbou. Jeho zesílení je řízeno změnou velikosti odporu, kterou lze provést např. pomocí polem řízeného tranzistoru FET. Ten se pro malé řídicí napětí U_{GS} chová jako lineární napětím řízený rezistor. Tento způsob (převzatý z [5]) je naznačen na Obr. 2.14.



Obr. 2.14 Zesilovač s řízeným zesílením realizovaný pomocí tranzistoru FET

V neposlední řadě lze pro konstrukci napětím řízeného zesilovače využít i analogové násobičky AD633 v zapojení dle Obr. 2.15 (převzatého ze [13]).



Obr. 2.15 Zesilovač s řízeným zesílením realizovaný pomocí analogové násobičky

Zesílení je řízeno napětím V_C a platí pro něj (dle [13]) vztah:

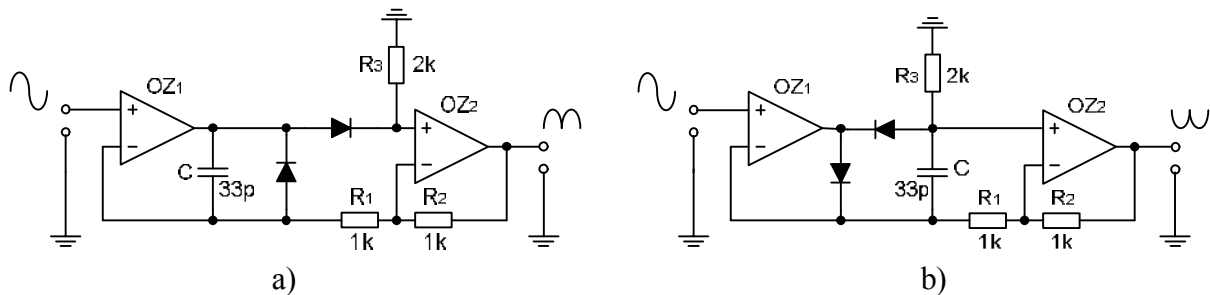
$$A_U = 1 + \frac{V_C}{10} \quad (2.12)$$

2.4.2 Obvod pro stabilizaci amplitudy kmitů

K vytvoření řídicího napětí zesilovače slouží obvod pro stabilizaci amplitudy kmitů, který převádí střídavé napětí z výstupu PP filtru ARC (viz Obr. 2.1) na stejnosměrné řídicí napětí. Součástí takového obvodu proto musí být vhodný převodník, který zajistí, že s rostoucí amplitudou kmitů bude klesat zesílení zesilovače a naopak s klesající amplitudou kmitů zesílení poroste. Je tak dosaženo automatické stabilizace amplitudy kmitů.

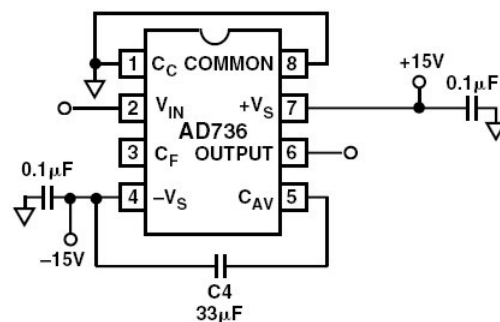
Převodník lze realizovat pomocí dvoucestného usměrňovače (lepší dynamické vlastnosti oproti jednocestnému) v kombinaci s dolní propustí, která zajistí vyhlazení usměrněného napětí. Získáme tak zvlněné stejnosměrné napětí. Jako vhodné se pro konstrukci usměrňovače jeví použití dvoucestného operačního usměrňovače, jehož výhodou je velký

vstupní odpor a značné potlačení nelinearity diod, čímž se svými vlastnostmi přibližuje ideálnímu usměrňovači. Zapojení usměrňovače se dvěma OZ s kladnou hodnotou výstupního napětí je znázorněno na Obr. 2.16 a). Toto zapojení je převzato ze [17]. V zapojení jsou potřeba dva přesné rezistory R_1 , $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Kapacitor $C = 33 \text{ pF}$ slouží ke zvýšení stability obvodu. Výstup je vztažen k referenčnímu napětí. Aby bylo zajištěno, že s rostoucí amplitudou na vstupu usměrňovače bude klesat napětí na jeho výstupu, je nutné zapojení pozměnit tak, aby na jeho výstupu byla záporná hodnota napětí. Takové zapojení (převzaté z [6]) je na Obr. 2.16 b).



Obr. 2.16 Dvoucestný operační usměrňovač
 a) s kladným výstupním napětím
 b) se záporným výstupním napětím

Další možnost, jak vhodně převést střídavé napětí na stejnosměrné, představuje použití převodníku efektivní hodnoty signálu na stejnosměrné napětí AD736, tzv. „RMS-to-DC“ převodníku. Zapojení s tímto obvodem je uvedeno na Obr. 2.17 (převzatém ze [13]). Nevýhodou je vysoká pořizovací cena tohoto obvodu.

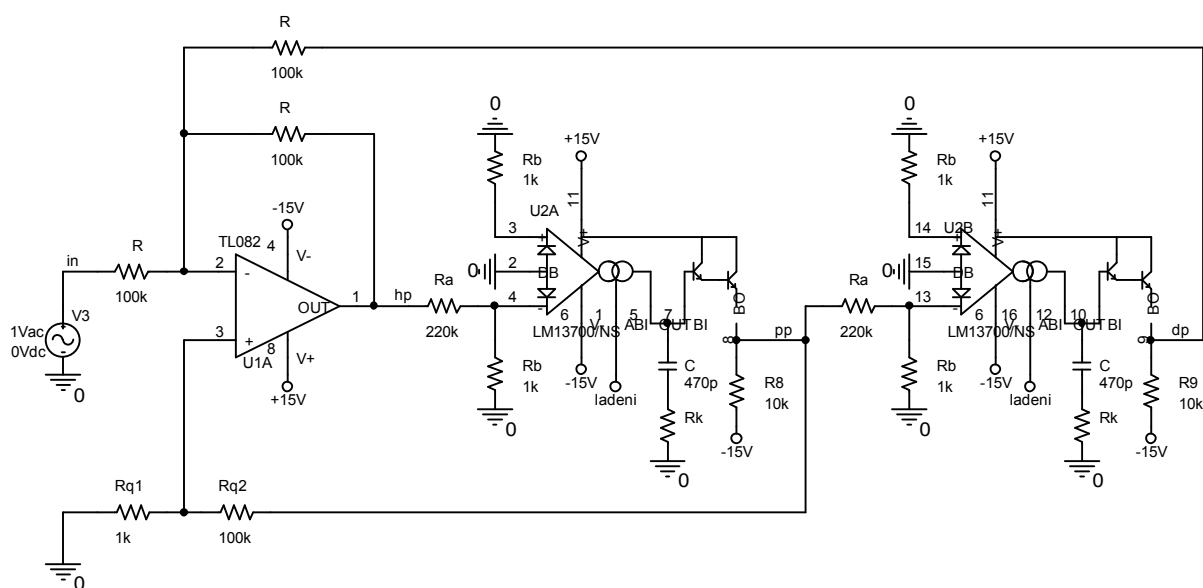


Obr. 2.17 Převodník efektivní hodnoty signálu na stejnosměrné napětí AD736

3 NÁVRH A SIMULACE ARC OSCILÁTORU

3.1 Návrh a simulace přeladitelného ARC filtru

Pro konstrukci snadno a plynule elektronicky přeladitelného ARC filtru, kdy není vyžadováno digitální řízení, se jeví jako nejvhodnější použití analogového řízení kmitočtu. To lze vhodně provést pomocí napětím řízeného zesilovače (VCA610), nebo pomocí transkonduktančního OTA zesilovače (LM13700). Protože je pořizovací cena VCA610 (ale i jiných napětím řízených zesilovačů) na našem trhu výrazně vyšší (cca 10-ti násobně) než cena LM13700 a zároveň se obtížně shání, rozhodl jsem se pro analogové řízení kmitočtu využít OTA zesilovače. Chceme-li pomocí nich vytvořit přeladitelný univerzální ARC filtr 2. řádu v zapojení Kervin, Huelsman, Newcomb (KHN), je nutno zapojení z Obr. 2.6 obměnit. Takové zapojení, převzaté z [10], je znázorněno na Obr. 3.1. Přeladění je možné provádět ladicím proudem v rozsahu 1 μA až 1 mA přivedeným na svorky ladění.



Obr. 3.1 Přeladitelný KHN filtr s využitím obvodu LM13700

Nevýhodou obvodu LM13700 může být jeho poměrně nízký tranzitní kmitočet $F_T = 2 \text{ MHz}$ (TL084 má $F_T = 4 \text{ MHz}$), který má vliv na maximální rezonanční kmitočet filtru.

Pro činitel jakosti filtru s LM13700 platí dle [10] vztah:

$$Q = \frac{(R_A + R_B)(R_{Q1} + R_{Q2})}{3R_{Q1}(R_A + 1)} \quad (3.1)$$

Jestliže uvažujeme $R_A \gg R_B$ a zároveň volíme R_A, R_B řádově v $\text{k}\Omega$, lze vztah pro činitel jakosti (3.1) zjednodušit na tvar:

$$Q \approx \frac{R_{Q1} + R_{Q2}}{3R_{Q1}} \quad (3.2)$$

Tento vztah (3.2) odpovídá vztahu uvedenému v rovnici 2.5.

Činitel jakosti filtru Q je určující pro jakost oscilátoru. Je tedy požadavek, aby byl co největší. Pro vysoký činitel jakosti filtru Q zvolíme např. $R_{Q1} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{Q2} = 100 \text{ k}\Omega$, potom z rovnice 3.2 získáme:

$$Q = \frac{R_{Q1} + R_{Q2}}{3R_{Q1}} = \frac{1 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3}{3 \cdot 1 \cdot 10^3} = 33,67$$

Pro rezonanční kmitočet F_0 filtru lze pak z rovnice 2.3 odvodit:

$$F_0 \leq \frac{F_T}{100 \cdot Q} \quad (3.3)$$

$$F_0 \leq \frac{2 \cdot 10^6}{100 \cdot 33,67} \quad (3.4)$$

$$F_0 \leq 594 \text{ Hz} \quad (3.5)$$

Maximální rezonanční kmitočet je tedy poměrně nízký. Rezonanční kmitočet lze až 10-ti násobně zvýšit, zapojíme-li do série s kapacitoy C tlumicí (kompenzační) rezistory R_K (podrobněji viz [1]). To umožní korigovat negativní vlastnost obvodu, vzestup Q pro vyšší kmitočty, který je daný reálnými vlastnostmi OZ. Potom bude platit, že $F_0 \leq 5,94 \text{ kHz}$, což není stále ideální. Aby bylo možné použít tento filtr pro konstrukci oscilátoru v NF kmitočtovém pásmu (20 Hz až 20 kHz), je třeba snížit činitel jakosti na $Q = 10$. Vystačíme-li s tímto omezením, pak je použití obvodu LM13700 vzhledem k jeho nízké pořizovací ceně ideálním řešením pro konstrukci NF oscilátoru.

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.3, lze přeladění rezonančního kmitočtu filtru snadno provést změnou transkonduktance g_m prostřednictvím ladicího proudu (dle grafu na Obr. 2.10), přičemž pro rezonanční kmitočet obvodu platí dle [10] vztah 3.6 (shodný se vztahem 2.8):

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m R_B}{C(R_A + R_B)} \quad (3.6)$$

Z Obr. 2.10 lze pro proud 1 uA odečíst transkonduktanci $g_m = 20 \text{ uS}$, odtud:

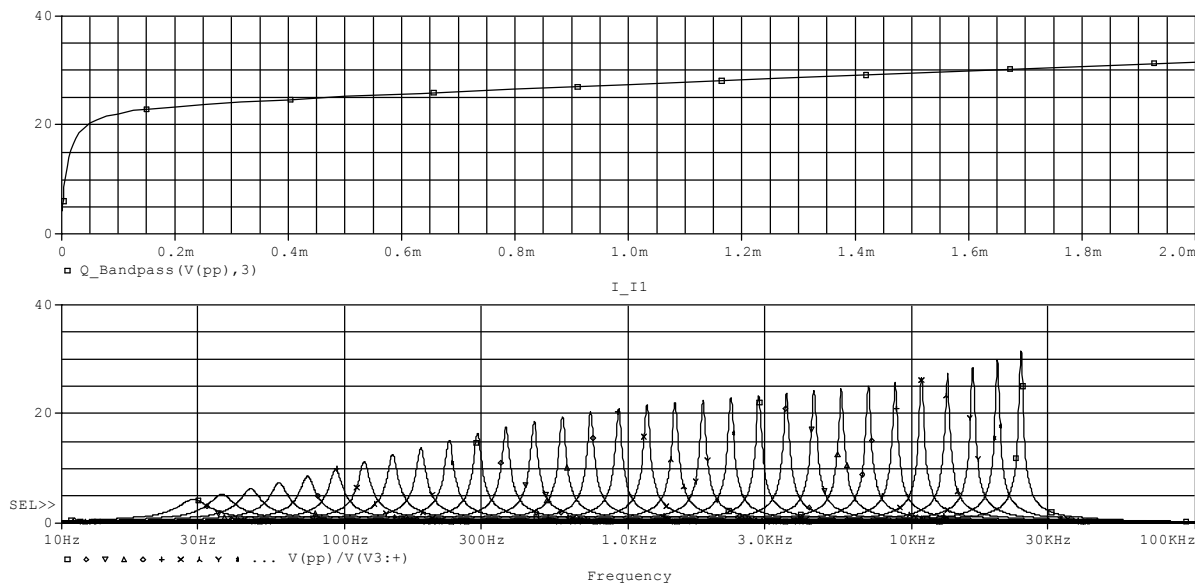
$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^3}{470 \cdot 10^{-9} (220 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3)} = 30,64 \text{ Hz} \quad (3.7)$$

Pro proud 1 mA je transkonduktance $g_m = 2 \cdot 10^4 \text{ uS}$, potom:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{2 \cdot 10^4 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^3}{470 \cdot 10^{-9} (220 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3)} = 30,64 \text{ kHz} \quad (3.8)$$

Rezonanční kmitočet lze tedy plynule ladit proudem v rozsahu kmitočtů od 30 Hz do 30 kHz, tzn. přes několik dekád. Rozsah přeladění lze jednoduše upravit změnou (zvýšením) kapacity kapacitorů C na rozsah od 20 Hz do 20 kHz.

Provedl jsem simulaci filtru z Obr. 3.1, přičemž ladění filtru je prováděno společným proudem 2 uA až 2 mA z ideálního zdroje proudu (IDC), takže každý z OTA zesilovačů je laděn proudem 1 uA až 1 mA. Výsledek AC analýzy tohoto filtru je na Obr. 3.2.



Obr. 3.2 Výsledky simulace filtru z Obr. 3.1 v zapojení bez tlumicích rezistorů.
 Nahoře: Závislost činitele jakosti Q filtru na ladicím proudu
 Dole: Závislost přenosu filtru (pásmové propusti) na ladicím kmitočtu

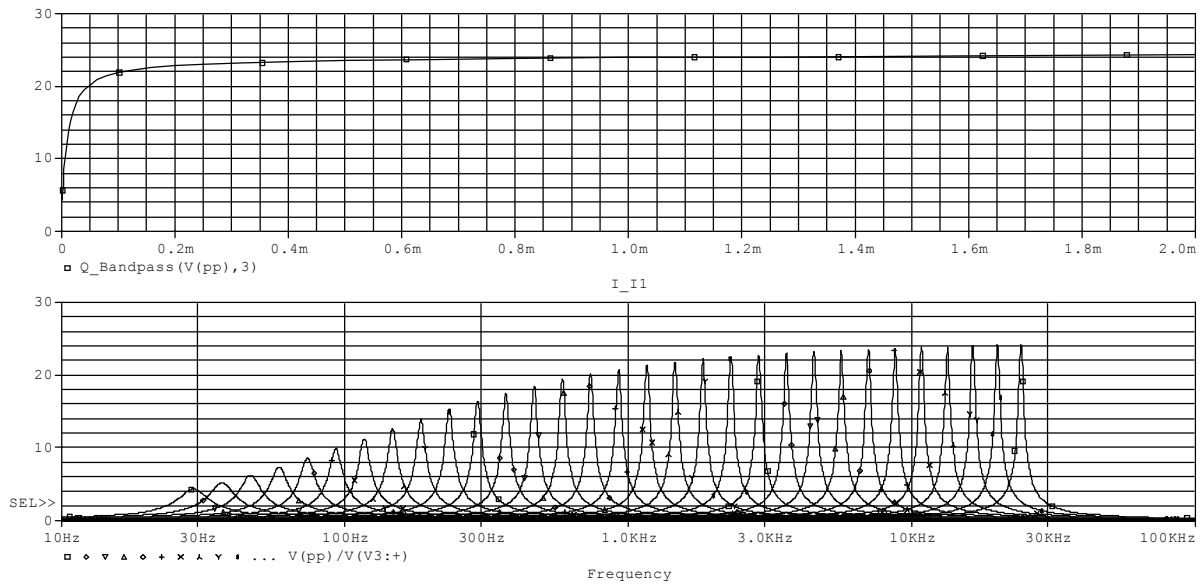
Ke korekci nežádoucího vzestupu Q pro vyšší kmitočty je nutné připojit do série s kapacitou C tlumicí rezistory R_K . Pro stanovení odporu tlumicích rezistorů platí (dle [1]) přibližný vztah:

$$R_K = \left(1 + \frac{1}{Q}\right) \frac{1}{2CF_T} \quad (3.9)$$

Po dosazení za $Q = 33,67$, $C = 470 \text{ pF}$ a $F_T = 2 \text{ MHz}$ lze určit:

$$R_K = \left(1 + \frac{1}{33,67}\right) \frac{1}{2 \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^6} = 547,7 \Omega \approx 560 \Omega \quad (3.10)$$

Experimentálně (simulacemi pro několik hodnot rezistoru R_K) jsem ověřil, že pro dostatečné tlumení postačí nižší hodnota tlumicího rezistoru, přibližně $R_K = 68 \Omega$. Vyšší hodnoty již způsobovali přetlumení. Výsledek simulace obvodu z Obr. 3.1 s přidávanými tlumicími rezistory $R_K = 68 \Omega$ je na Obr. 3.3.



Obr. 3.3 Výsledky simulace filtru z Obr. 3.1 s tlumicími rezistory $R_K = 68 \Omega$ zapojenými do série s kapacitoy C.
 Nahoře: Závislost činitele jakosti Q filtru na ladicím proudu
 Dole: Závislost přenosu filtru (pásmové propusti) na ladicím kmitočtu

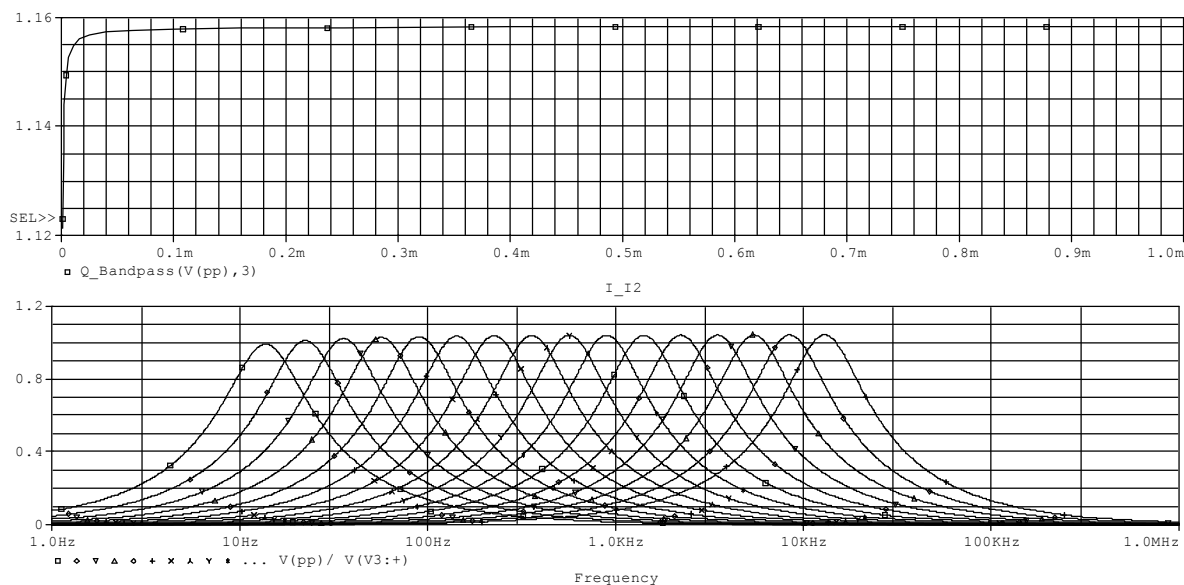
Z Obr. 3.3 je patrné, že přidáním tlumících rezistorů do série s kapacitoy C lze odstranit nárůst činitele jakosti na vyšších kmitočtech. Není však možné přeladit přes celé kmitočtové pásmo, protože pro malé ladicí proudy se značně snižuje činitel jakosti Q a s ním spojený přenos filtru. Řešením je ladit pouze většími proudy a k přeladění na nižší kmitočty využít přepnutí rozsahu pomocí kapacitorů C.

Aby nebylo nutné přepínat rozsah změnou kapacitorů, rozhodl jsem se značný pokles činitele jakosti na nižších kmitočtech omezit snížením jeho velikosti na hodnotu nepatrně vyšší než 1. Toho jsem dosáhl změnou velikosti odporů R_Q v zapojení z Obr. 3.1 na hodnoty $R_{Q1} = 47 \text{ k}\Omega$ a $R_{Q2} = 100 \text{ k}\Omega$ (hodnoty převzaté z [10]).

Dle rovnice 3.2 pak získáme:

$$Q = \frac{R_{Q1} + R_{Q2}}{3R_{Q1}} = \frac{47 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3}{3 \cdot 47 \cdot 10^3} = 1,043 \quad (3.11)$$

Výsledek simulace takto upraveného zapojení je na Obr. 3.4.



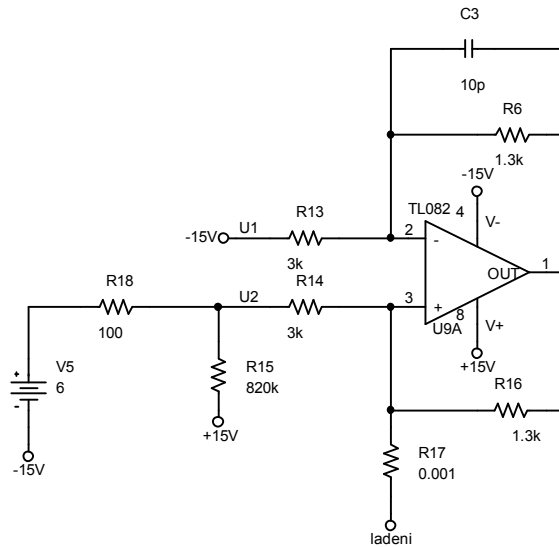
Obr. 3.4 Výsledky simulace filtru z Obr. 3.1 s tlumicími rezistory R_K zapojenými do série s kapacitami C a s činitelem jakosti Q nastaveným na hodnotu nepatrně vyšší než 1.
 Nahoře: Závislost činitele jakosti Q filtru na ladicím proudem
 Dole: Závislost přenosu filtru (pásmové propusti) na ladicím kmitočtu

Z Obr. 3.4 je patrné, že se správně zvolenými tlumicími rezistory R_K a činitelem jakosti nastaveným na hodnotu nepatrně vyšší než 1 nedochází téměř k žádné změně činitele jakosti při přeladění. Rovněž i přenos filtru (pásmové propusti) je během přeladění téměř konstantní. Tento fakt je důležitým předpokladem pro funkční konstrukci přeladitelného oscilátoru.

3.2 Návrh a simulace ladicího obvodu oscilátoru

Ladění filtru z Obr. 3.1 lze snadno provést pomocí řídicího napětí -12 až $+15$ V přivedeného přes rezistor 15 k Ω na každou ze svorek ladění. Tím je umožněno přeladění proudem od cca 50 μ A do 1 mA. Tento způsob uvádí výrobce LM13700 ve [12]. Protože filtr obsahuje dva laděné obvody (obě části obvodu LM13700), je pro přeladění společným proudem zapotřebí dvojnásobného ladicího proudu. Zdvojnásobení proudu lze dosáhnout snížením hodnoty rezistoru na $7,5$ k Ω namísto 15 k Ω . Ladění je tak prováděno jedním společným proudem v rozsahu od cca 100 μ A do 2 mA.

Pro přeladění filtru proudem v celém jeho rozsahu (2 uA až 20 mA) je třeba ke konstrukci ladicího obvodu použít převodník U/I. Pro jednoduchost jsem se rozhodl použít převodník v zapojení s jedním operačním zesilovačem, jehož schéma je uvedeno na Obr. 3.5 a podrobněji je popsáno v [17]. Tento převodník umožňuje spolu s vhodným děličem napětí přeladění ve zvoleném rozsahu, např. napětím 0 až 6 V.



Obr. 3.5 Převodník U/I

Bude-li platit vztah:

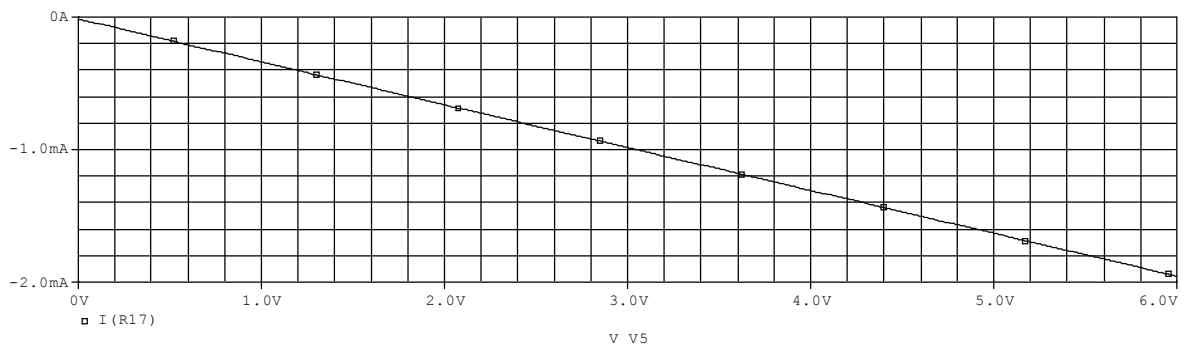
$$\frac{R_6}{R_{13}} = \frac{R_{16}}{R_{14}} \quad (3.12)$$

Pak pro proud převodníku platí (dle [17]):

$$I_{R17} = \frac{U_2 - U_1}{R_{14}} \quad (3.13)$$

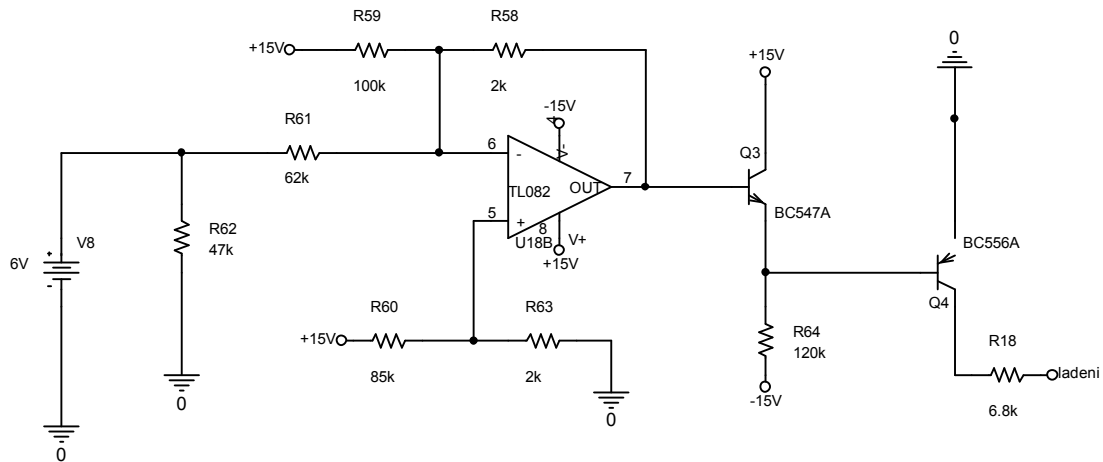
Velikost napětí U_2 je dána děličem R_{18} , R_{15} , který určuje rozsah ladicího napětí (v daném případě 0 až 6 V). Z rovnice 3.13 vyplývá, že velikost proudu převodníku (I_{R17}) je dána hodnotou rezistoru R_{14} a nezávisí na velikosti odporu R_{17} . K dosažení proudu I_{R17} v rozsahu 2 μ A až 2 mA jsem experimentálně stanovil hodnotu rezistoru $R_{14} = 3 \text{ k}\Omega$.

Simulací zjištěná závislost proudu převodníku (I_{R17}) na napětí je uvedena Obr. 3.6. Závislost má lineární průběh, což zhoršuje možnost citlivého přeladění filtru při malých proudech. Tuto nevýhodu lze odstranit předřazením exponenciálního zesilovače napětí před převodník, což umožní ladit proudem s exponenciální závislostí.

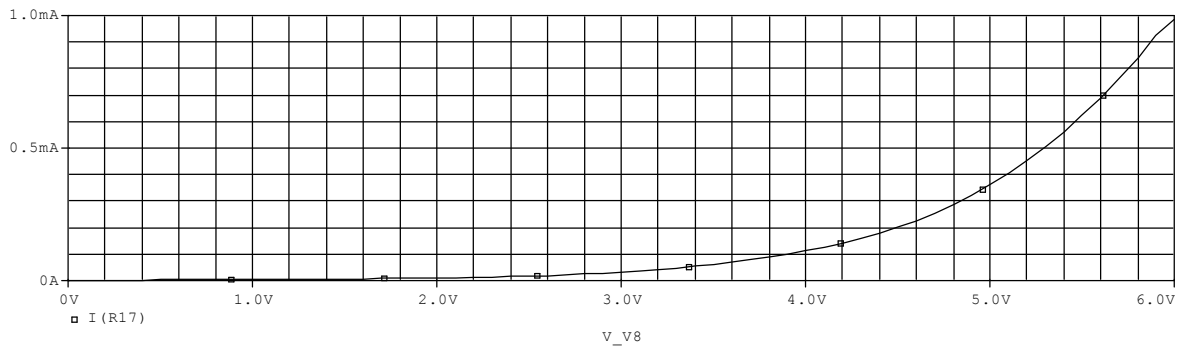


Obr. 3.6 Závislost ladicího proudu na napětí pro zapojení z Obr. 3.5

Zapojení obvodu spojujícího exponenciální zesilovač a převodník U/I je uvedeno na Obr. 3.7. Toto zapojení, převzaté z [21], umožňuje exponenciální ladění napětím v rozsahu 0 až 6 V, což odpovídá proudu 2uA až 2mA. Výhodou je, že k jeho konstrukci postačí pouze jeden OZ.



Obr. 3.7 Převodník U/I s exponenciální závislostí převodu



Obr. 3.8 Závislost ladicího proudu na napětí pro zapojení z Obr. 3.7

Z grafu na Obr. 3.8 lze odečíst přibližně odpovídající závislost:

- 0V ... 2uA
- 2V ... 20uA
- 4V ... 200uA
- 6V ... 2000uA

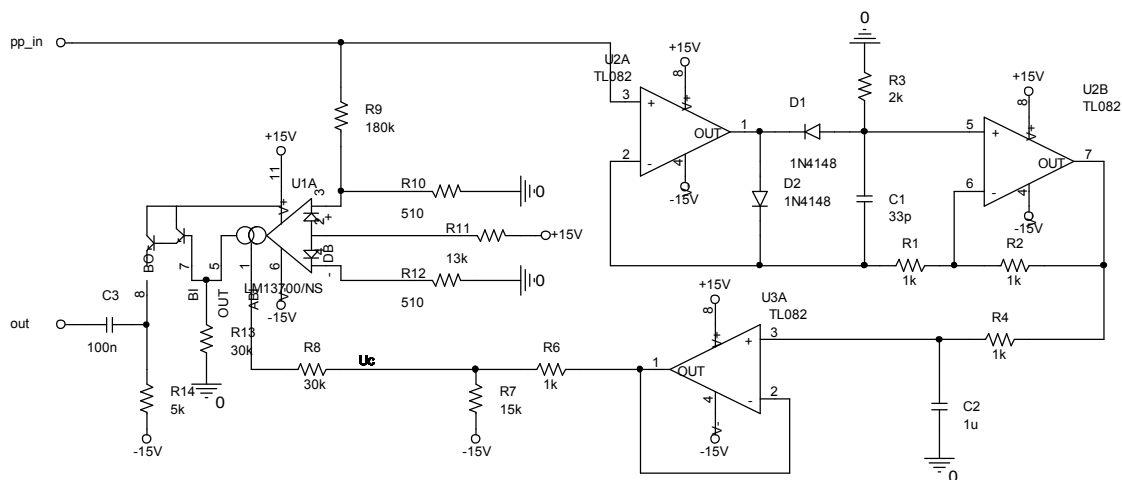
Jedná se tedy o exponenciální závislost ladicího proudu na napětí.

3.3 Návrh stabilizačního obvodu

Součástí stabilizačního obvodu je zesilovač s řízeným zesílením. K jeho realizaci přichází v úvahu z bloků s říditelným zesílením napětím řízený zesilovač VCA610, transkonduktanční OTA zesilovač LM13700 či analogová násobička AD633. Při rozhodování, který z těchto obvodů použít, hraje nemalou roli pořizovací cena obvodu, jeho dostupnost a v neposlední řadě i parametry odvodu. Výhodou zesilovače VCA 610 je velký dynamický rozsah (použitelný až do 30 MHz) a jednoduchost zapojení. Nevýhodou je jeho vyšší pořizovací cena. Lze jej zakoupit na farnell.com za přibližně 250 Kč. Oproti tomu OTA zesilovač LM13700 lze zakoupit v GM cca za 30 Kč. Jeho nevýhodou je tranzitní kmitočet pouze 2 MHz, který však není omezující v případě, že uvažujeme použití oscilátoru v NF kmitočtovém pásmu (viz kap. 3.1). Pro dané účely je rovněž vhodná analogová násobička. Má sice šířku pásma jen 1 MHz, ale zapojení s ní je jednodušší, než s LM13700. Proti hovoří její vyšší pořizovací cena, kdy v GM lze zakoupit za 180 Kč. S přihlédnutím k ceně obvodů jsem se rozhodl pro realizaci zesilovače s řízeným zesílením použít OTA zesilovač LM13700, jehož zapojení je uvedeno na Obr. 2.13.

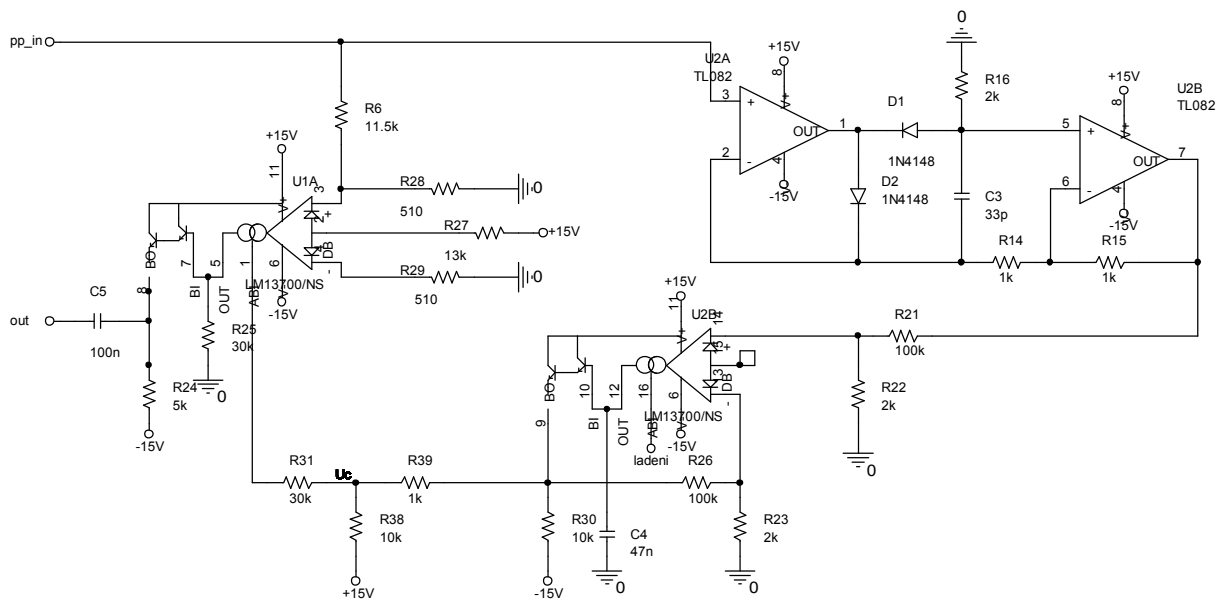
Volba obvodu pro řízení zesílení je jednodušší. Vzhledem k vysoké pořizovací ceně RMS-to-DC převodníku AD736, který lze zakoupit v GM za 240 Kč, je výhodné použít dvoucestný aktivní usměrňovač. Při volbě, které ze zapojení dvoucestného usměrňovače z Obr. 2.16 použít, hraje roli, jaký zvolíme řízený zesilovač napětí. Rozhodující je přitom jeho potřebné řídicí napětí. V případě LM13700 je zesílení řízeno proudem podle vztahu 2.11. Z něj vyplývá, že zesílení narůstá s rostoucím proudem a při proudu 1mA nabývá maximální hodnoty 0,94. Jelikož je řídicí proud úměrný velikosti řídicího napětí přivedeného přes řídicí rezistor $R_{IN} = 30 \text{ k}\Omega$ (v zapojení na Obr. 2.13), narůstá spolu s rostoucím řídicím napětím rovněž i zesílení. Pro správnou činnost stabilizačního obvodu je tedy zapotřebí, aby s rostoucí amplitudou na vstupu usměrňovače klesalo řídicí napětí na jeho výstupu a naopak. To zajistí usměrňovač se záporným výstupním napětím z Obr. 2.16 b).

Celkové zapojení stabilizačního obvodu s výše uvedenými prvky je znázorněno na Obr. 3.9. Za dvoucestným operačním usměrňovačem následuje dolní propust (R4, C2) k vyhlazení usměrněného průběhu. Za ní je připojen napěťový sledovač a dělič, který upraví (posune) velikosti řídicího napětí zesilovače na vhodnou úroveň potřebnou pro stabilizaci amplitudy kmitů oscilátoru. Samotný zesilovač napětí je tvořen jednou polovinou obvodu LM13700. Výstup zesilovače je oddělen střídavou vazbou přes kapacitor C3.



Obr. 3.9 Stabilizační obvod s dvoucestným operačním usměrňovačem, dolní propustí (R4, C2) a polovinou obvodu LM13700 tvořící řízený zesilovač napětí

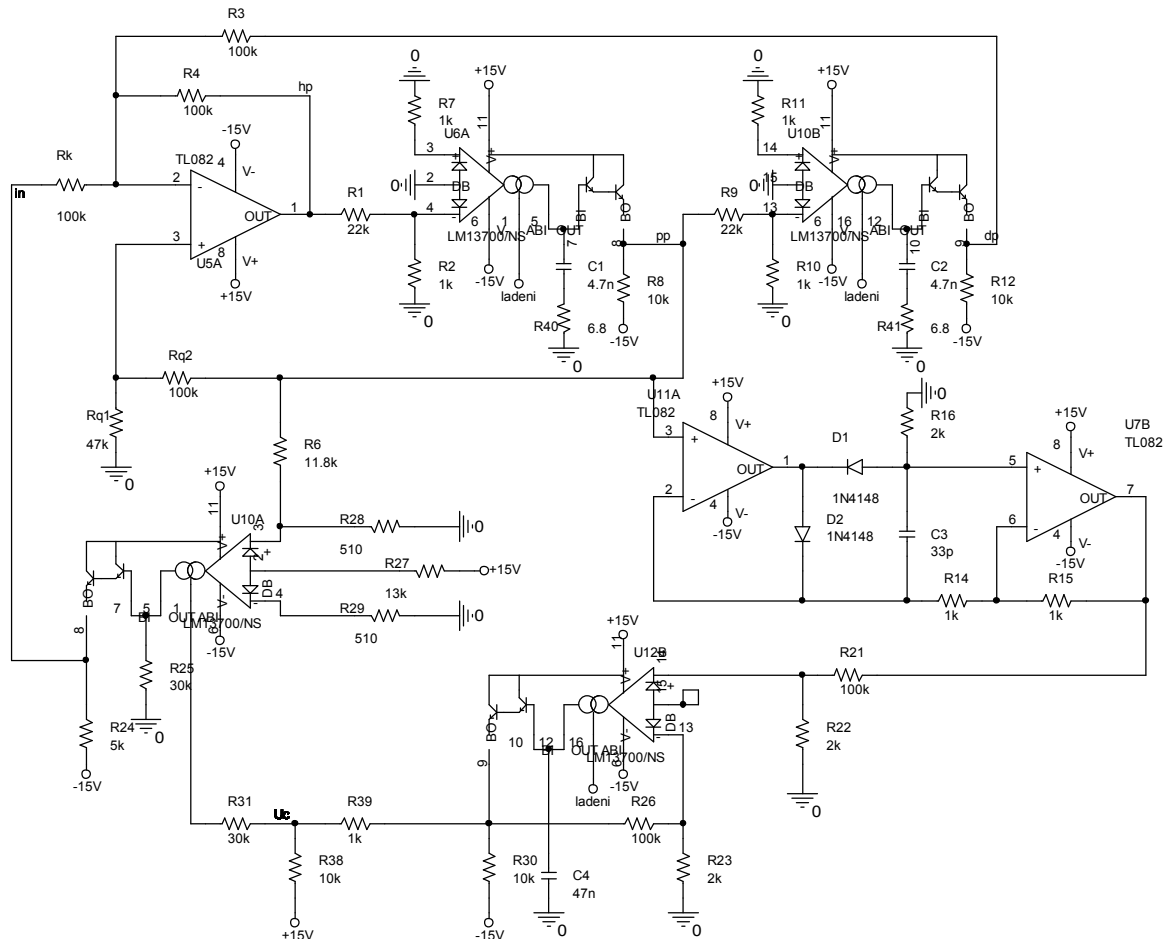
Nevýhodou řešení s dolní propustí (R4, C2) a napěťovým sledovačem z Obr. 3.9 je, že na vyšších kmitočtech musíme určitou dobu počkat na ustálení vyhlazeného průběhu, což je způsobeno vyšší hodnotou kapacitoru ($C_2 = 1 \mu\text{F}$), která je však potřena k tomu, aby na nižších kmitočtech došlo k dostatečnému vyhlazení. Rozhodl jsem se proto vhodně nahradit dolní propust a napěťový sledovač z Obr. 3.9 druhou polovinou obvodu LM13700 zapojenou jako přeladitelná dolní propust (zapojení uvedené výrobcem ve [12]). Toto řešení zajistí stejnou míru vyhlazení usměrněného napětí přes celý rozsah přeladění a navíc ušetří $\frac{1}{4}$ obvodu TL084. Takto upravené zapojení je na Obr. 3.10.



Obr. 3.10 Stabilizační obvod s dvoucestným operačním usměrňovačem využívající jednu polovinu obvodu LM13700 jako řízený zesilovač napětí a druhou polovinu jako přeladitelnou dolní propust.

3.4 Celkové zapojení a simulace oscilátoru

Spojením přeladitelného filtru z Obr. 3.1 (LM13700, $\frac{1}{4}$ TL084), stabilizačního obvodu z Obr. 3.10 (LM13700, $\frac{1}{4}$ TL084, $\frac{1}{4}$ TL084) a ladicího obvodu tvořeného exponenciálním převodníkem U/I z Obr. 3.7 ($\frac{1}{4}$ TL084) vznikne přeladitelný ARC oscilátor. Oscilátor je tak sestaven z dvojice obvodů LM13700 a jednoho obvodu TL084. Celkové zapojení oscilátoru (bez ladicího obvodu) je na Obr. 3.11.



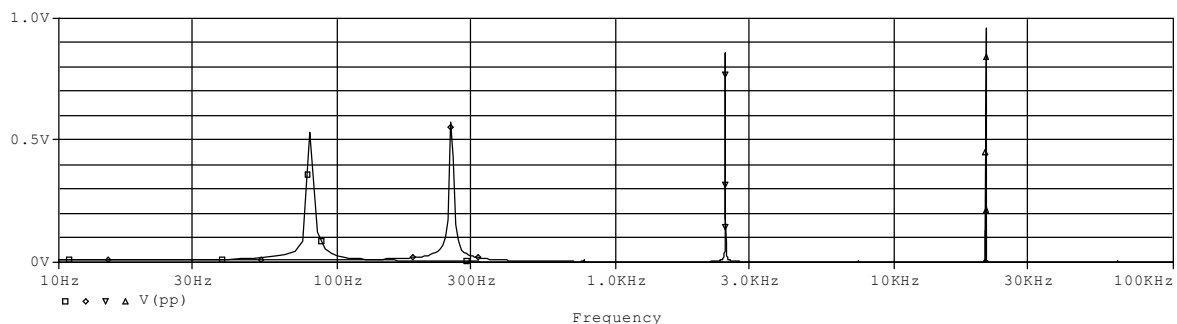
Obr. 3.11 Celkové zapojení oscilátoru bez ladicího obvodu

Pro simulaci oscilátoru jsem nejdříve použil zapojení filtru s rezistory $R_1 = R_9 = 220 \text{ k}\Omega$, kapacity $C_1 = C_2 = 470 \text{ pF}$ a k nim do série zapojenými tlumivými rezistory $R_{40} = R_{41} = 68 \Omega$ (konfigurace filtru dle Obr. 3.1.). Aby vlivem vyššího činitele jakosti ($Q = 33,67$), potažmo vyššího přenosu filtru, nedocházelo ke zkreslení výstupního signálu, je zde využito dělič 220 k Ω , 1 k Ω reprezentovaný rezistory R_1, R_2 , respektive R_9, R_{10} . Simulacemi jsem zjistil, že toto řešení vykazuje poměrně velkou nestabilitu amplitudy kmitů výstupního signálu při přeladění.

Jak bylo zjištěno v kapitole 3.1, je pro zajištění konstantního činitele jakosti při přeladění a s ním spojeného přenosu filtru nutné volit výrazně nižší činitel jakosti ($Q = 1,043$). Ke konstrukci filtru potom postačí dělič R_1, R_2 , respektive R_9, R_{10} velikosti 22 k Ω , 1 k Ω . Aby bylo dosaženo shodného rezonančního kmitočtu (daného kapacitami C_1, C_2 a rezistory R_1, R_9) jako v předchozím případě, je nutné v zapojení volit k o řád nižším hodnotám rezistorů $R_1 = R_9 = 22 \text{ k}\Omega$ příslušné (o řád vyšší) hodnoty kapacitorů

$C_1 = C_2 = 4,7 \text{ nF}$. Rovněž je nutné o řád snížit hodnotu k nim do série zapojených tlumivých rezistorů $R_{40} = R_{41} = 6,8 \Omega$. Simulacemi jsem zjistil, že toto řešení umožňuje dosáhnout výrazně lepší stability amplitudy výstupního napětí během přeladění.

Simulací takto upraveného oscilátoru z Obr. 3.11 jsem ověřil možnosti jeho přeladění. Ladění jsem pro přesné nastavení proudu prováděl namísto obvodu z Obr. 3.7 ideálním zdrojem proudu (IDC) připojeným na svorky ladění. Ladění je prováděno skokově proudy 3 uA, 10 uA, 100 uA, 1000 uA (Parametric Sweep) s dostatečně jemným krokem (1 us) i pro nejvyšší kmitočty. Protože se jedná o 3 laděné obvody (2x laditelný filtr LM13700, 1x dolní propust LM13700), musí být ve skutečnosti společný ladicí proud 3x větší (9 uA, 30 uA, 300 uA, 3000 uA). Zjištěná závislost amplitudy výstupního napětí (výstup PP) na ladicím kmitočtu je znázorněna na Obr. 3.12. K zobrazení kmitočtového spektra je využito rychlé Fourierovy transformace (FFT).

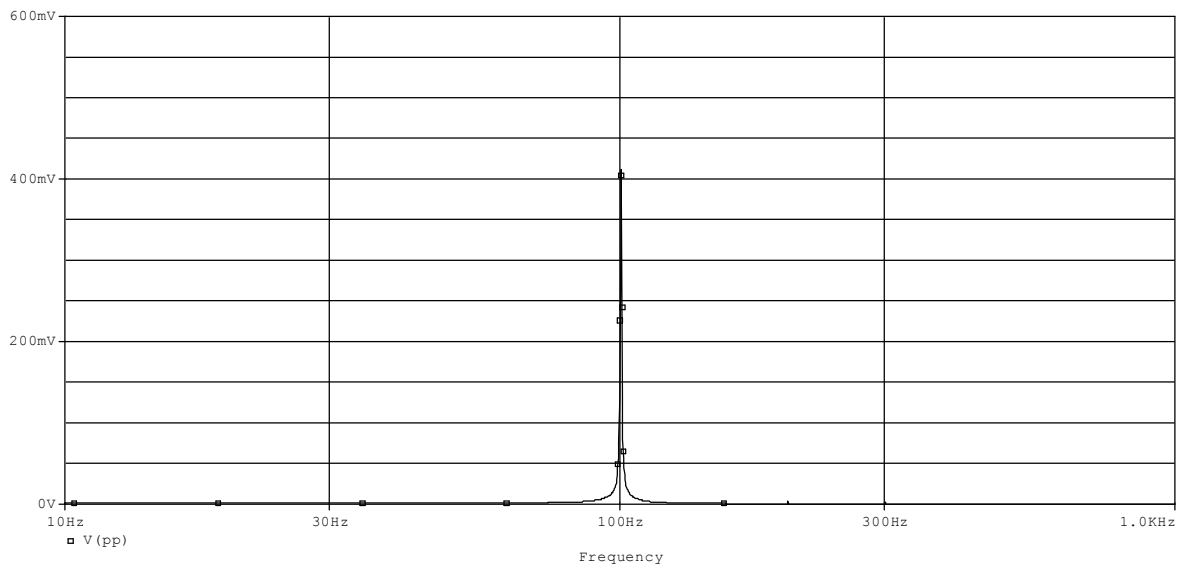


Obr. 3.12 Přeladění oscilátoru pozorované ve spektru

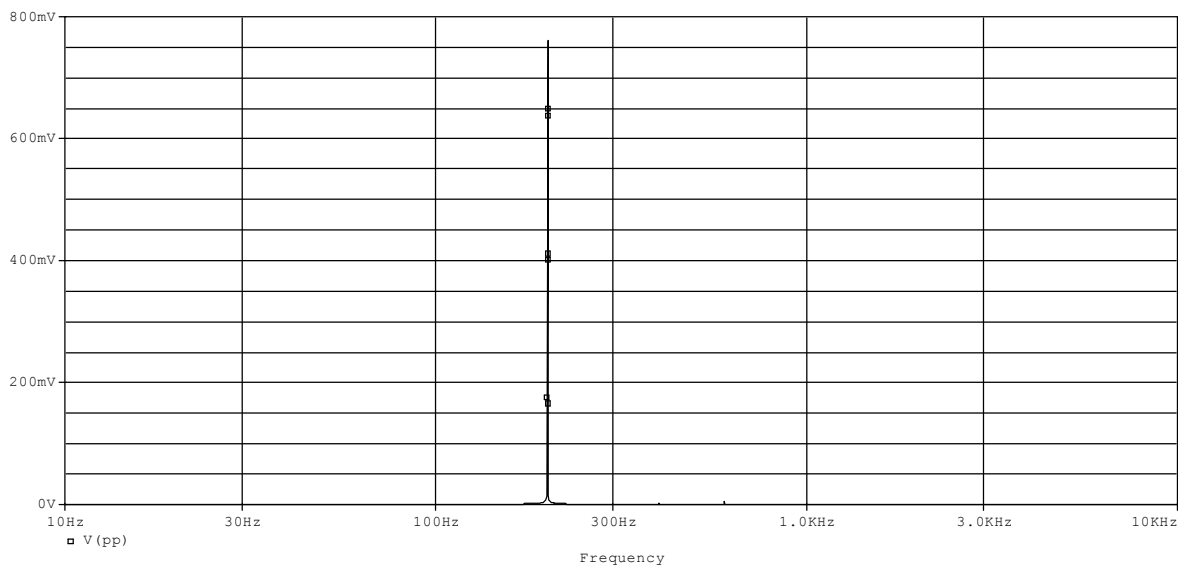
Ze zjištěné závislosti vyplývá, že při přeladění proudem od 3 uA do 1 mA (bráno na jeden laděný obvod) dochází ke kmitočtovému přeladění od cca 80 Hz do 20 kHz. To odpovídá poznatkům zjištěným simulacemi filtru v kapitole 3.1. Z časových důvodů nebylo možné pro nižší kmitočty získat tak úzké spektrum, jako u vyšších kmitočtů. Tvar spektra výstupního napětí z Obr. 3.12 má proto pro nižší kmitočty pouze orientační charakter.

Simulacemi jsem rovněž zjistil, že na nejnižším proudu (1 uA) již dochází k výraznému poklesu amplitudy výstupního napětí. Proto jsem se rozhodl provádět přeladění proudem až od 3 uA, kdy už není pokles tak výrazný. Na pokles amplitudy výstupního napětí nemělo přitom žádný vliv to, jaký jsem ve stabilizačním obvodu použil řízený zesilovač napětí. Když jsem například odvod LM13700 nahradil analogovou násobičkou AD633, došel jsem simulacemi k prakticky stejným výsledkům (stejný pokles). Z toho lze usoudit, že stabilita amplitudy kmitů je dána především vlastnostmi použitého filtru. Kdybychom tedy chtěli dosáhnout lepší stability amplitudy kmitů, bylo by třeba použít jiného laditelného filtru.

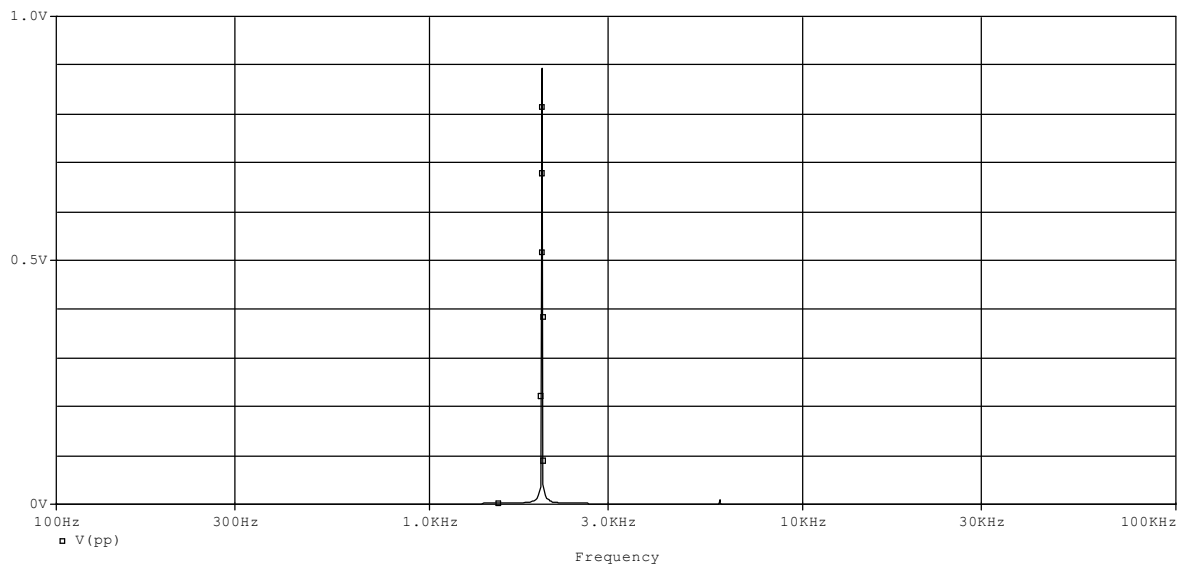
Nakonec jsem provedl simulace oscilátoru pro vybrané kmitočty. Těmito simulacemi jsem zjistil, že pro kmitočet 100 Hz (Obr. 3.13) dosahuje harmonické zkreslení 0,93% (krok 100 us), pro kmitočet 200 Hz (Obr. 3.14) je harmonické zkreslení 0,88% (krok 100 us), pro kmitočet 2 kHz (Obr. 3.15) je harmonické zkreslení 0,97% (krok 10 us) a pro kmitočet 20 kHz pak 0,89% (krok 1 us). Lze tedy dosáhnout v celém pásmu přeladění harmonického zkreslení menšího než 1%. Z průběhu spekter na obrázcích 3.13 až 3.16 je patrné, že harmonický signál o kmitočtech 100 Hz až 20 kHz získaný z výstupu PP oscilátoru neobsahuje téměř žádné vyšší harmonické složky.



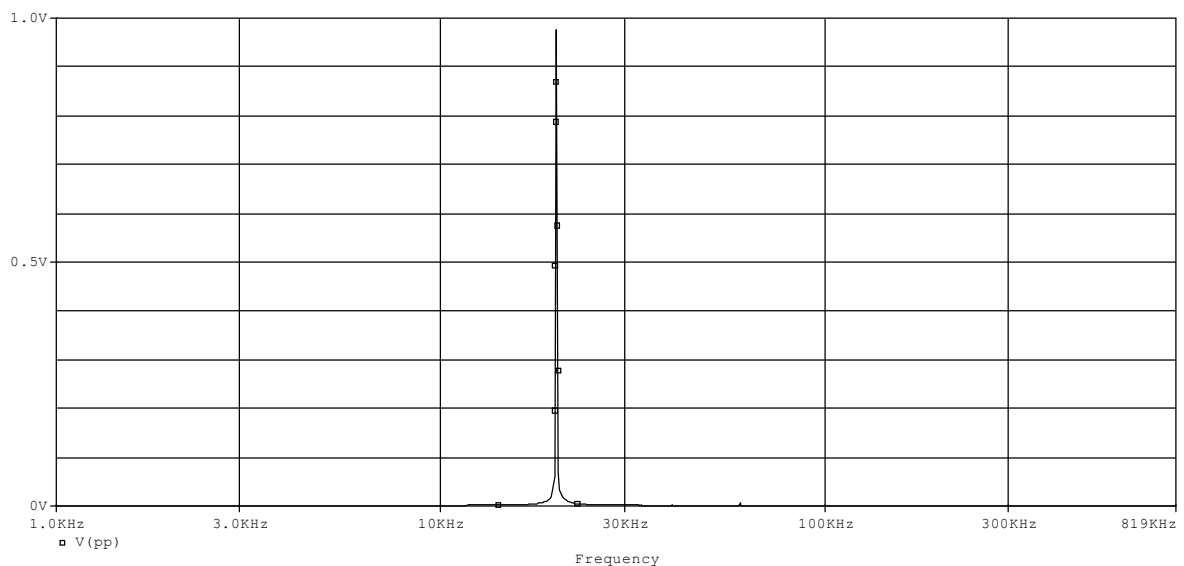
Obr. 3.13 Spektrum výstupního napětí oscilátoru pro kmitočet 100 Hz



Obr. 3.14 Spektrum výstupního napětí oscilátoru pro kmitočet 200 Hz



Obr. 3.15 Spektrum výstupního napětí oscilátoru pro kmitočet 2 kHz

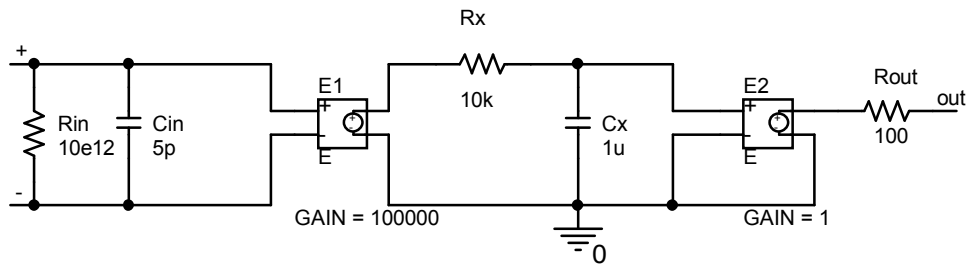


Obr. 3.16 Spektrum výstupního napětí oscilátoru pro kmitočet 20 kHz

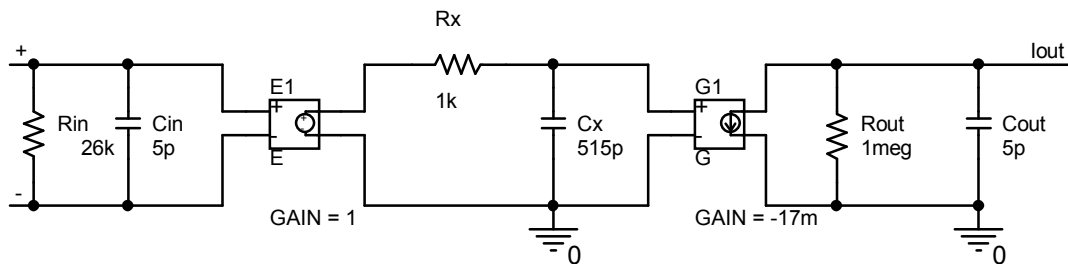
3.5 Vliv reálných parametrů použitých prvků

Jak je uvedeno v kapitole 2.3, na výsledné parametry oscilátoru mají zásadní vliv zejména parametry použitého ARC filtru, které jsou dány jak reálnými vlastnostmi pasivních prvků, tak reálnými vlastnostmi aktivních prvků. Nejdůležitějším vlivem reálných parametrů použitých aktivních prvků je tranzitní kmitočet F_T , jehož konečná velikost způsobuje, že od určitého rezonančního kmitočtu dochází k nárůstu činitele jakosti Q . Simulací v kapitole 3.1 bylo zjištěno, že pro omezení tohoto vlivu je vhodné zapojit do série s kapacitoy C vhodné tlumicí rezistory ($R_K = 6,8 \Omega$).

Použité aktivní prvky filtru lze vhodně popsat modely třetí úrovně, které aproximují kmitočtovou závislost jejich přenosových parametrů, v daném případě kmitočtovou závislost napěťového přenosu. Tyto modely již zahrnují, oproti modelům nižší úrovně, parazitní odpory a kapacity mezi jejich vývody. Náhradní jednopólový model 3. úrovně operačního zesilovače TL084 je uveden na Obr. 3.17. V modelu je třeba uvažovat parametry operačního zesilovače R_{IN} , C_{IN} , A_0 , f_T a R_{OUT} , které lze zjistit z [25]. Průběh modulové charakteristiky je tvořen dolní propustí (R_X , C_X) zapojenou mezi dvěma zdroji napětí řízenými napětím (E_1 , E_2), z nichž jeden určuje základní přenos A_0 a druhý je sledovač ($E_2=1$). Model je doplněn prvky R_{IN} C_{IN} simulujícími vstupní impedanci a odporem R_{OUT} simulujícím výstupní odpor. Náhradní jednopólový model 3. úrovně operačního zesilovače LM13700 s parametry zjištěnými z [12] je uveden na Obr. 3.18.

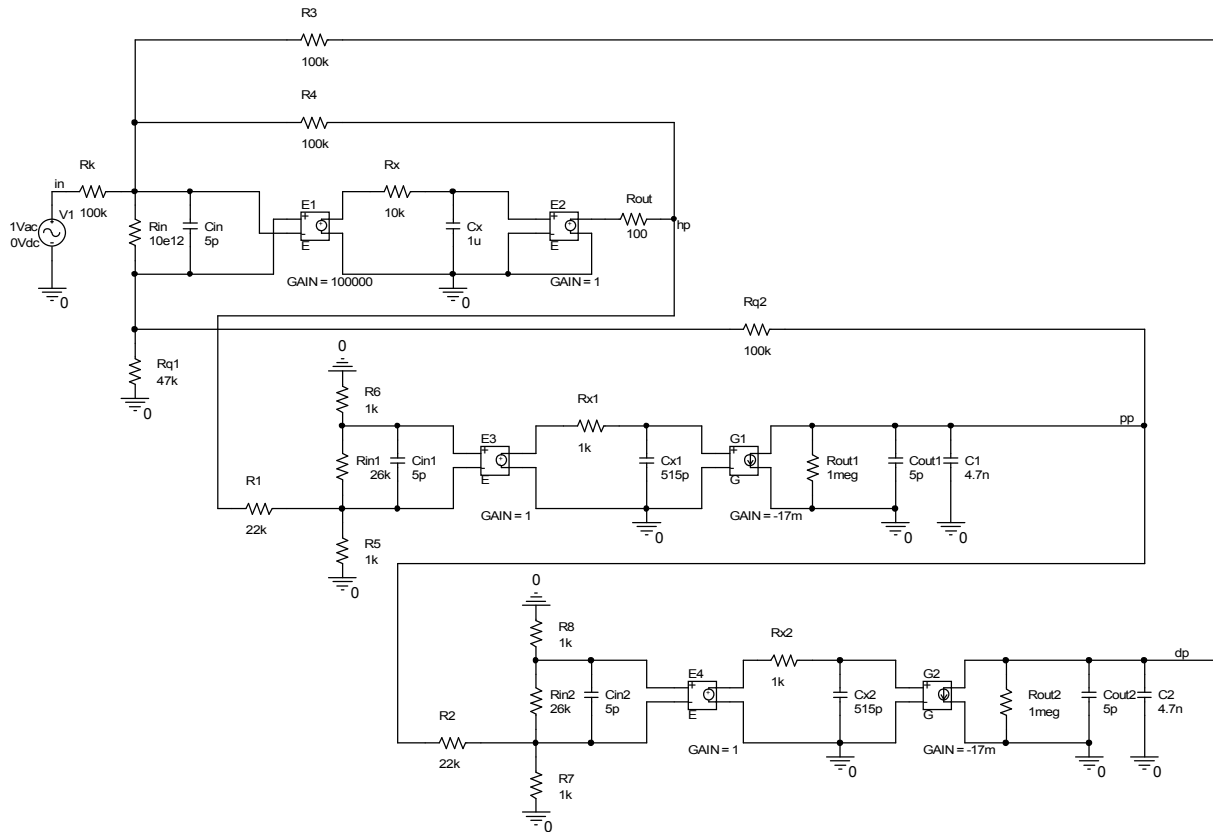


Obr. 3.17 Model 3. úrovně operačního zesilovače TL084



Obr. 3.18 Model 3. úrovně transkonduktančního zesilovače LM13700

Výše uvedenými modely 3. úrovně jsem nahradil aktivní prvky v zapojení KHN filtru z Obr 3.1. Takto upravené zapojení filtru s modely třetí úrovně je znázorněno na Obr. 3.19. Provedením kmitočtové (AC) analýzy tohoto filtru (výstup PP) jsem získal kmitočtovou závislost přenosu filtru, která je (v rámci toleranční analýzy) uvedena na Obr. 3.21.

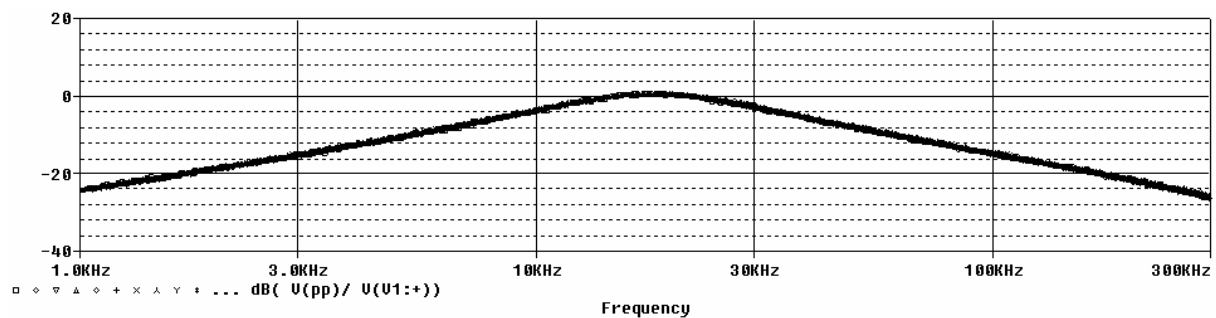


Obr. 3.19 KHN filtr sestavený z modelů 3. úrovně obvodů LM13700 a TL084

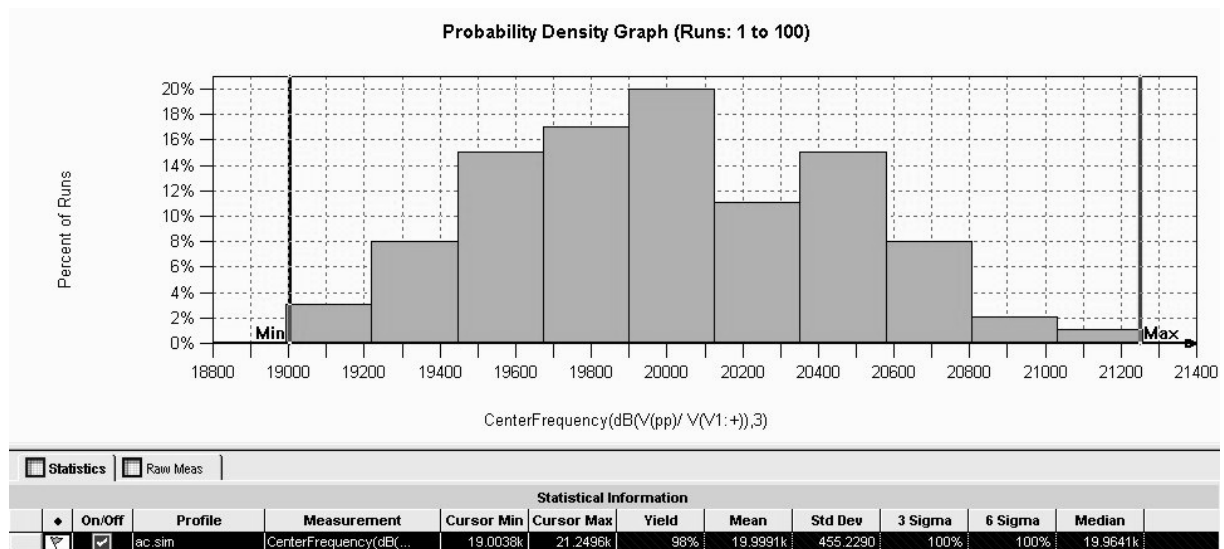
Na Obr. 3.20 jsou výsledky citlivostní analýzy KHN filtru sestaveného z modelů třetí úrovně obvodů LM13700 a TL084. Je patrné, že citlivost oscilačního kmitočtu na parametry modelů 3. úrovně LM13700 i TL084 je oproti citlivosti na pasivní prvky a pracovní kapacity (C_1 , C_2) zanedbatelná. Z provedené analýzy na Obr. 3.22 lze zjistit, že při toleranci rezistorů 1% a kondenzátorů 5% je odchylka od nominální hodnoty rezonančního kmitočtu filtru 20 kHz asi ± 455 Hz.

Parameters						
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Linear
C1	VALUE	4.7000n	4.9350n	4.4650n	-167.9192	100
R1	VALUE	22k	22.2200k	21.7800k	-160.0459	95
R5	VALUE	1k	990	1.0100k	155.6247	92
R4	VALUE	100k	99k	101k	147.3964	87
R3	VALUE	100k	101k	99k	-122.4878	72
C2	VALUE	4.7000n	4.9350n	4.4650n	-96.5415	57
R2	VALUE	22k	22.2200k	21.7800k	-95.2964	56
R7	VALUE	1k	990	1.0100k	89.6865	53
Rq2	VALUE	100k	101k	99k	-48.4084	28
Rq1	VALUE	47k	46.5300k	47.4700k	48.6752	28
Rk	VALUE	100k	101k	99k	-24.8930	14
Rin1	VALUE	26k	25.7400k	26.2600k	11.7500	6
Cx2	VALUE	515p	540.7500p	489.2500p	-7.5841	4
Rin2	VALUE	26k	25.7400k	26.2600k	6.7744	4
Rx2	VALUE	1k	1.0100k	990	-7.5699	4
R6	VALUE	1k	1.0100k	990	-5.9665	3
Cx1	VALUE	515p	489.2500p	540.7500p	4.0360	2
Cx	VALUE	1u	950n	1.0500u	3.9476	2
Rx	VALUE	10k	9.9000k	10.1000k	3.9558	2
R8	VALUE	1k	1.0100k	990	-3.5349	2
Rx1	VALUE	1k	990	1.0100k	4.0590	2
Cin	VALUE	5p	4.7500p	5.2500p	894.2670m	< MIN >
Cout1	VALUE	5p	5.2500p	4.7500p	-182.8968m	< MIN >
Cin1	VALUE	5p	4.7500p	5.2500p	114.6312m	< MIN >
Cin2	VALUE	5p	5.2500p	4.7500p	-116.0340m	< MIN >
Cout2	VALUE	5p	5.2500p	4.7500p	-105.1705m	< MIN >
Rin	VALUE	10000000000000	10t	10t	0	0
Rout	VALUE	100	99	101	18.4992m	< MIN >
Rout2	VALUE	1meg	1.0100meg	990k	-226.4316m	< MIN >
Rout1	VALUE	1meg	1.0100meg	990k	-75.5127m	< MIN >

Obr. 3.20 Citlivost oscilačního kmitočtu filtru na pasivní prvky a parametry modelů



Obr. 3.21 Toleranční pole přenosové funkce pásmové propusti (svazek křivek pro 100 náhodných výběrů parametrů prvků)

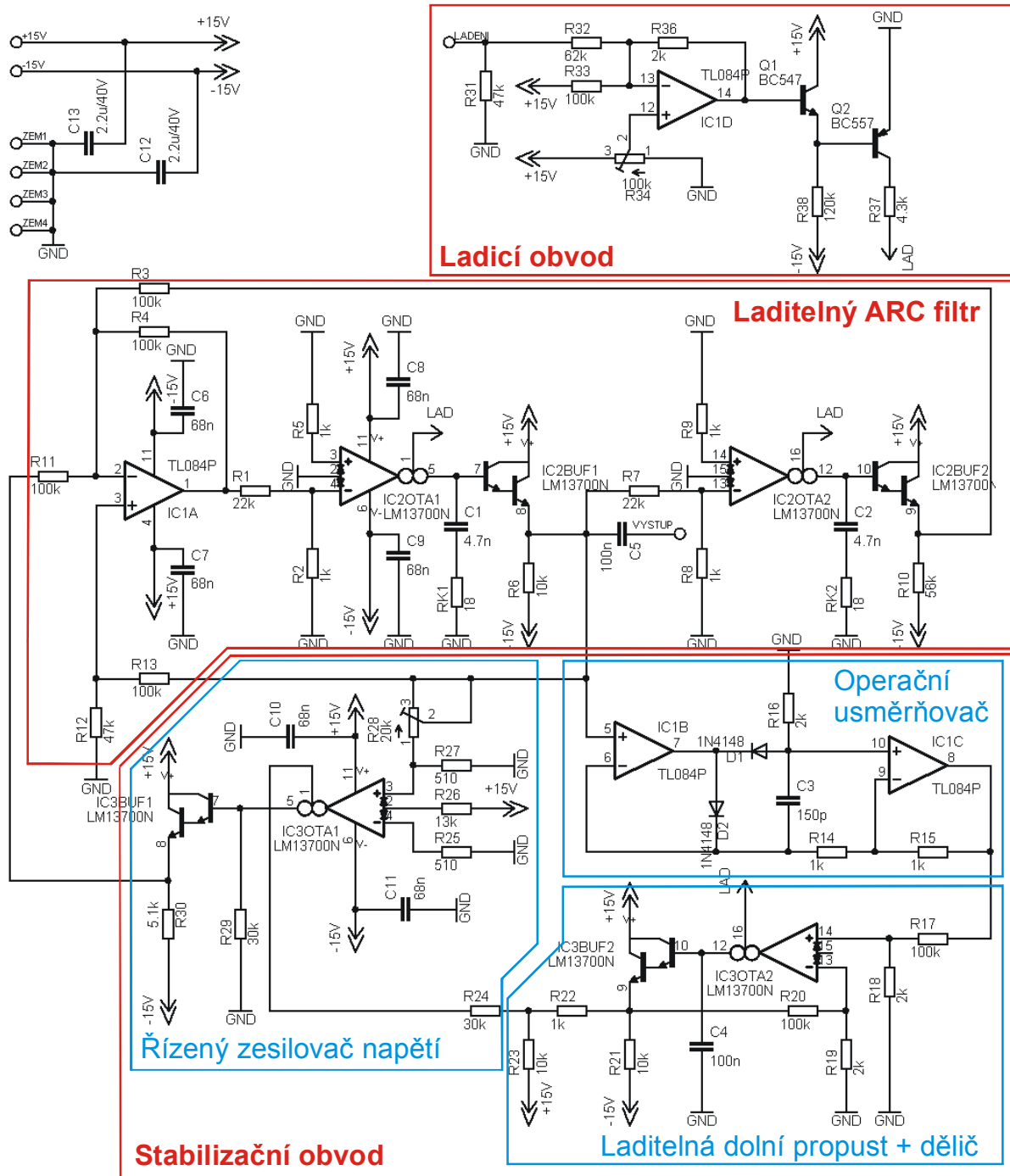


Obr. 3.22 Rozptyl střední frekvence pásmové propusti (pro 100 výběrů)

4 REALIZACE A MĚŘENÍ PARAMETRŮ ARC OSCILÁTORU

4.1 Celková realizace oscilátoru

Na Obr. 4.1 je vidět celkové zapojení oscilátoru, které slouží k realizaci desky plošných spojů. Zapojení zahrnuje ladící obvod, který umožňuje ladění oscilátoru napětím od 0 do 5 V přivedeným na svorku LADENI. Dalšími součástmi oscilátoru jsou laditelný filtr a stabilizační obvod. Napájení je řešeno symetricky napětím ± 15 V proti zemi. Výstup je oddělen střídavou vazbou přes kapacitor C_5 a je odebírán ze svorky VYSTUP.



Obr. 4.1 Celkové zapojení oscilátoru

Dle doporučení uvedeného ve [23] jsou ke každému pouzdru integrovaného obvodu doplněny blokovací keramické kondenzátory velikosti 68 nF k blokování napájecího napětí, umístěné co nejbližší pouzdra. Jedná se o kondenzátory C_6 , C_7 , C_8 , C_9 , C_{10} a C_{11} . Dále je na místě vstupu napájecího přívodu na desku blokováno napájecí napětí paralelně zapojenými tantalovými kondenzátory $C_{12} = C_{13} = 2,2 \mu\text{F}$, které je vhodné použít díky jejich malé indukčnosti.

U dvoucestného operačního usměrňovače bylo zjištěno, že dochází k rozkmitání usměrněného průběhu. Tomu by měl bránit kapacitor C_3 , sloužící ke zvýšení stability usměrňovače. Zatímco při simulaci stačila hodnota jeho kapacity 33 pF, v reálném zapojení bylo třeba zvýšit hodnotu na $C_3 = 150 \text{ pF}$, při které byl již průběh stabilní.

K nastavení amplitudy kmitů slouží víceotáčkový odporový trimr $R_{28} = 20 \text{ k}\Omega$. Pomocí něho se nastavuje velikost napětí přivedeného na vstup zesilovače s řízeným zesílením (IC3 OTA1), který je součástí stabilizačního obvodu, čímž dochází ke změně amplitudy kmitů. Víceotáčkovým odporovým trimrem $R_{34} = 100 \text{ k}\Omega$, který je součástí ladicího obvodu, lze nastavit rozsah ladicího napětí, tzn. určit, jakému kmitočtu bude odpovídat 0V. Při ožívání oscilátoru je tedy po připojení k napájecímu napětí nejdříve nutné nastavováním trimru R_{28} dosáhnout rozkmitání oscilátoru a následně dostavit velikost amplitudy kmitů. Po připojení ladicího napětí lze dále pomocí trimru R_{34} nastavit rozsah ladicího napětí.

4.2 Měření parametrů oscilátoru

Změřením oscilátoru zapojeného dle Obr. 4.1 jsem zjistil hodnoty ladicího kmitočtu a velikost výstupního napětí v závislosti na ladicím napětí (U_{LAD}) přivedeném na svorku ladění. Hodnoty kmitočtu (f) a velikost výstupního napětí špička-špička (U_{PP}) jsem odečítal přímo z osciloskopu, amplitudu a efektivní hodnotu jsem dopočítal. Změřené a vypočtené hodnoty jsou uvedeny v Tab. 4.1. Zjištěná závislost amplitudy kmitů oscilátoru (U_M) na kmitočtu je uvedena na Obr. 4.2, závislost kmitočtu na ladicím napětí pak na Obr. 4.3.

Tab. 4.1 Změřené a vypočtené hodnoty pro ARC oscilátor

U_{LAD} [V]	f [Hz]	U_{PP} [V]	U_M [V]	V_{RMS} [V]
0,0	100	0,820	0,4100	0,2899
0,5	163	0,915	0,4575	0,3235
1,0	319	0,982	0,4910	0,3472
1,5	546	1,001	0,5005	0,3539
2,0	1030	0,995	0,4975	0,3518
2,5	1850	0,974	0,4870	0,3444
3,0	3340	0,933	0,4665	0,3299
3,5	6000	0,902	0,4510	0,3189
4,0	11200	0,900	0,4500	0,3182
4,5	16310	0,951	0,4755	0,3362
4,7	20000	1,018	0,5090	0,3599
5,0	23600	1,110	0,5550	0,3924

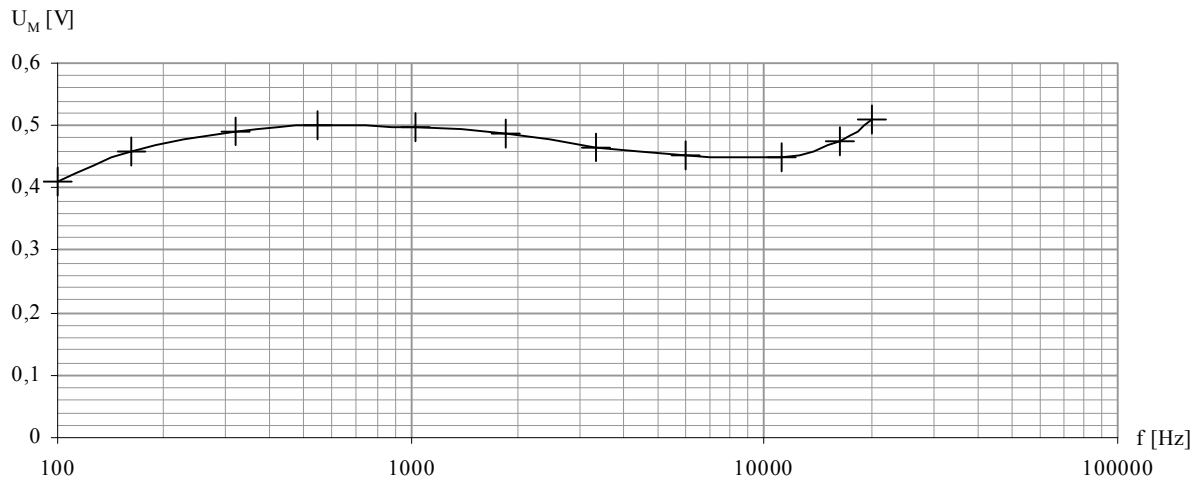
Příklad výpočtu pro 1. řádek:

Amplituda kmitů oscilátoru:

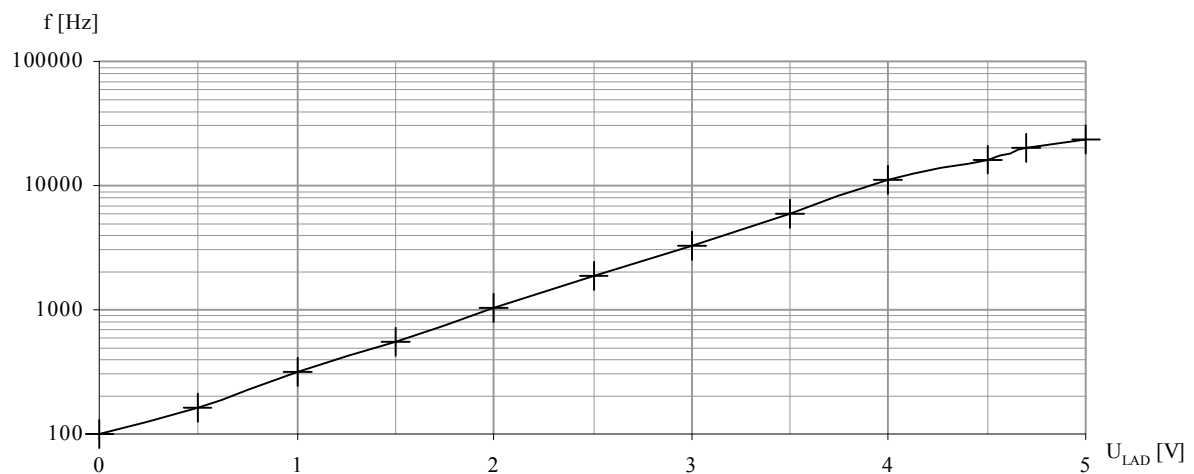
$$U_M = \frac{U_{PP}}{2} = \frac{0,82}{2} = 0,41 V \quad (4.1)$$

Efektivní hodnota kmitů oscilátoru:

$$U_{RMS} = \frac{U_M}{\sqrt{2}} = \frac{0,41}{\sqrt{2}} = 0,2899 V \quad (4.2)$$



Obr. 4.2 Závislost amplitudy kmitů oscilátoru U_M na kmitočtu



Obr. 4.3 Závislost kmitočtu na velikosti ladicího napětí

Zjištěná závislost amplitudy výstupního napětí oscilátoru na kmitočtu z Obr. 4.2 potvrzuje poznatky zjištěné simulacemi filtru v kapitole 3.1. Tedy že na nižších kmitočtech dochází k poklesu amplitudy výstupního napětí, konkrétně pro 100 Hz je amplituda 0,41 V.

Naopak pro vyšší kmitočty dochází k nárůstu amplitudy vlivem omezeného tranzitního kmitočtu obvodu LM13700. Tento nárůst bylo třeba v měřeném obvodu kompenzovat tlumivými rezistory R_{K1} , R_{K2} zapojenými do série s funkčními kapacitami C_1 , C_2 . Jejich velikost bylo třeba stanovit experimentálně (postupným zkoušením hodnot v nepájivém poli), protože hodnota $6,8 \Omega$ zjištěná simulacemi filtru v kapitole 3.1 byla příliš nízká. Nakonec jsem určil jejich hodnotu na R_{K1} , $R_{K2} = 18 \Omega$. Vyšší hodnota již příliš snižovala amplitudu kmitů na vyšších kmitočtech, naopak nižší hodnota nárůst amplitudy kmitů nedokázala dostatečně kompenzovat. Zvolená hodnota je tedy kompromisem, kdy od cca 2 kHz dojde nejdříve k nepatrnému poklesu amplitudy (mírně překompenzováno), naopak od cca 15 kHz dochází k nepatrnému nárůstu amplitudy (mírně nedokompenzováno).

Vliv na pokles amplitudy kmitů na nižších kmitočtech má i velikost odporu R_{10} . Zvýšením jeho hodnoty z původních $10 \text{ k}\Omega$ na $56 \text{ k}\Omega$ bylo dosaženo mírného snížení poklesu amplitudy kmitů na nižších kmitočtech, což jsem ověřil experimentálně (postupným zvyšováním hodnoty odporu R_{10}).

Z grafu na Obr. 4.3 lze odečíst, že závislost kmitočtu na velikosti ladicího napětí má v případě logaritmického měřítka kmitočtové osy téměř lineární průběh, tedy v případě lineárního měřítka osy se jedná o exponenciální průběh. To odpovídá poznatkům ověřeným simulací v kapitole 3.2 a zároveň závislosti uvedené v grafu na Obr. 2.10. Simulací v kapitole 3.2 bylo ověřeno, že závislost ladicího proudu na napětí má exponenciální průběh. Z grafu na Obr. 2.10 vyplývá, že závislost transkonduktance na řídicím proudu obvodu LM13700 je lineární. Dle vztahu 3.6 pro rezonanční kmitočet musí být tedy rovněž lineární i závislost rezonančního kmitočtu na proudu. Díky tomu musí mít závislost kmitočtu na velikosti ladicího napětí exponenciální průběh, což změřené hodnoty potvrzují.

Dále bylo provedeno měření harmonického zkreslení výstupního napětí oscilátoru. K tomu bylo zapotřebí využít na osciloskopu výpočet spektra pomocí FFT (se zapnutým průměrováním pro eliminaci šumu). Ze zobrazeného spektra jsem pak pomocí kurzorů odečetl velikosti jednotlivých harmonických, až do 7. harmonické složky. Velikosti dalších harmonických již nebylo možné rozpoznat, protože se ztrácely v šumu. Použitý osciloskop umožňoval odečet hodnot v jednotkách dBV. Aby bylo možné stanovit harmonické zkreslení, bylo nutné zjištěné hodnoty přepočítat na efektivní hodnotu napětí (U_{RMS}). Změřené a vypočtené hodnoty jsou uvedeny v Tab. 4.2. Pro ilustraci je na Obr. 4.4 uvedeno zjištěné spektrum prvních čtyřech harmonických složek pro kmitočet $f = 1 \text{ kHz}$.

Tab. 4.2 Změřené hodnoty jednotlivých harmonických složek potřebných pro výpočet harmonického zkreslení, vypočtené harmonické zkreslení

f [kHz]		N-tá harmonická složka							Harmonické zkreslení k_H [%]
		1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	
0,1	U[dBV]	-11	-63,12	-65	-90	-100	-82	-78	0,3227
	U_{RMS} [V]	0,2818	$6,982 \cdot 10^{-4}$	$5,623 \cdot 10^{-4}$	$3,162 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$7,943 \cdot 10^{-5}$	$1,259 \cdot 10^{-4}$	
1	U[dBV]	-10	-74,38	-60	-80	-88	-90	-78	0,3263
	U_{RMS} [V]	0,3162	$1,910 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$3,981 \cdot 10^{-5}$	$3,162 \cdot 10^{-5}$	$1,259 \cdot 10^{-4}$	
10	U[dBV]	-10	-76,9	-61,25	-90	-73	-100	-73	0,2952
	U_{RMS} [V]	0,3162	$1,429 \cdot 10^{-4}$	$8,660 \cdot 10^{-4}$	$3,162 \cdot 10^{-5}$	$2,239 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$2,239 \cdot 10^{-4}$	
20	U[dBV]	-10	-80	-61,25	-78	-83	-100	-80	0,2812
	U_{RMS} [V]	0,3162	$1 \cdot 10^{-4}$	$8,660 \cdot 10^{-4}$	$1,259 \cdot 10^{-4}$	$7,080 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$	

Příklad výpočtu pro $f = 0,1$ kHz a 1. harmonickou:

$$U_{RMS} [V] = 10^{\frac{U [dBV]}{20}} = 10^{\frac{-11}{20}} = 0,2818 V \quad (4.3)$$

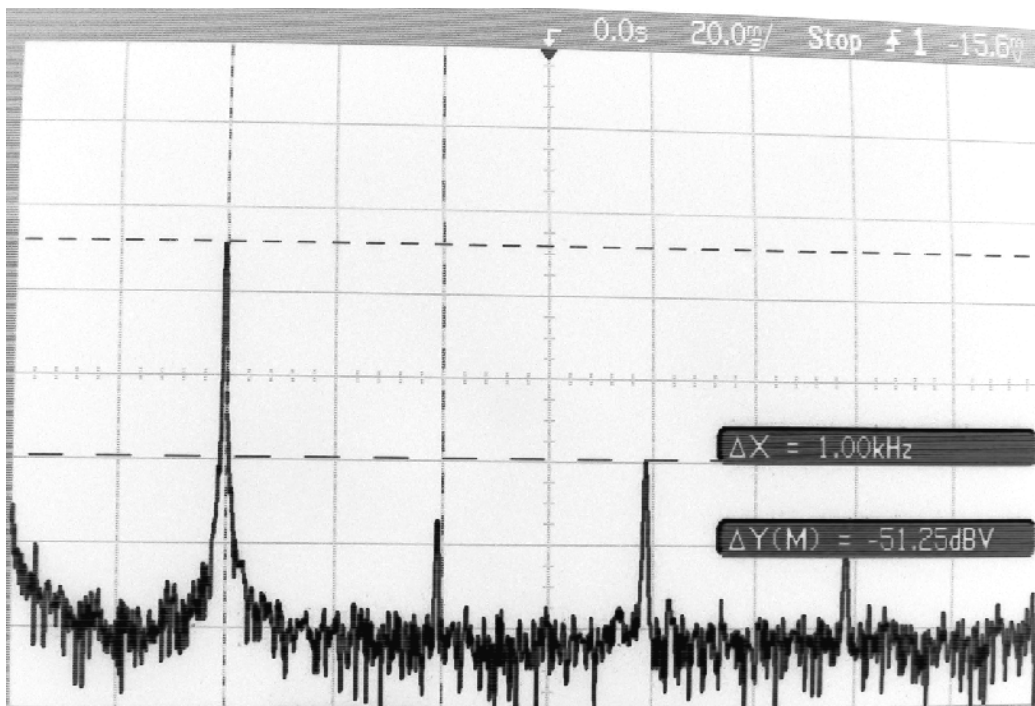
Pro výpočet harmonického zkreslení platí dle [22] vztah:

$$k_H = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \quad (4.4)$$

Odtud příklad výpočtu harmonického zkreslení pro $f = 0,1$ kHz:

$$k_H = \frac{\sqrt{(6,982 \cdot 10^{-4})^2 + (5,623 \cdot 10^{-4})^2 + (3,162 \cdot 10^{-5})^2 + (1 \cdot 10^{-5})^2 + (7,943 \cdot 10^{-5})^2 + (1,259 \cdot 10^{-4})^2}}{0,2818} = 0,3227 \% \quad (4.5)$$

Změřené hodnoty harmonického zkreslení se pohybují v rozmezí 0,28 až 0,33 pro celé pásmo přeladění. Oproti hodnotám zjištěným simulacemi v kapitole 3.4 bylo dosaženo nižšího harmonického zkreslení. To lze vysvětlit nižší nastavenou amplitudou kmitů výstupního napětí oscilátoru. Při zvyšování amplitudy výstupního napětí (odporovým trimrem R_{28}) byl pozorován nárůst spektrálních čar vyšších harmonických složek a tedy i nárůst harmonického zkreslení. Proto je pro zachování dostatečně nízkého harmonického zkreslení optimální, aby se amplituda výstupního napětí pohybovala okolo 0,5 V.



Obr. 4.4 Spektrum prvních čtyř harmonických složek pro kmitočet $f=1$ kHz

5 ZÁVĚR

V rámci diplomové práce jsou rozebrány možnosti provedení ARC oscilátoru. Nejprve je zvolen vhodný filtr a jsou naznačeny způsoby přeladování jeho kmitočtu. Dále jsou nastíněny možnosti řešení stabilizace amplitudy kmitů s využitím řízeného zesilovače napětí (VCA), transkonduktančního zesilovače (OTA), či analogové násobičky.

V další kapitole je proveden konkrétní návrh zapojení ARC oscilátoru. Pro jeho realizaci jsem vybral univerzální ARC filtr, k jehož ladění je využito transkonduktančního OTA zesilovače LM13700. Obvod LM13700 jsem zvolil především díky jeho příznivé pořizovací ceně. Stabilizační obvod, umožňující stabilizaci amplitudy kmitů, je rovněž tvořen zesilovačem LM13700. Řízení jeho zesílení je řešeno pomocí dvoucestného aktivního usměrňovače sloužícího jako převodník na stejnosměrné řídicí napětí.

Simulacemi v programu PSpice bylo zjištěno, že použitý univerzální ARC filtr je přeladitelný v kmitočtovém pásmu 100 Hz až 20 kHz bez nutnosti přepnutí kapacitorů. Rovněž bylo zjištěno, že pro kompenzaci nežádoucího nárůstu činitele jakosti na vyšších kmitočtech je nutné použít tlumicí rezistor. Oscilátor s výše popsányými bloky dosahuje v daném kmitočtovém pásmu harmonického zkreslení menšího než 1%.

Následně byla provedena realizace navrženého zapojení oscilátoru, jeho oživení a změření výsledných parametrů. Změřené parametry přibližně odpovídají parametrům získaným během simulací. Zrealizovaný oscilátor je přeladitelný napětím 0 V až 5 V, což odpovídá přeladění kmitočtu od 100 Hz do cca 20 kHz. Závislost kmitočtu na ladicím napětí je exponenciální, což umožňuje dostatečně jemné nastavení kmitočtu i na nižších kmitočtech. Amplituda výsledného sinusového napětí lze nastavit trimrem, kterým je nejdříve obvod uveden do stavu oscilací a následně je dostavena velikost amplitudy. Při amplitudě cca 0,5 V je dosaženo harmonického zkreslení okolo 0,3%.

SEZNAM LITERATURY

- [1] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J.: Kmitočtové filtry. Praha: BEN - technická literatura, 2002.
- [2] BIOLEK, D., HÁJEK, K., KRTOČKA, A.: Analogové elektronické obvody. Brno: Elektronické skriptum FEKT VUT, 2007.
- [3] DOSTÁL, T.: Analogové elektronické obvody. Brno: Elektronické skriptum FEKT VUT, 2004.
- [4] DOSTÁL, J.: Operační zesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 2005.
- [5] PUNČOCHÁŘ, J.: Operační zesilovače v elektronice. Praha: BEN - technická literatura, 2005.
- [6] GUBEK, T.: Použití řízeného napěťového zesilovače v oscilátoru ARC. Elektrevue: <http://www.elektrevue.cz/clanky/01020/index.html>, 19.4.2001.
- [7] KUBÁNEK, D., VRBA, K.: Použití digitálních potenciometrů k řízení parametrů kmitočtových filtrů. Elektrevue: <http://www.elektrevue.cz/clanky/02050/index.html>, 12.11.2002.
- [8] OLŠÁK, M.: Elektronické řízení kmitočtových charakteristik filtrů vyššího řádu. Elektrevue: <http://www.elektrevue.cz/clanky/01037/index.html>, 18.10.2001.
- [9] BIOLEK, D. Možnosti elektronického řízení parametrů filtrů 2. řádu s třemi operačními zesilovači pomocí napětím řízených zesilovačů napětí. Odborná zpráva řešení projektu GA ČR č. 102/97/0765, VA Brno: <http://www.vabo.cz/Stranky/biolek/veda/projects/GACRHAJ99.zip>, 1999.
- [10] DOSTÁL, T., ŠOTNER, R.: Multifunctional tuned second-order ARC filter with commercially available transconductors. 17th International Conference Radioelektronika 2007, Brno: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/ra2007/index.php>, 24.-25.4.2007.
- [11] VYSOKÝ, O.: Elektronické systémy II. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2002.
- [12] National Semiconductor: LM13700/LM13700A, Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers. Katalogový list: <http://cache.national.com/ds/LM/LM13700.pdf>, Červen 2004.
- [13] Analog Devices: AD633, Low Cost Analog Multiplier. Katalogový list: http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD633.pdf, 2002.
- [14] Burr-Brown Products from Texas Instruments: VCA610, Wideband voltage controlled amplifier. Katalogový list: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/vca610.pdf>, Listopad 2000.
- [15] Analog Devices: AD603, Low Noise, 90 MHz Variable Gain Amplifier. Katalogový list: http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD603.pdf, 2007.
- [16] Maxim: DS1804, NV Trimmer Potentiometer. Katalogový list: <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/DS1804.pdf>, Srpen 2004.
- [17] BELZA, J.: Operační zesilovače pro obvyčejné smrtelníky. Praha: BEN - technická literatura, 2004.
- [18] KOLKA, Z.: Počítačové řešení elektronických obvodů. Brno: Elektronické skriptum FEKT VUT, 2007.
- [19] KOLKA, Z.: Teorie elektronických obvodů – Počítačová cvičení. Brno: Elektronické skriptum FEKT VUT, 2005.
- [20] DOSTÁL, T.: Různé úrovně modelování aktivních prvků a funkčních bloků pro simulaci analogových obvodů. Elektrevue: <http://www.elektrevue.cz/clanky/01012/index.html>, 20.3.2001.
- [21] WILSON, R.: Dual Log/Linear VCA. Music from outer space: <http://www.musicfromouterspace.com/analogsynth/DLLVCA001/DLLVCA001.html>, Říjen 2005.
- [22] MATYÁŠ, V.: Radioelektronická měření. Brno: Nakladatelství VUT, 1991.
- [23] VRBA, K., HERMAN, I., KUBÁNEK, D.: Konstrukce elektronických zařízení, Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně
- [24] MIŠUREC, J., ZEMAN, V., ŠTĚPÁN, M.: Konstrukce elektronických zařízení – návrh plošných spojů, Elektronické skriptum FEKT VUT v Brně
- [25] STMicroelectronics: TL084, General purpose JFET quad operational amplifiers. Katalogový list: <http://www.stm.com/stonline/products/literature/ds/2301.pdf>, Červenec 2008.

SEZNAM ZKRATEK

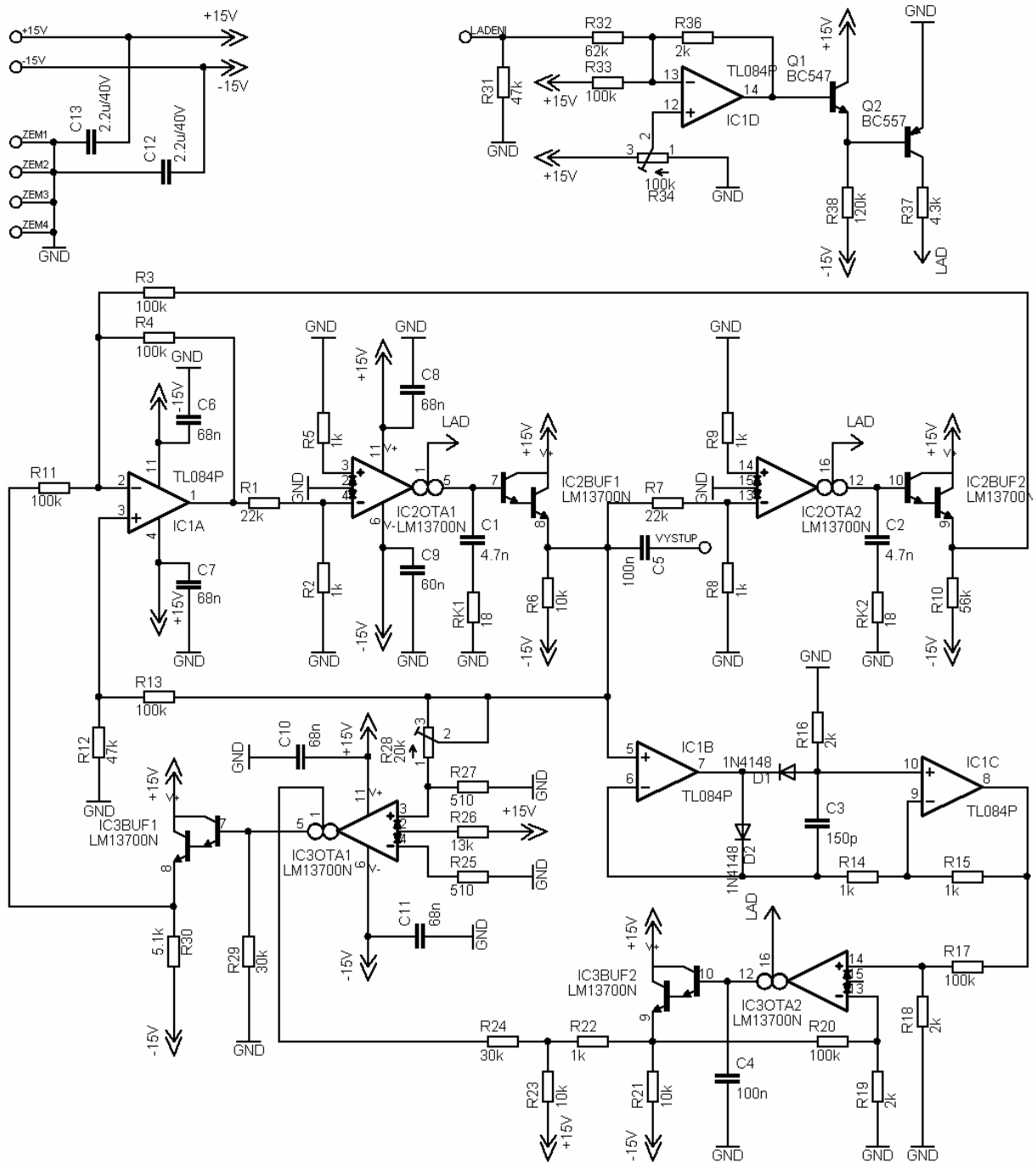
AC.....	Střídavý
ARC oscilátor.....	Oscilátor s aktivním RC filtrem
DC.....	Stejnosměrný
DP	Dolní propust
DPN.....	Dolní propust s nulou přenosu
DPS.....	Deska plošných spojů
FET	Polem řízený tranzistor (Field-effect transistor)
FFT	Rychlá Fourierova transformace (Fast Fourier transform)
GM.....	Prodejna elektronických součástek GM Electronic
HP	Horní propust
IDC	Zdroj stejnosměrného proudu
KHN filtr.....	Filtr pojmenovaný dle jeho autorů: Kervin, Huelsman, Newcomb
NF	Oblast nízkých kmitočtů (do 100 kHz)
OTA.....	Transkonduktanční zesilovač (Operational Transconductance Amplifier)
OZ.....	Operační zesilovač
PP.....	Pásmová propust
RMS.....	Efektivní hodnota (Root Mean Square)
RMS-to-DC.....	Převodník efektivní hodnoty na stejnosměrnou
THD.....	Celkové harmonické zkreslení (Total Harmonic Distortion)
VCA.....	Napětím řízený zesilovač (Voltage Controlled Amplifier)

SEZNAM PŘÍLOH

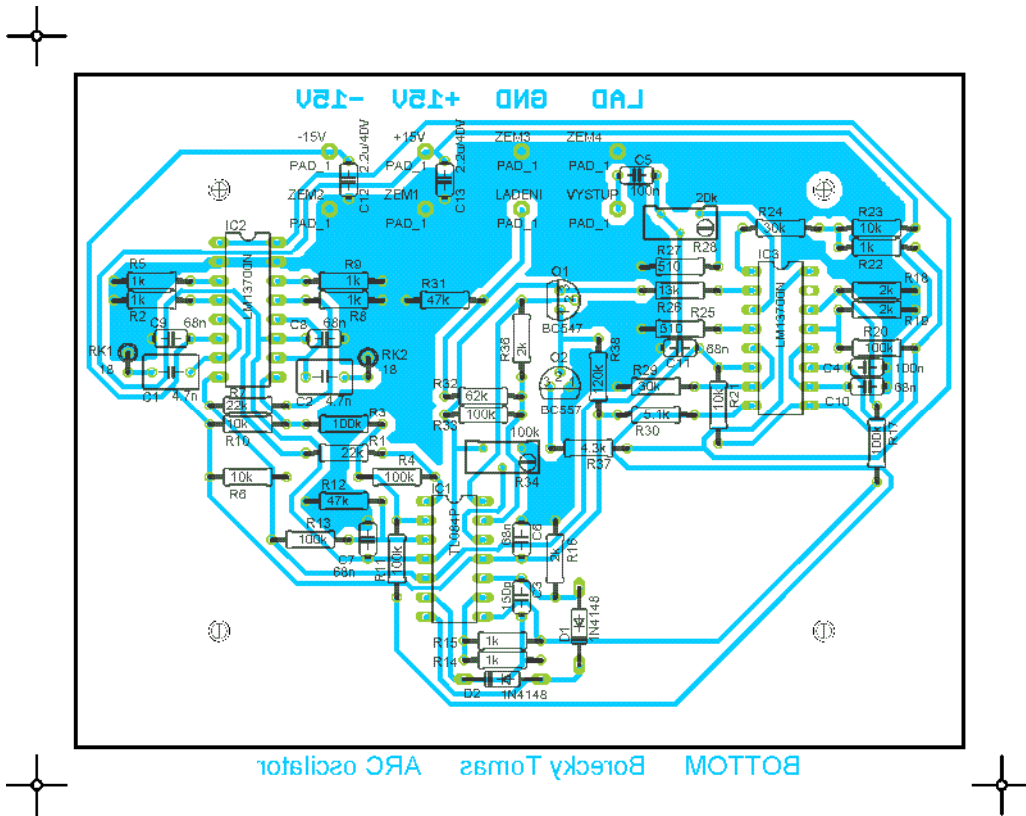
A Výkresová dokumentace ARC oscilátoru	46
A.1 Obvodové zapojení	46
A.2 Deska plošného spoje.....	47
B Celkový pohled - označení svorek	49
C Rozpiska součástek	50
D Fotodokumentace.....	51

A VÝKRESOVÁ DOKUMENTACE ARC OSCILÁTORU

A.1 Obvodové zapojení

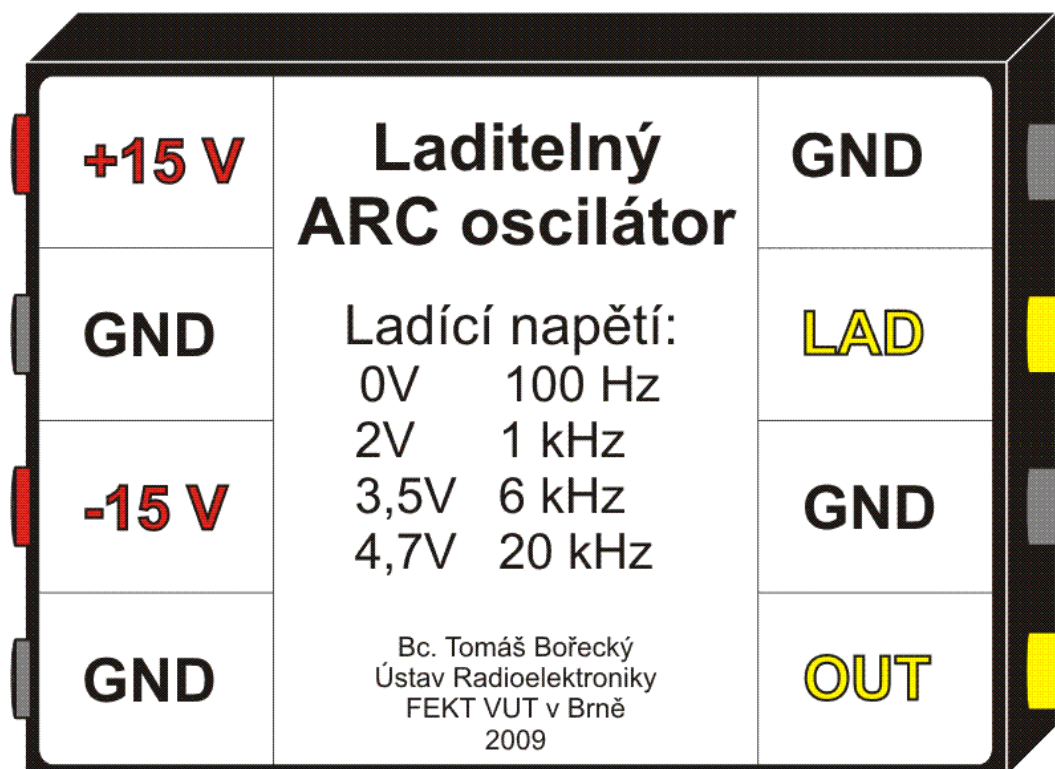


Obr. A1 Obvodové zapojení ARC oscilátoru



Obr. A5 Osazovací schéma pro lepší orientaci při ručním pájení, měřítko 1:1

B CELKOVÝ POHLED, OZNAČENÍ SVOREK



Obr. B1 Celkový pohled na ARC oscilátor

Na Obr. B1 je celkový pohled na ARC oscilátor. Na levé straně se nacházejí červené svorky, které slouží k připojení napájecího napětí +15 V a -15 V proti zemi GND (černé svorky). Na pravé straně se nachází žlutá svorka LAD určená k připojení ladicího napětí proti zemi GND (černá svorka). Výstup z oscilátoru je odebírán rovněž na pravé straně a to ze žluté svorky OUT proti zemi GND (černá svorka).

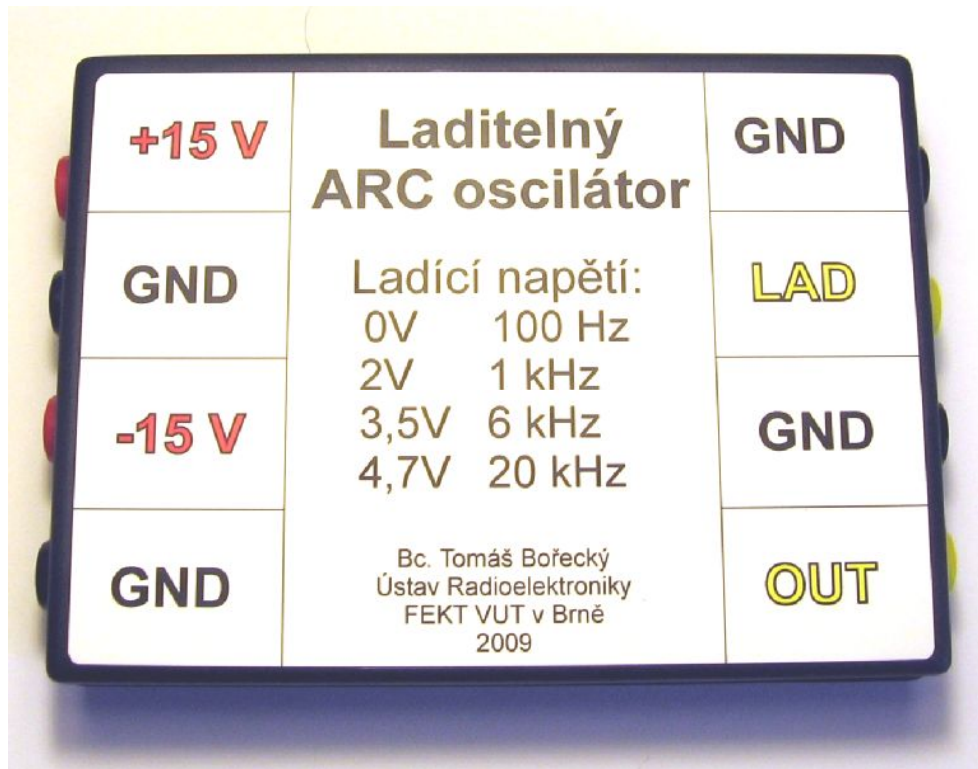
Ladění je prováděno ladicím napětím velikosti 0V až 4,7V, čímž je dosaženo přeladění oscilátoru v rozmezí 100 Hz až 20 kHz.

C ROZPISKA SOUČÁSTEK

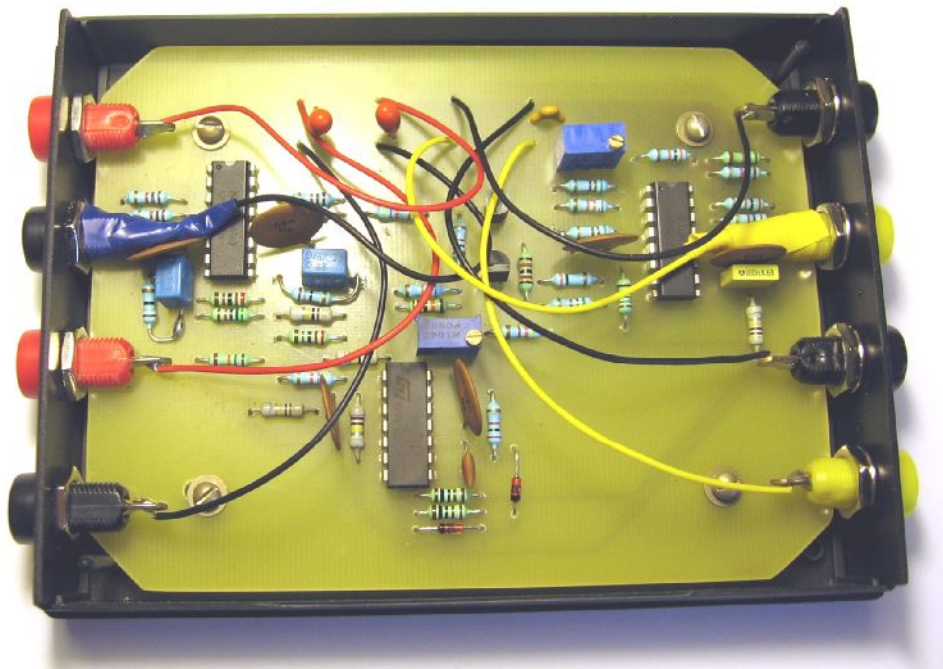
Označení	Hodnota	Typ	Dodavatel	Cena/ks (Kč)
C1, C2	4n7	fóliový kond., tolerance 5%, jmenovité napětí 100V, RM=5mm	GM	1,50
C3	150p	keramický kond., RM=5mm	GM	1,50
C4	100n	fóliový kond., tolerance 5%, jmenovité napětí 100V, RM=5mm	GM	1,50
C5	100n	keramický kond., RM=5mm	GM	2,00
C6, C7, C8, C9, C10, C11	68n	keramický kond., RM=5mm	GM	2,00
C12, C13	1M / 35 V	tantal. kond., RM=2,54mm	GM	3,50
D1, D2	1N4148	univerzální dioda, DO-35	GM	1,00
IC1	TL084	4xOZ J-FET, DIP14	GM	7,00
IC2, IC3	LM13700N	2xOZ transkonduktanční, DIP16	GM	30,70
Q1	BC547A	NPN tranzistor, TO-92	GM	1,00
Q2	BC557C	PNP tranzistor, TO-92	GM	1,00
R1, R7	22k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R2, R5, R8, R9, R22	1k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R3, R4, R11, R13, R17, R20, R33	100k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R6, R21, R23	10k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R10	56k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R12, R31	47k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R14, R15	1k	metal. rez. 0,6W, ±0,1%, vel. 0207	GM	5,00
R16, R18, R19, R36	2k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R24, R29	30k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R25, R27	510R	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R26	13k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R28	20k	rez. trimr cermet., 25 otáček, 64Y	GM	9,90
R30	5k1	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R32	62k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R34	100k	rez. trimr cermet., 25 otáček, 64Y	GM	9,90
R37	4k3	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
R38	120k	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
RK1, RK2	18R	metal. rez. 0,6W, ±1%, vel. 0207	GM	1,00
	SBZ BLACK	zdiřka pro banánek černá, 4 ks	GM	7,00
	SBZ RED	zdiřka pro banánek červená, 2 ks	GM	7,00
	SBZ YELLOW	zdiřka pro banánek žlutá, 2 ks	GM	7,00
	U-KP05	krabička o rozměrech 25x94x128 2 díly, 2 čela, bez větracích otvorů, černý polypropylen.	GM	43,00

Celková cena součástek činí 263,20 Kč. V této ceně nejsou zahrnuty náklady na výrobu desky plošných spojů a potisk krabičky, ani cena spojovacího materiálu (šroubky, podložky).

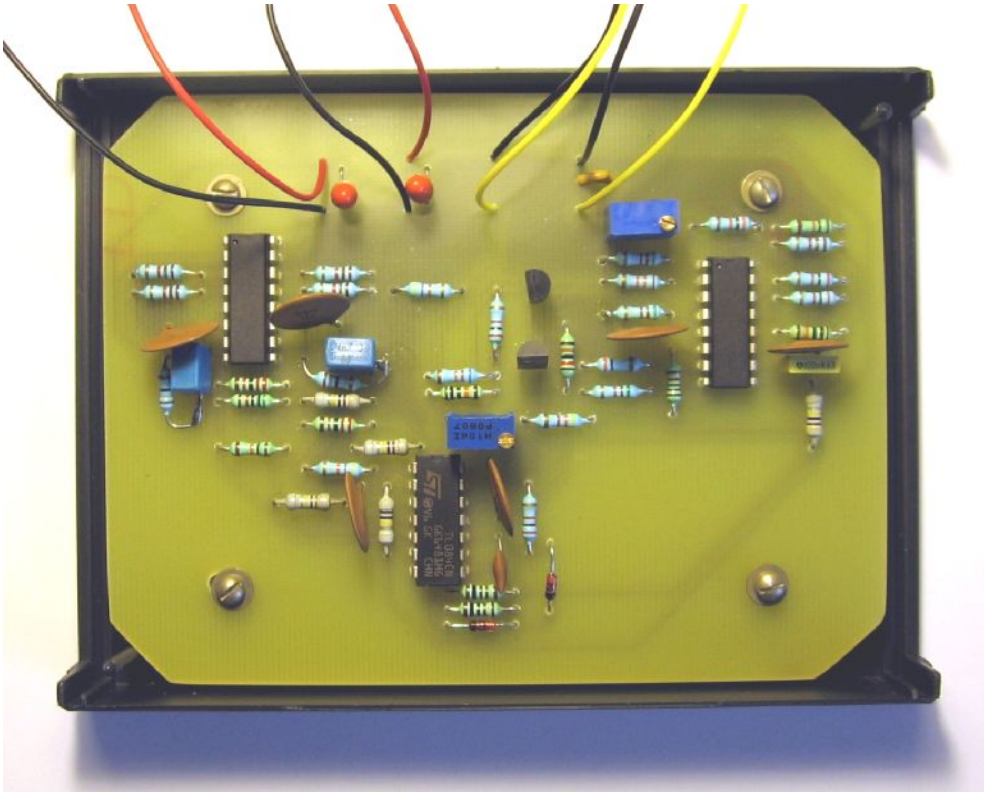
D FOTODOKUMENTACE



Obr. D1 Pohled na ARC oscilátor



Obr. D2 Pohled na DPS s konektory



Obr. D3 Pohled na DPS