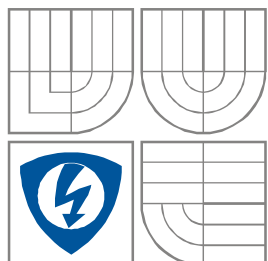


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ŠIROKOPÁSMOVÝ ZESILOVAČ PRO ČÍTAČ

BROADBAND AMPLIFIER FOR THE COUNTER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Miroslav Kudlička

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Václav Říčný, CSc.

BRNO, 2008

ZADÁNÍ

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Miroslav Kudlička
Bytem: Uhřetice 28, 752 01
Narozen/a (datum a místo): 18. září 1985 v Přerově

(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)

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.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užit, 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: 6. června 2008

.....
Nabyvatel

.....
Autor

ABSTRAKT:

V této práci jsou provedeny návrhy možnosti řešení širokopásmového zesilovače, který by byl vhodný jako předzesilovač pro čítač LCK-1. Jako možná řešení jsou popsány tři metody. Metoda pomocí diskretních součástek s rozloženě laděnými obvody, metoda s operačním zesilovačem THS3201 a metoda s monolitickým zesilovačem ERA-3. Metoda se speciálním operačním zesilovačem THS3201 je vybrána jako nejvhodnější řešení z důvodu možnosti zpracování velmi malých signálů. Je proveden návrh zesilovače THS3201 v programu PSpice, přičemž jeho výsledky jsou zohledněny při samotné realizaci zesilovače.

KLÍČOVÁ SLOVA:

Širokopásmový, zesilovač, proudová zpětná vazba, THS3201, čítač LCK-1

ABSTRACT:

This work deals with possibilities design of broadband amplifier fit for the counter LCK-1. There are described three methods for possibilities solvings. The metod by discretetes of parts with stagger-tuned circuits, the metod by operational amplifier THS3201 and the method by monolithic amplifier ERA-3. The method by operational amplifier THS3201 is chosen like the best metod, because this operational amplifier can amplify very small signals. There is designed of amplifier THS3201 in the simulation software PSpice and this results are take into account for raelization broadband amplifier.

KEY WORDS:

Broadband, amplifier, current feedback, THS3201, counter LCK-1

KUDLIČKA, M. *Širokopásmový zesilovač pro čítač: bakalářská práce*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008. 33 s., 8 příl.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Širokopásmový zesilovač pro čítač 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 6. června 2008

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Prof. Ing. Václavu Říčnému, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 6. června 2008

.....
podpis autora

OBSAH

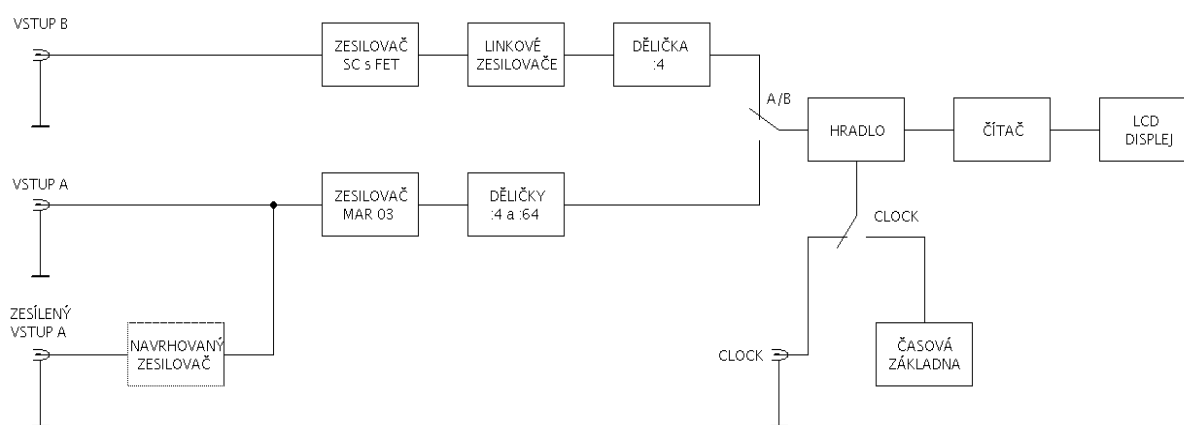
Seznam použitých obrázků a tabulek:	10
1 Úvod	11
2 Možnosti řešení	13
2.1 Širokopásmový zesilovač se selektivními obvody	13
2.2 Širokopásmové operační zesilovače.....	17
2.3 Monolitické zesilovače.....	22
3 Simulace zesilovače THS3201 v programu PSpice	23
3.1 Jednostupňová varianta	24
3.2 Dvoustupňová varianta.....	26
4 Realizace a výsledky zvolené varianty	28
5 Závěr	32
6 Použitá literatura:	33
Příloha 1: Schéma širokopásmového zesilovače pro čítač	34
Příloha 2: Podklady pro tvorbu plošného spoje a rozložení součástek	35
Příloha 3: Rozpiska součástek	36
Příloha 4: Realizovaný zesilovač s obvody THS3201	37
Příloha 5: Vybrané listy z katalogu THS3201 (2 strany)	38
Příloha 6: Vybrané listy z katalogu LT1054 (2 strany)	40

Seznam použitých obrázků a tabulek:

Obr.1. Blokové schéma čítače LCK-1 s širokopásmovým zesilovačem.....	11
Obr.2. Závislost napěťové citlivosti vstupu B čítače LCK-1 na kmitočtu.....	12
Obr.3. Závislost napěťové citlivosti vstupu A čítače LCK-1 na kmitočtu.....	13
Obr.4. Blokové schéma čtyřstupňového zesilovače s rozloženě laděnými rezonančními obvody.....	14
Obr.5. Čtyřstupňový zesilovač s rozloženě laděnými rezonančními obvody	14
Obr.6. Grafické řešení čtyřstupňového zesilovače s rozloženě laděnými rezonančními obvody.....	15
Obr.7. Základní zapojení neinvertujícího širokopásmového zesilovače THS3201	17
Obr.8. Základní zapojení invertujícího širokopásmového zesilovače THS3201	19
Obr.9. Amplitudově kmitočtové charakteristiky zesilovače THS3201 při napájecím napětí $\pm 7,5$ V a různých hodnotách zpětnovazebního odporu R_F a) v invertujícím zapojení, b) v neinvertujícím zapojení.....	20
Obr.10. Blokové schéma širokopásmového zesilovače s obvodem THS3201	21
Obr.11. Zapojení zesilovače THS3201	22
Obr.12. Vnitřní zapojení zesilovače ERA-3.....	22
Obr.13. Základní zapojení zesilovače s obvodem ERA-3	23
Obr.14. PSpice model jednostupňového zesilovače s obvodem THS3201.....	24
Obr.15. Průběh simulace amplitudově kmitočtové charakteristiky jednostupňového zesilovače THS3201 bez předřadného rezistoru R_1	25
Obr.16. Průběh simulace amplitudově kmitočtové charakteristiky jednostupňového zesilovače THS3201 s předřadným rezistorem R_1	25
Obr.17. PSpice model dvoustupňového zesilovače s obvodem THS3201	26
Obr.18. Průběh simulace amplitudově kmitočtové charakteristiky dvoustupňového zesilovače bez předřadného rezistoru R_1	27
Obr.19. Průběh simulace amplitudově kmitočtové charakteristiky dvoustupňového zesilovače s předřadným rezistorem R_1	27
Obr.20. Zařazení tranzistoru do obvodu napájení s LT1054.....	28
Obr.21. Naměřené amplitudově kmitočtové charakteristiky pro 3 různé hodnoty rezistoru R_1 při napájecím napětí $\pm 4,5$ V bez připojené zátěže na výstupu zesilovače	30
Obr.22. Naměřené amplitudově kmitočtové charakteristiky pro 3 různé hodnoty rezistoru R_1 při napájecím napětí $\pm 4,5$ V s připojenou zátěží na výstupu zesilovače	30
Obr.23. Naměřená amplitudově kmitočtová charakteristika při zkratovaném rezistoru R_1 při napájecím napětí $\pm 3,5$ V s připojenou zátěží na výstupu zesilovače	31
Tab.1. Doporučené hodnoty rezistorů R_G a R_F pro optimální přenos a maximální stabilitu.....	20

1 Úvod

Tento zesilovač je navrhován z důvodu malé citlivosti vstupu A čítače LCK-1 sloužícího k měření kmitočtů v oblasti televizní techniky, zvláště pak při vývoji, výrobě a údržbě přístrojů určených pro příjem družicové televize. Tomu odpovídá rozsah měřených vstupních kmitočtů, který je 10 Hz až 2,45 GHz, což umožňuje měřit jak kmitočet snímkových synchronizačních impulsů, tak až kmitočet oscilátoru vnitřní jednotky družicového přijímače pracujícího nad přijímaným pásmem. Blokové schéma čítače LCK-1 je znázorněno na obr.1[1].



Obr.1. Blokové schéma čítače LCK-1 s širokopásmovým zesilovačem

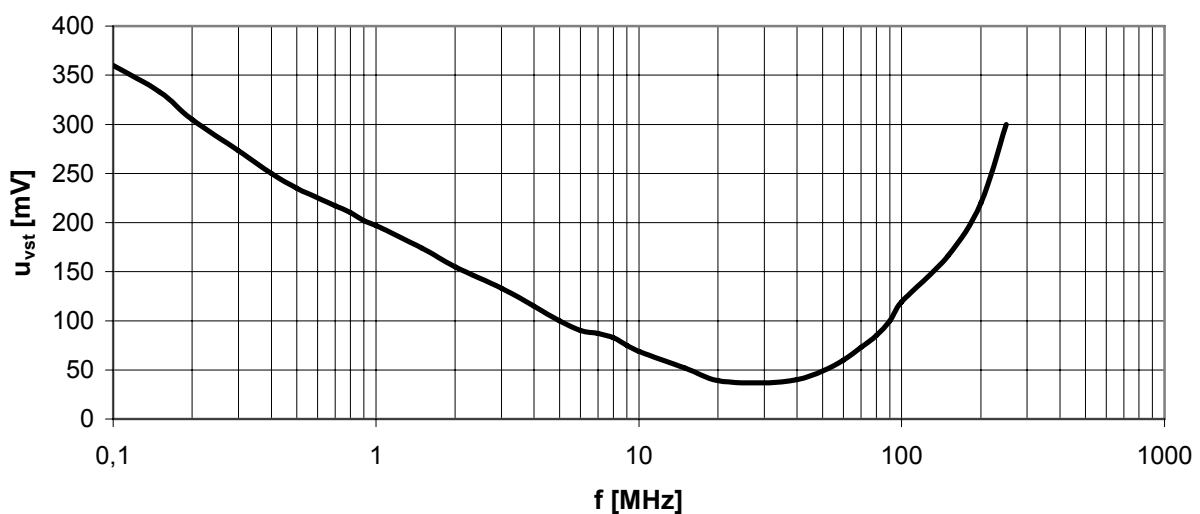
Čítač LCK-1 má na přední straně 3 vstupní konektory BNC. Tyto vstupy slouží pro připojení měřeného signálu a podle amplitudy a kmitočtu se tento signál připojí na konkrétní vstup. Dřívější verze zesilovače není postačující, proto je navrhován nový zesilovač, který nahradí původní.

Signál o kmitočtu 10 Hz až 150 MHz, který je připojen ke vstupu B čítače LCK-1, postupuje přes stupeň v zapojení se společným kolektorem, osazeným tranzistorem FET [1] do linkových zesilovačů K500LP216. Výstup z tohoto obvodu je přiveden do děličky K500TM231, která vydělí signál 4. Takto vydělený signál postupuje přes stupně upravující napět'ovou úroveň a přes přepínač A/B na hradlo ovládané taktovacím signálem CLOCK do čítačů [1].

Na nezesílený vstup A je přiveden signál v kmitočtovém rozsahu 150 MHz až 2500 MHz. Tento signál je zesílen ve dvoustupňovém zesilovači osazeným integrovanými obvody MIO MAR-03. Zesílený signál dále vstupuje do děličky KM193PC2, kde se vydělí 4. Za druhým obvodem MAR-03 je signál omezován dvojicí antiparalelně zapojených Schottkyho diod BAT17-04. Takto vydělený signál vstupuje do další děličky, kde se vydělí

64. Tento signál je pak přes přepínač A/B a hradlo ovládané taktovacím signálem CLOCK do děličů osazených obvodu 74HC4818. Dělička KM193PC2 bez přítomnosti dostatečného vstupního signálu samovolně kmitá na kmitočku přibližně 2100 MHz. Tato hodnota by se objevila na displeji, když by nebyl dostatečně velký signál na vstupu, tj. na vstupním konektoru A [1].

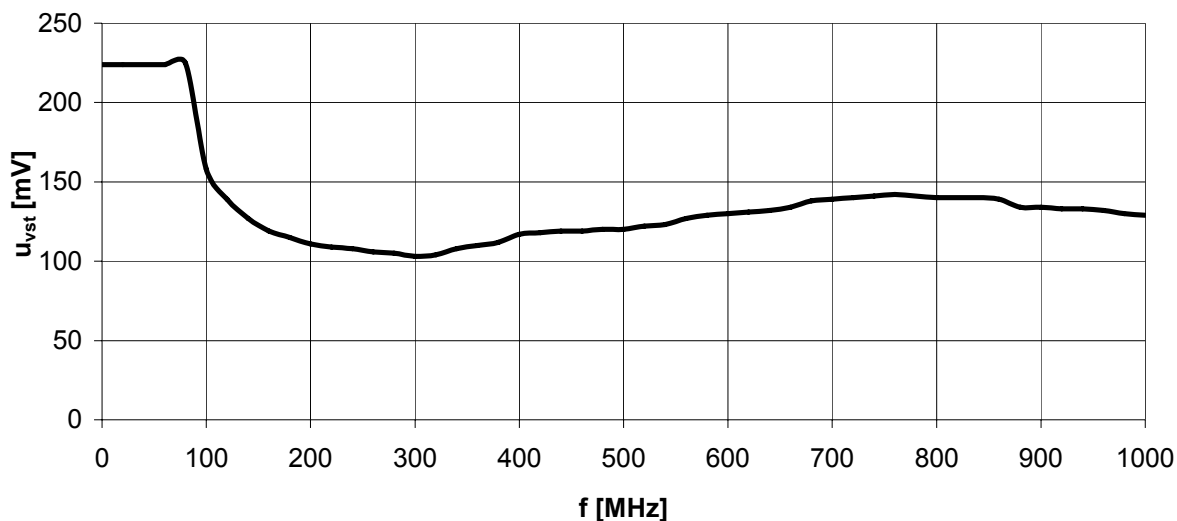
Aby se tak nedělo, je zajišťována přítomnost dostatečně velkého signálu usměrněním části signálu přítomného na vstupní svorce děličky KM193PC2 a přes operační zesilovač MA1458 je jím řízen tok signálu z děličky KR193IE6. Toto opatření má však za následek snížení celkové citlivosti vstupu A asi o 6 dB. Tuto regulaci lze vyřadit vhodným nastavením filtru s tím, že bez přítomnosti měřeného signálu ukazuje displej stabilní údaj asi 2100 MHz [1].



Obr.2. Závislost napěťové citlivosti vstupu B čítače LCK-1 na kmitočku (převzato z [1])

Na obr.2 [1] je největší citlivosti vstupu B dosaženo při kmitočku 20 MHz až 40 MHz, kde čítač reaguje na signály s amplitudou okolo 40 mV.

Z grafu na obr.3 [1] je vidět, že na nezesíleném vstupu A je dosaženo největší citlivosti okolo 105 mV. Z tohoto důvodu je navrhován předzesilovač, který by zesiloval velmi malé signály (cca 10 mV), aniž by došlo ke snížení celkové citlivosti vstupu A čítače LCK-1.



Obr.3. Závislost napěťové citlivosti vstupu A čítače LCK-1 na kmitočtu (převzato z [1])

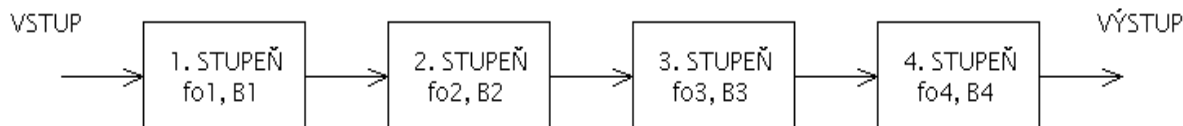
2 Možnosti řešení

Širokopásmové zesilovače jsou takové zesilovače, u nichž je šířka zesilovaného pásma podstatně širší než u běžných nízkofrekvenčních zesilovačů. Používají se tam kde je zapotřebí zesílit signál, u kterého je šířka zesilovaného pásma větší než asi 10 % střední frekvence f_0 , tj. $B > 0,1f_0$ [2]. Takové zesilovače se používají jako mezifrekvenční zesilovače radiolokátorů a běžných televizních přijímačů, předzesilovače širokopásmových osciloskopů, čítačů a dalších elektronických měřicích přístrojů.

Jako možná řešení jsou rozebrány metody pomocí diskretních tranzistorů jako čtyřstupňový širokopásmový zesilovač s rozloženě laděnými rezonančními obvody a dále metody pomocí speciálního operačního zesilovače THS3201 a pomocí monolitického zesilovače ERA-3.

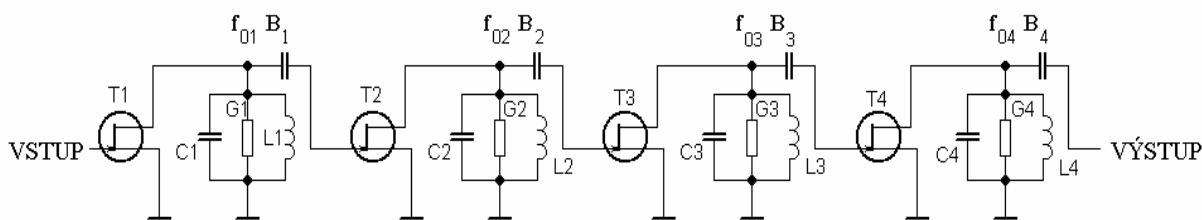
2.1 Širokopásmový zesilovač se selektivními obvody

Možnou variantou řešení je sestavit zesilovač z diskretních součástek pomocí tranzistorů jako zesilovač s rozprostřeným zesílením. Požadovaná šířka pásma je zajištěna rozloženě laděnými rezonančními obvody. Blokové schéma takového zesilovače je znázorněno na obr.4.



Obr.4. Blokové schéma čtyřstupňového zesilovače s rozloženě laděnými rezonančními obvody

Toto zapojení zesilovače je tvořeno paralelními rezonančními obvody s diskretními tranzistory. Požadovaná šířka pásma je u těchto zesilovačů podstatně větší, než u zesilovačů bez selektivních obvodů a je zajištěna buď filtry se soustředěnou selektivitou nebo rozloženě laděnými rezonančními obvody. Příklad čtyřstupňového zesilovače s rozloženě laděnými obvody (schéma pro střídavé signály) je na obr.5 [2].



Obr.5. Čtyřstupňový zesilovač s rozloženě laděnými rezonančními obvody

Zesilovač je naladěn na frekvenci f_0 a zátěž tvoří paralelní rezonanční obvody s různou šířkou pásma B_k s různými činiteli jakosti Q_k a naladěné na jiný kmitočet f_k .

Pro maximálně plochou výslednou amplitudovou kmitočtovou charakteristiku zesilovače (Butterworthova typu) n -tého stupně, pak pro $\frac{B_V}{f_0} < 0,4$ [2], kde B_V je výsledná šířka pásma a f_0 je střední kmitočet uvažovaného zapojení, se jednotlivé rezonanční kmitočty f_k určí podle vztahu [2]

$$f_k = f_0 + \frac{B_V}{2} \cos \frac{\pi(2k-1)}{2n} \quad (1)$$

a jednotlivé šířky pásma B_k jsou pak rovny [2]

$$B_k = B_V \sin \frac{\pi(2k-1)}{2n}, \quad (2)$$

kde $k = 1, 2, \dots, n$, a n je počet stupňů zesilovače, f_0 je střední rezonanční kmitočet celkového zapojení a B_V je výsledná šířka pásma. Pro činitel jakosti Q_k k -tého rezonančního obvodu platí vztah [2]

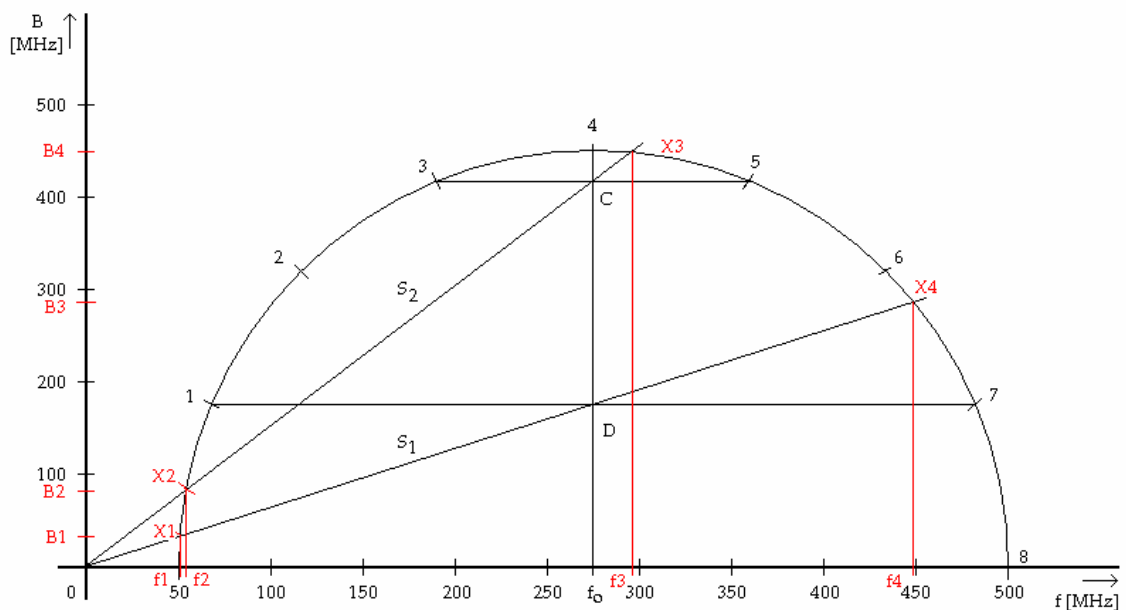
$$Q_k = \frac{f_k}{B_k}, \quad (3)$$

kde f_k je rezonační kmitočet k -tého stupně a B_k je šířka pásma k -tého stupně.

Návrh takového obvodu je možné provést i graficky. V případě, že $\frac{B_V}{f_0} > 0,4$, je výpočet parametrů f_k a B_k složitější, a proto se používá pouze grafický návrh [2].

Ze zadání je zřejmé, že požadovaná šířka pásma $B_V = f_h - f_d = 500 - 50 = 450$ MHz a tedy střední kmitočet $f_0 = \frac{B_V}{2} = 275$ MHz. Jelikož je poměr $\frac{B_V}{f_0} > 0,4$ tj. $\frac{450}{275} = 1,636 > 0,4$, provádí se návrh takového zesilovače pouze graficky. Pro numerický výpočet parametrů B_k a f_k je návrh příliš složitý a bylo by zapotřebí zpracování výpočtů pomocí počítače, proto se používá pouze grafické řešení.

Každý stupeň zesilovače je naladěn na jiný rezonanční kmitočet, což odpovídá různé šířce pásma. Grafické řešení je znázorněno na obr.6, pod kterým je popsán postup grafického řešení [5].



Obr.6. Grafické řešení čtyřstupňového zesilovače s rozloženě laděnými rezonančními obvody

Pro stanovení parametrů B_k a f_k je nutné dodržet geometrickou symetrii, tzn. že se osy protínají přesně v 0. Na vodorovnou osu nanášíme kmitočet f v MHz a na svislou osu pak šířku pásma B v MHz. Je důležité, aby měřítko na svislé ose bylo poloviční než na vodorovné ose, tzn. stejné vzdálenosti odpovídá dvojnásobná hodnota kmitočtu než na ose vodorovné. Na vodorovnou osu nanese kmitočtové měřítko od 0 do $f_0 + \frac{B_V}{2}$. Z bodu f_0 opíšeme půlkružnici o poloměru $\frac{B_V}{2}$. Půlkružnici nad kmitočtovou osou rozdělíme na $2p$ dílků, kde p je počet stupňů zesilovače (paralelních rezonančních obvodů). Očíslujeme body, které dělí jednotlivé části půlkružnice a vodorovně spojíme pouze liché body. Vztyčíme kolmici z bodu f_0 a vyznačíme průsečíky C a D. Tyto průsečíky spojíme s počátkem ($f_0 = 0$ MHz). Průsečíky těchto nových spojnic S_1 a S_2 s půlkružnicí vyznačují na ose kmitočtů rezonanční kmitočty jednotlivých rezonančních obvodů. Jejich výšky pak udávají šířky pásma jednotlivých stupňů v MHz. Z grafického řešení na obr.12 lze pak odečíst:

$$\begin{array}{ll} f_1 = 50,625 \text{ MHz}, & B_1 = 30 \text{ MHz}, \\ f_2 = 53,125 \text{ MHz}, & B_2 = 80 \text{ MHz}, \\ f_3 = 295,625 \text{ MHz}, & B_3 = 447,5 \text{ MHz}, \\ f_4 = 450,625 \text{ MHz}, & B_4 = 282,5 \text{ MHz}. \end{array}$$

Činitel jakosti Q_k pro jednotlivé rezonanční obvody vypočteme ze vztahu (3) po dosazení jednotlivých hodnot B_k a f_k , pak dostáváme jednotlivé činitele jakosti Q_k , kde $k = 1,2,3,4$.

$$Q_1 = 1,6875,$$

$$Q_2 = 0,6641,$$

$$Q_3 = 0,6606,$$

$$Q_4 = 1,5951.$$

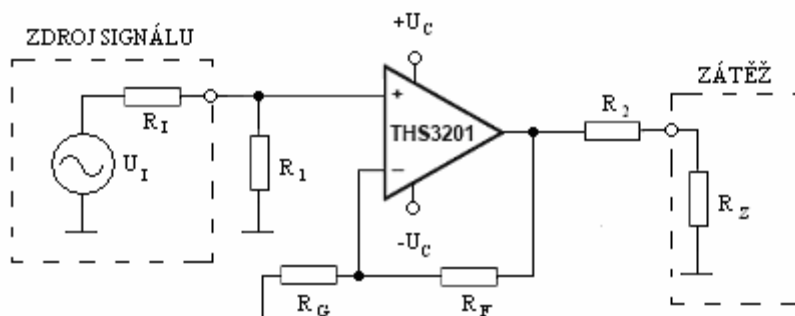
Je vidět, že činitelé jakosti jednotlivých rezonančních obvodů takového zesilovače jsou příliš malé. Při navrhování zesilovače tohoto typu by bylo zapotřebí použít tranzistory MESFET. Každý stupeň s je nutné naladit na konkrétní rezonanční kmitočet f_1, f_2, f_3, f_4 .

Pro tyto aplikace se používají tranzistory, které mají velký vstupní a výstupní odpor, zanedbatelnou vnitřní zpětnou vazbu a konstantní zesílení. Takové podmínky plně splňují dvojhradlové tranzistory MOSFET [2]. Tyto tranzistory mají $g_{11} \approx 0$, $g_{22} \approx 0$, $y_{12} \approx 0$, $y_{21} \approx konst$.

2.2 Širokopásmové operační zesilovače

Operační zesilovače jsou obsaženy ve většině vyráběných lineárních obvodů a tvoří základní obvodové prvky. Při použití zpětné vazby, se zavádí část energie z výstupu zesilovače zpět na vstup. V případě zesilovačů mluvíme o záporné zpětné vazbě. Díky této zpětné vazbě dojde ke zvětšení šířky přenášeného pásma ovšem na úkor zmenšení zesílení. Stabilitu systémů se zpětnou vazbou zajistíme pomocí korekcí, to je takovou úpravou, aby nevznikly nežádoucí kmity v systému.

Pro splnění požadavku ze zadání jsem si vybral speciální integrovaný operační zesilovač THS3201 od firmy Texas Instruments (viz. příloha 5). Je to širokopásmový zesilovač s proudovou zpětnou vazbou, který je navržený tak, aby dokázal zesilovat velmi malé signály. Pro dosažení maximálního výkonu a stability je jeho proudová zpětná vazba vysoce závislá na zpětnovazebním rezistoru R_F . Na obr.7 [6] je znázorněno základní zapojení neinvertujícího zesilovače THS3201 s proudovou zpětnou vazbou.



Obr.7. Základní zapojení neinvertujícího širokopásmového zesilovače THS3201

Vstupní signál je připojen na neinvertující vstup zesilovače THS3201. Rezistor R_1 udává velikost vstupní impedance zesilovače pro optimální přizpůsobení ke zdroji signálu U_I s vnitřním odporem R_I . Hodnota odporu rezistoru R_1 by měla být shodná s hodnotou vnitřního odporu zdroje R_I . Podobně i na výstupu zesilovače. Rezistor R_2 napomáhá přizpůsobení zátěže a dále plní funkci ochranného rezistoru při nežádaném zkratu výstupu operačního zesilovače, kdy by mohlo dojít k jeho zničení. Přizpůsobení je nutné, aby nedocházelo ke ztrátám jak na vstupu zesilovače tak i na jeho výstupu.

Napěťový přenos K_U neinvertujícího zapojení je v ideálním případě ($A = \infty$) [7]

$$K_U = 1 + \frac{R_F}{R_G}, \quad (4)$$

pro reálný operační zesilovač (s konečnou hodnotou A) je [7]

$$K_U = \frac{A (R_F + R_G)}{R_G (A + 1) + R_F}, \quad (5)$$

vstupní impedance Z_{in} je v tomto případě [7]

$$Z_{in} = R_G + \left(\frac{R_F}{1 + A} \parallel R_d \right), \quad (6)$$

výstupní impedance Z_{out} je [7]

$$Z_{out} = R_0 \frac{1}{1 + \beta A}, \quad (7)$$

kde R_F je zpětnovazební rezistor, R_G je rezistor zapojený mezi zemí a invertujícím vstupem operačního zesilovače (viz obr.7), R_d je vstupní diferenční odpor, A je napěťové zesílení bez zpětné vazby a β je přenos zpětnovazebního obvodu, který je [4]

$$\beta = \frac{R_G}{R_G + R_F}. \quad (8)$$

Na obr.8 [6] je zapojení invertujícího zesilovače. V tomto případě je vstupní signál připojen na invertující vstup včetně rezistoru R_1 , který ovlivňuje celkovou vstupní impedanci zesilovače Z_{in} , která je pak rovna [7]

$$Z_{in} = R_d (1 + \beta A), \quad (9)$$

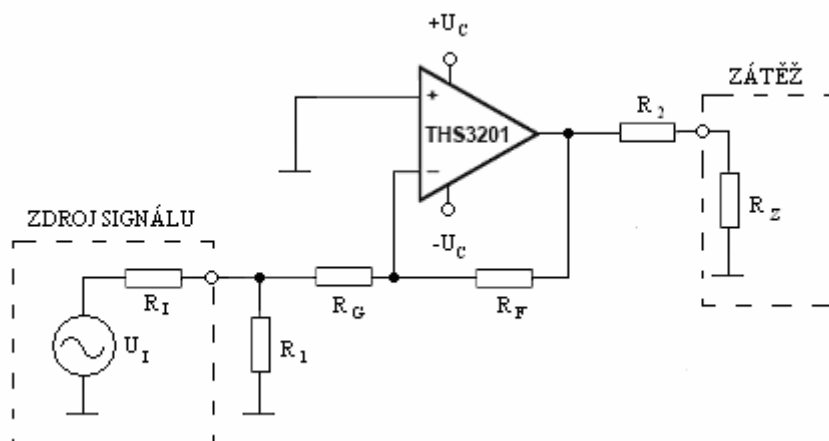
Napěťový přenos K_U invertujícího zesilovače je v ideálním případě ($A = \infty$) [7]

$$K_U = -\frac{R_F}{R_G}, \quad (10)$$

ovšem ve skutečnosti pro reálný operační zesilovač (s konečnou hodnotou A) je napěťový přenos K_U [7]

$$K_U = \frac{-AR_F}{R_G(A+1) + R_F}, \quad (11)$$

kde R_F je zpětnovazební rezistor, R_G je sériový rezistor připojený ke zdroji signálu a invertující vstup operačního zesilovače (viz obr.8), R_d je vstupní diferenční odpor, A je napět'ové zesílení bez zpětné vazby a β je přenos zpětnovazebního obvodu viz. (8).



Obr.8. Základní zapojení invertujícího širokopásmového zesilovače THS3201

Výstupní impedance Z_{out} je v tomto případě shodná se vzhledem (7) a šířka pásma B pro neinvertující i invertující zapojení je pak [4]

$$B = \beta \cdot f_T, \quad (12)$$

kde β je přenos zpětnovazebního obvodu a f_T je tranzitní kmitočet operačního zesilovače.

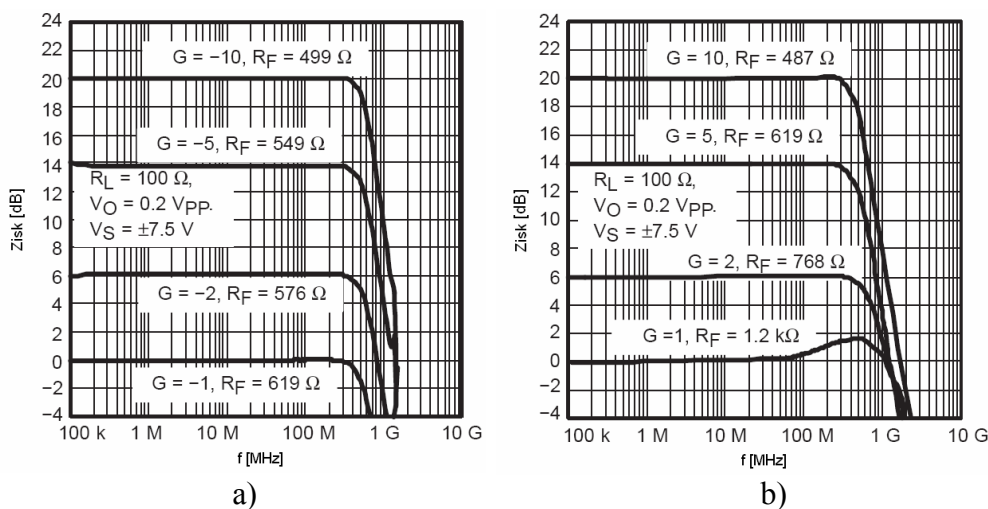
Ovšem je nutno poznamenat, že jestliže pracujeme na vysokých kmitočtech, proto má ve skutečnosti každý rezistor parazitní kapacitu a indukčnost. Proto by se ve vztazích měla použít obecně impedance použitého rezistoru, což by vedlo k velice složitým výpočtům. Ovšem při použití co nejkratších přívodů a miniaturních součástek a především zpětnovazebních rezistorů R_F a R_G je možné použít pro přibližný výpočet zmíněné vztahy.

Tab.1 [6] udává hodnoty rezistorů R_F a R_G doporučené výrobcem. Při dodržení těchto hodnot by mělo být dosaženo požadovaného zesílení, maximálního výkonu a stability. Požadavkům zadání odpovídají hodnoty se zesílením 10 (tj. 20 dB) respektive -10 (-20 dB) v neinvertujícím respektive v invertujícím zapojení. K různým poměrům rezistorů R_F a R_G také přispívá hodnota napájecího napětí, které by mělo být symetrické. Obr.9 [6] znázorňuje průběhy jednotlivých zesílení v závislosti na kmitočtu.

Tab.1. Doporučené hodnoty rezistorů R_G a R_F pro optimální frekvenční přenos a maximální stabilitu

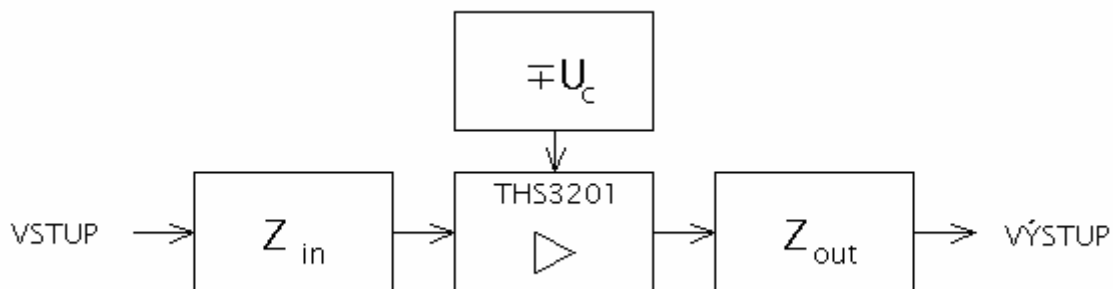
THS3201			
Zesílení	Napájecí napětí	R_G	R_F
[V/V]	[V]	[Ω]	[Ω]
1	$\pm 7,5$	-	1200
	± 5	-	1200
2	$\pm 7,5$	768	768
	± 5	715	715
5	$\pm 7,5$	154,9	619
	± 5	143	576
10	$\pm 7,5$	54,9	487
	± 5	51,1	464
-1	$\pm 7,5$	619	619
	± 5	576	576
-2	$\pm 7,5$ a ± 5	287	576
-5	$\pm 7,5$ a ± 5	110	549
-10	$\pm 7,5$ a ± 5	49,9	499

(hodnoty zesílení se záporným znaménkem platí pro invertující zapojení)



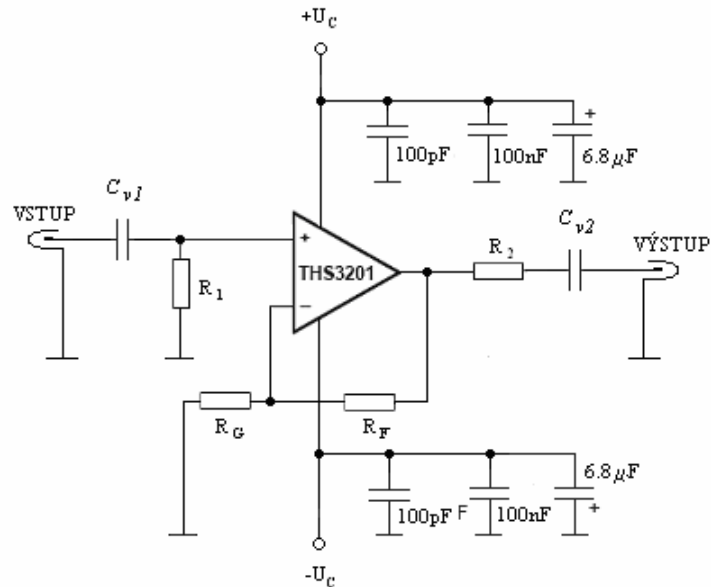
Obr.9. Amplitudově kmitočtové charakteristiky zesilovače THS3201 při napájecím napětí $\pm 7,5$ V a různých hodnotách zpětnovazebního odporu R_F a) v invertující zapojení, b) v neinvertující zapojení

Blokové schéma obvodového zapojení je znázorněno na obr.10. První blok znázorňuje vstupní impedanci zesilovače Z_{in} , kterou ovlivňuje rezistor R_1 . Následuje blok, který představuje vlastní operační zesilovač THS3201 včetně zpětné vazby a korekcí. Třetí blok znázorňuje naopak výstupní impedanci Z_{out} , kterou ovlivňuje rezistor R_2 . Výstupní impedance by měla být blízká 50Ω z důvodu přizpůsobení zesilovače k čítači. Blok $\pm U_C$ představuje napájení operačního zesilovače. Tento operační zesilovač potřebuje napájecí napětí obou polarit nejlépe $\pm 7,5 \text{ V}$, avšak v čítači se nachází pouze stabilizovaná napětí $6,3 \text{ V}$ a 9 V . Proto je nutné do obvodu zařadit ještě DC / DC měnič, který z kladného napětí dělá napětí záporné.



Obr.10. Blokové schéma širokopásmového zesilovače s obvodem THS3201

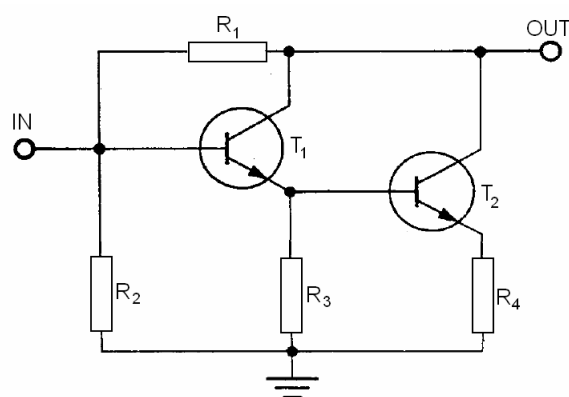
Signál, který potřebujeme zesílit, je přiveden na zesílený vstup A čítače LCK-1. Tento signál prochází přes vazební kondenzátor C_{V1} a dále do operačního zesilovače THS3201, kde je zesílen a postupuje přes vazební kondenzátor C_{V2} na výstup. Rezistory R_F a R_G , které jsou zapojeny ve zpětné vazbě, zajišťují stabilitu a jejich poměr určuje celkové zesílení zesilovače. Rezistor R_1 napomáhá impedančnímu přizpůsobení zesilovače na jeho vstupu a jeho hodnota by pak měla být rovna požadované vstupní impedanci. Naopak rezistor R_2 napomáhá k impedančnímu přizpůsobení na výstupu zesilovače. Kondenzátory, které jsou připojeny k napájecímu napětí slouží k odstranění případného zvlnění a šumu. Tyto kondenzátory se připojují co nejbližší k operačnímu zesilovači. Na obr.11 [6] je znázorněno možné zapojení zesilovače THS3201.



Obr.11. Zapojení zesilovače THS3201

2.3 Monolitické zesilovače

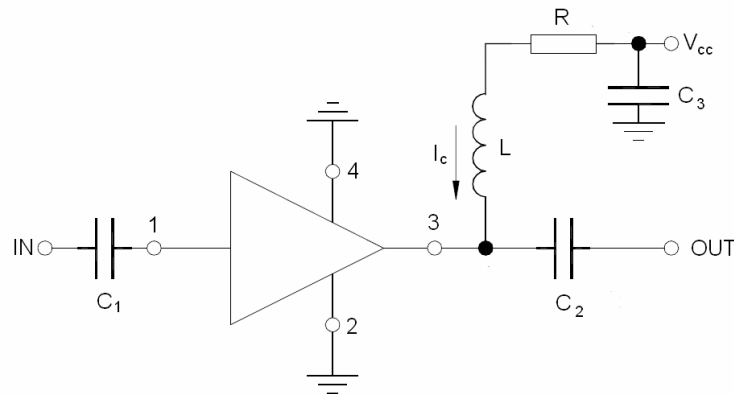
Monolitické zesilovače jsou zesilovače tvořené diskrétními prvky, které jsou zalité do jednoho společného pouzdra. Vnitřní zapojení těchto zesilovačů je většinou v Darlingtonově zapojení jako je znázorněno na obr.12 [10]. Vhodným monolitickým zesilovačem pro čítač LCK-1 by byl zesilovač ERA-3 od firmy Mini-Circuits. Je to zesilovač v pouzdře, které vypadá jako diskrétní tranzistor. Vyniká svou šířkou přenášeného pásma (několik GHz) a zesílení se pohybuje okolo 22 dB.



Obr.12. Vnitřní zapojení zesilovače ERA-3

Základní zapojení zesilovače s monolitickým zesilovačem ERA-3 je znázorněno na obr.13 [10]. Je to velice jednoduché zapojení, které nevyžaduje veliké nároky. Blokovací kondenzátory C_1 a C_2 jsou v obvodu zapojeny pro oddělení stejnosměrné složky na vývodech

1 a 3. Vývody číslo 2 a 4 jsou uzemněny pro minimalizaci parazitní impedance a dosažení maximálního výkonu.



Obr.13. Základní zapojení zesilovače s obvodem ERA-3

Hodnota proudu I_c ze zdroje V_{CC} je dán vztahem [10]

$$I = \frac{(V_{CC} - V_d)}{R}, \quad (13)$$

kde V_{CC} je napájecí napětí, V_d je napětí na vývodu číslo 3 a R je rezistor, jehož hodnota je doporučena výrobcem. Napájecímu napětí 8 V, které je k dispozici v čítači LCK-1, odpovídá hodnota odporu rezistoru $R = 133 \Omega$. Tlumivka L zapojená do série s rezistorem R zabraňuje náhlému poklesu proudu a tudíž i celkového zesílení. Její hodnota by měla být taková, aby její impedance Z_L na nejnižším pracovním kmitočtu f byla přinejmenším 500Ω (asi 10x hodnota impedance zátěže) tj. [10]

$$L = \frac{Z_L}{\omega} = \frac{Z_L}{2\pi f} = \frac{500}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6} = 1,59 \mu\text{H}. \quad (14)$$

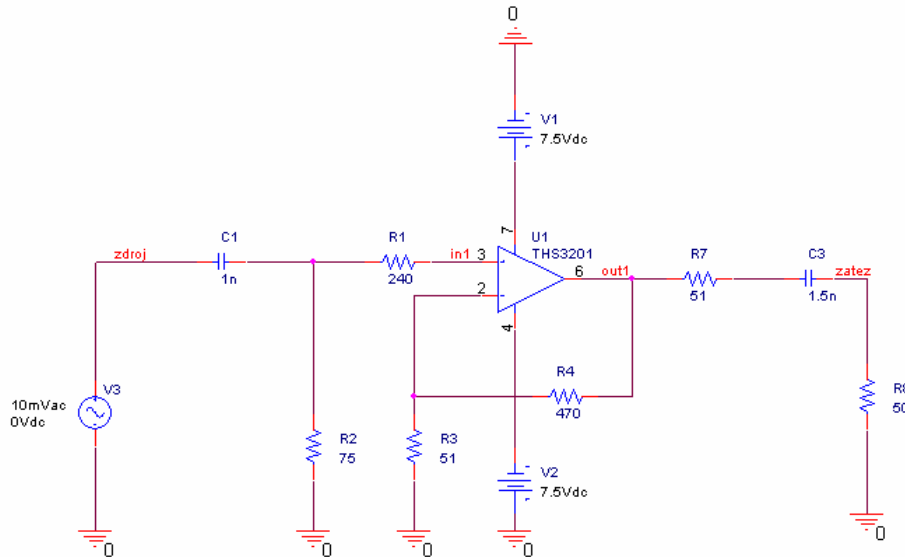
Vstupní i výstupní impedance tohoto zesilovače je daná a je rovna 50Ω .

3 Simulace zesilovače THS3201 v programu PSpice

Jako vybraná varianta pro realizaci byla zvolena metoda pomocí širokopásmového zesilovače THS3201.

3.1 Jednostupňová varianta

Návrh jednostupňového zesilovače je znázorněn na obr.14, kde je zesilovač THS3201 zapojen v neinvertujícím zapojení. Toto zapojení bylo vybráno jako vhodnější z důvodu velkého vstupního odporu.



Obr.14. PSpice model jednostupňového zesilovače s obvodem THS3201

Výsledný přenos zesilovače K_U znázorněného na obr.14 je podle vztahu (4) rovno:

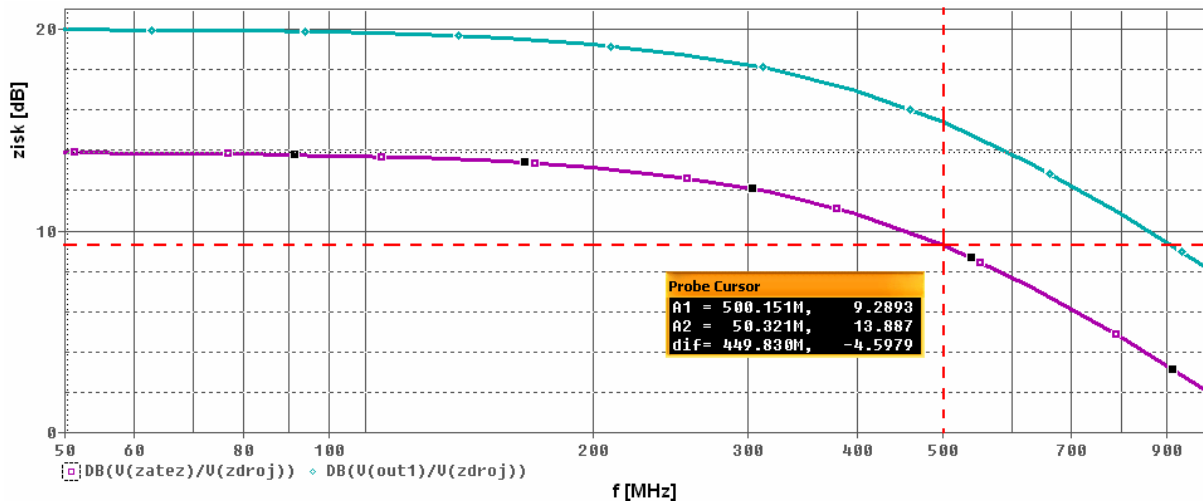
$$K_U = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{470}{51} = 10,216,$$

což odpovídá hodnotě v decibelech [9]

$$K_{UdB} = 20 \log K_U = 20 \log 10,216 = 20,186 \text{ dB.} \quad (15)$$

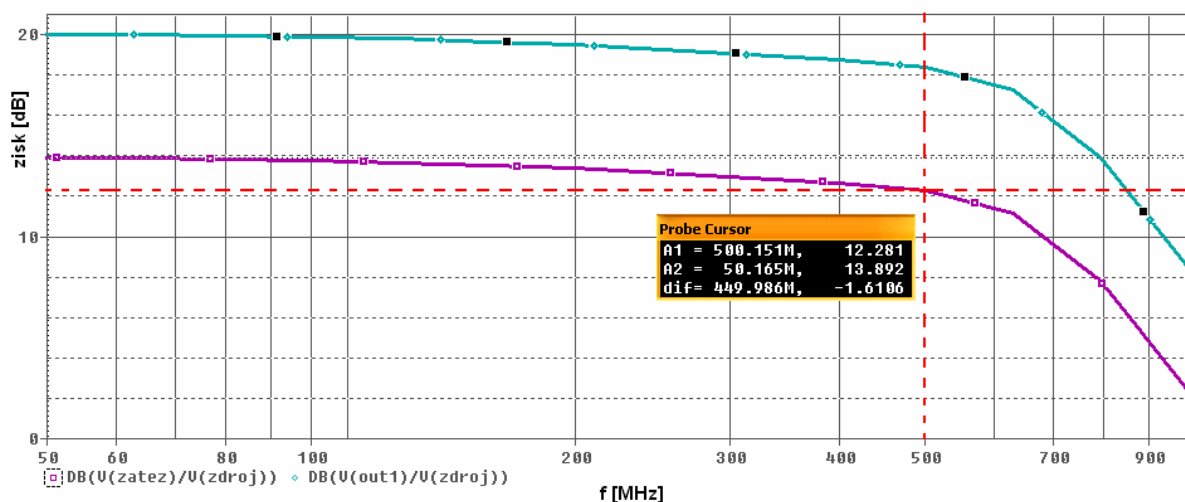
Výsledný průběh amplitudově kmitočtové charakteristiky tohoto zapojení bez rezistoru R_1 (nahrazeno zkratem) je znázorněn na obr.15. Modrý průběh je snímán ihned za operačním zesilovačem (na obr.14 výstupní uzel out1), jehož hodnota na kmitočtu 50 MHz je 20 dB . Jelikož je na výstupu zesilovače zařazen ochranný sériový rezistor $R_7 = 51 \Omega$, je pak výsledný průběh amplitudové frekvenční charakteristiky jen 13,89 dB na kmitočtu 50 MHz a je znázorněn fialově na obr.15.

Ovšem z průběhu na obr.15 je vidět, že amplitudová frekvenční charakteristika klesá se strmostí 20 db/dek. Pokles zesílení na horním mezním kmitočtu, tj. na 500 MHz je 4,6 dB.



Obr.15. Průběh simulace amplitudově kmitočtové charakteristiky jednostupňového zesilovače THS3201 bez předřadného rezistoru R_1

Experimentálně bylo zjištěno, že při připojení sériového rezistoru R_1 (obr.14) na neinvertující vstup zesilovače THS3201, dojde k pozdějšímu poklesu amplitudově kmitočtové charakteristiky na vyšších kmitočtech, tj. v okolí 500 MHz. Na obr.16 jsou zobrazeny průběhy s předřadným rezistorem R_1 . Průběhy jsou snímány na stejných místech jako předchozí průběhy na obr.15. Při srovnání obr.15 a obr.16 je vliv rezistoru R_1 zřejmý. Kurzory na obou obrázcích ukazují pokles zesílení na kmitočtu 500 MHz na výstupu zesilovače (na obr.14 výstupní uzel zatez). Bez předřadného rezistoru R_1 je tento pokles 4,6 dB a s rezistorem R_1 je pokles menší a to jen 1,61dB.

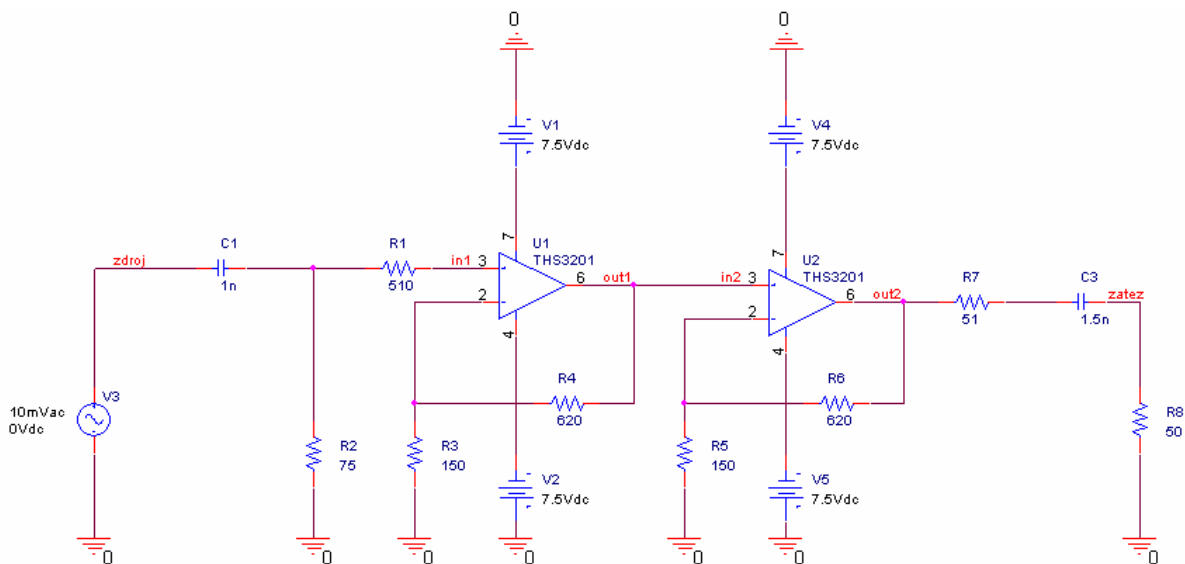


Obr.16. Průběh simulace amplitudově kmitočtové charakteristiky jednostupňového zesilovače THS3201 s předřadným rezistorem R_1

Pokles amplitudově kmitočtové charakteristiky zesilovače z obr.14 je v okolí horního mezního kmitočtu 500 MHz mírnější (asi jen 2 dB/dek). Celkové zesílení je však stále malé viz. fialový průběh na obr.16. Zesílení zesilovače na 500 MHz je v tomto případě rovno jen 12,28 dB.

3.2 Dvoustupňová varianta

Z důvodu malého zesílení jednostupňového zesilovače s operačním zesilovačem THS3201 je zde zařazen druhý operační zesilovač THS3201. Návrh dvoustupňového zesilovače je znázorněn na obr.17. Zesílení jednotlivých stupňů je menší (přibližně poloviční), než v předchozím případě, což také přispívá k tomu, že amplitudově kmitočtová charakteristika začne klesat později, tj. v okolí horního mezního kmitočtu 500 MHz .



Obr.17. PSpice model dvoustupňového zesilovače s obvodem THS3201

Výsledný přenos K_U dvoustupňového zesilovače znázorněného na obr.17 je pak roven násobku zesílení jednotlivých stupňů [9]:

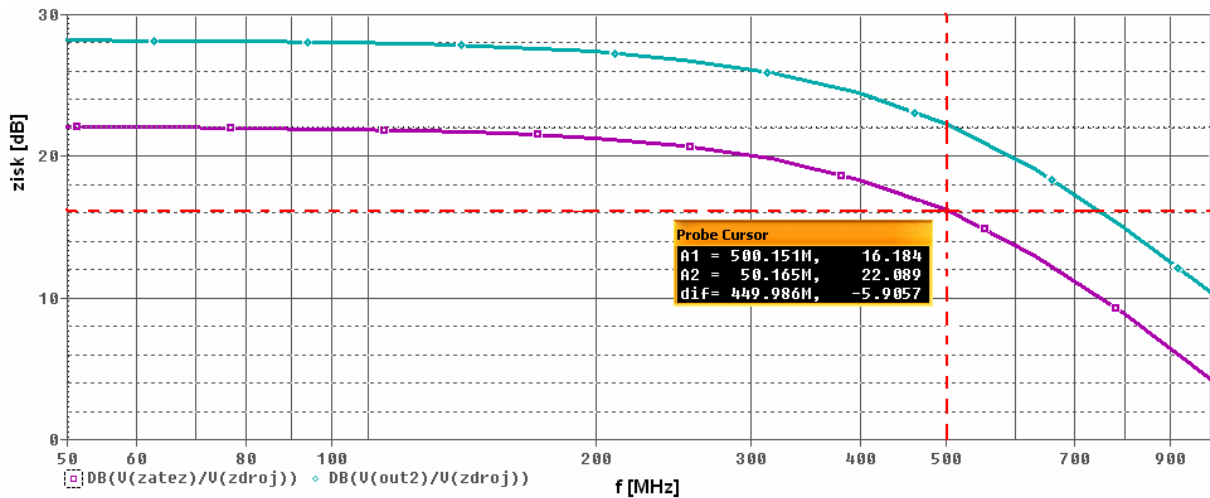
$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) = \left(1 + \frac{620}{150}\right) \cdot \left(1 + \frac{620}{150}\right) = 26,351. \quad (16)$$

Podle (15) je výsledný napěťový přenos vyjádřený v dB K_{UdB}

$$K_{UdB} = 20 \log K_U = 20 \log 26,351 = 28,416 \text{ dB.}$$

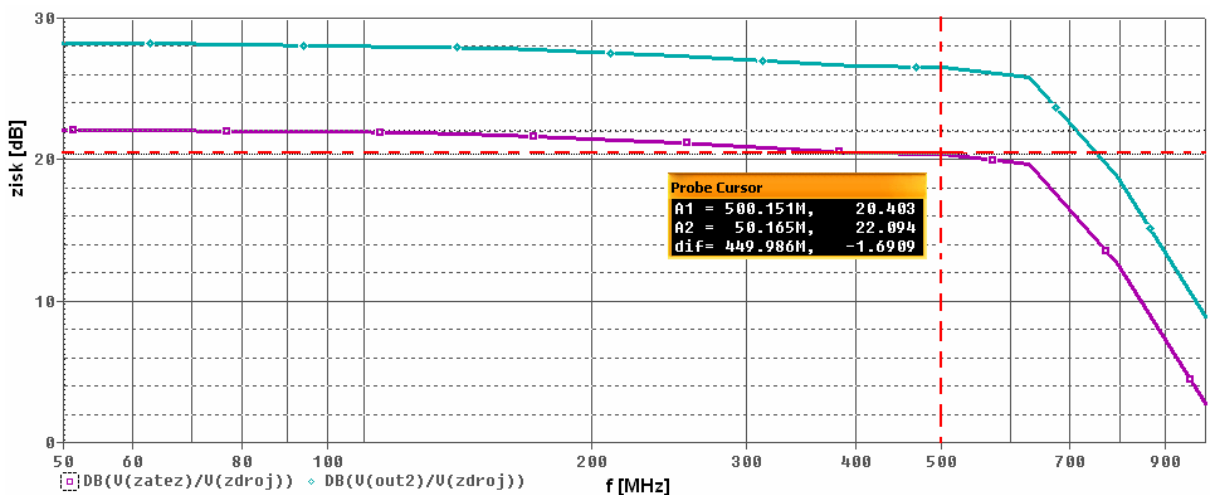
Výsledná amplitudově kmitočtová charakteristika dvoustupňové varianty bez předřadného rezistoru R_1 (nahrazeno zkratem) je znázorněna na obr.18, kde je vidět , že k poklesu

dochází později se strmostí 20 dB/dek, ale především zesílení zesilovače za ochranným rezistorem je mnohem větší, než tomu bylo u jednostupňové varianty (fialový průběh na obr.18).



Obr.18 Průběh simulace amplitudově kmitočtové charakteristiky dvoustupňového zesilovače bez předřadného rezistoru R_1

Zisk dvoustupňové varianty na 50 MHz je vyhovující, ale pokles na horním mezním kmitočtu 500 MHz je 5,9 dB. Z tohoto důvodu je do obvodu zařazen rezistor $R_1 = 510 \Omega$, který klesající tendenci posune směrem k vyšším kmitočtům. Na obr.19 je znázorněn průběh amplitudově kmitočtové charakteristiky dvoustupňového zesilovače včetně předřadného rezistoru $R_1 = 510 \Omega$.



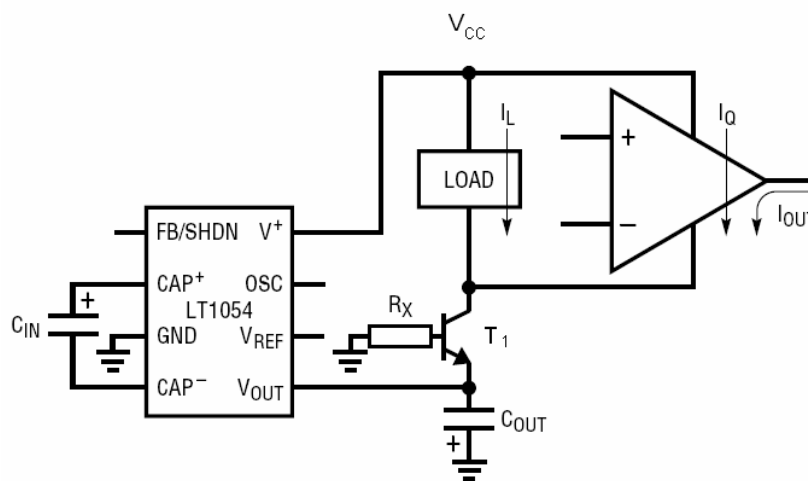
Obr.19 Průběh simulace amplitudově kmitočtové charakteristiky dvoustupňového zesilovače s předřadným rezistorem R_1

Z průběhu na obr.19 je zřejmé, že na horním mezním kmitočtu 500 MHz dochází k poklesu amplitudové frekvenční charakteristiky o 1,69 dB (fialový průběh), což splňuje požadavky zadání.

4 Realizace a výsledky zvolené varianty

Celkové zapojení zesilovače včetně impedančního přizpůsobení a řešení symetrického napájení je znázorněno v příloze 1. Výsledky simulace ukázaly, že je vhodnější použít dvoustupňovou variantu zesilovače THS3201, aby byly splněny požadavky zadání.

Zesilovač je schopen pracovat při symetrickém napájecím napětí od $\pm 3,3$ V do $\pm 7,5$ V, proto je v obvodu zařazen obvod LT1054. Je to nábojová pumpa, která vytváří záporné napětí. Vybrané listy z katalogu LT1054 jsou zařazeny v příloze 6. Je-li zátěž připojena od napájecího napětí V_{CC} k výstupnímu zápornému napětí V_{OUT} je doporučeno výrobcem zařadit do obvodu tranzistor jako je znázorněno na obr.20 [10].



Obr.20. Zařazení tranzistoru do obvodu napájení s LT1054

Tranzistor T_1 je použit NPN typ 2N2222 a hodnota rezistoru R_X je dána vztahem [10]

$$R_X \leq \frac{|V_{OUT}| \beta}{I_{OUT}} \leq \frac{|-7,5| 200}{0,06} \leq 25 \text{ k}\Omega, \quad (17)$$

kde β je proudový zesilovací činitel tranzistoru T_1 , I_{OUT} je proud dodávaný obvodem LT1054 do zátěže (v tomto případě zátěž tvoří operační zesilovač THS3201) a V_{OUT} je záporné napětí vytvořené obvodem LT1054. Pro otevření tranzistoru T_1 byla měřením

hodnota rezistoru R_X snížena na 2 k Ω . Kondenzátory C_{IN} a C_{OUT} z obr.20 jsou shodné. Jejich hodnota doporučená výrobcem je 100 μ F.

Vzhledem k použití zesilovače pro čítač, který je využíván v laboratoři televizní techniky je vhodné, aby vstupní impedance zesilovače byla rovna 75 Ω . Tomu odpovídá hodnota rezistoru R_2 v celkovém zapojení z přílohy 1 $R_2 = 75 \Omega$.

Blokovací kondenzátory C_1 a C_2 jsou zvoleny standardní keramické. Jejich hodnota pro odstranění stejnosměrné složky je vhodná zvolit přibližně 1 nF. Na nízkých kmitočtech je pak lomový kmitočet f_d dán vztahem [8]

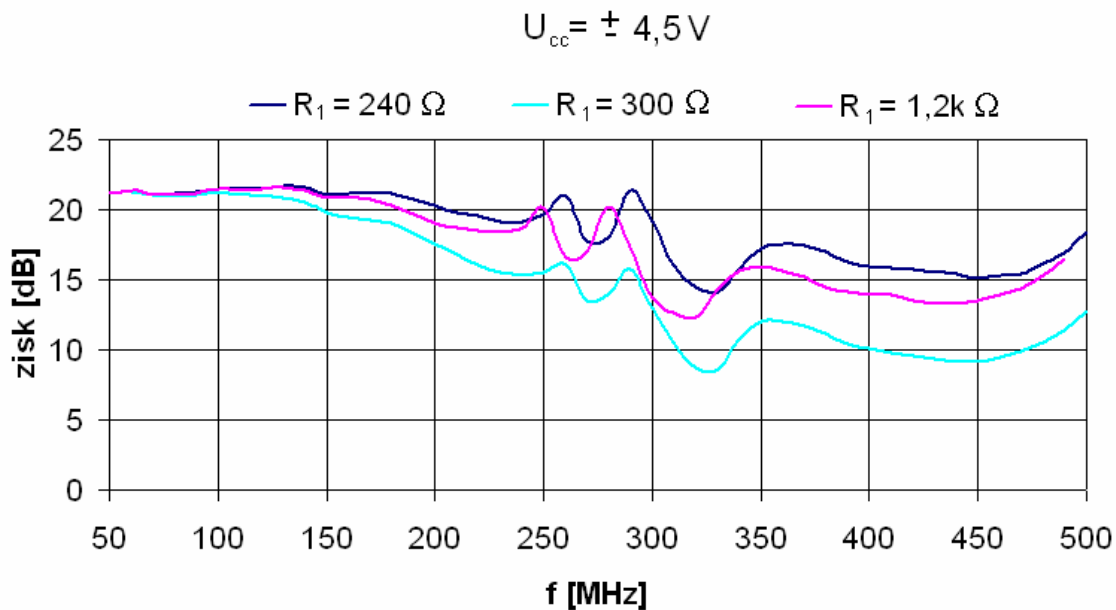
$$f_d = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 75 \cdot 10^{-9}} = 2,122 \text{ MHz}. \quad (18)$$

Na vysokých kmitočtech je lomový kmitočet f_h dán použitým zesilovačem.

Celkový předpokládaný zisk je dán rezistory R_3 , R_4 , R_5 a R_6 . Za dodržení podmínek, které byly již dříve zmíněny (co nejkratší přívody a použití SMD součástek – minimalizování parazitních jevů) lze považovat tento zisk za přibližně shodný podle (16) tj. 26,351. V decibelech je tato hodnota $20 \log 26,351 = 28,416 \text{ dB}$. Hodnota zesílení je záměrně zvolena vyšší než v zadání, jelikož se dá předpokládat určitý pokles výsledného zesílení. Hodnoty filtračních kondenzátorů symetrického napájecího napětí zesilovačů jsou doporučeny výrobcem.

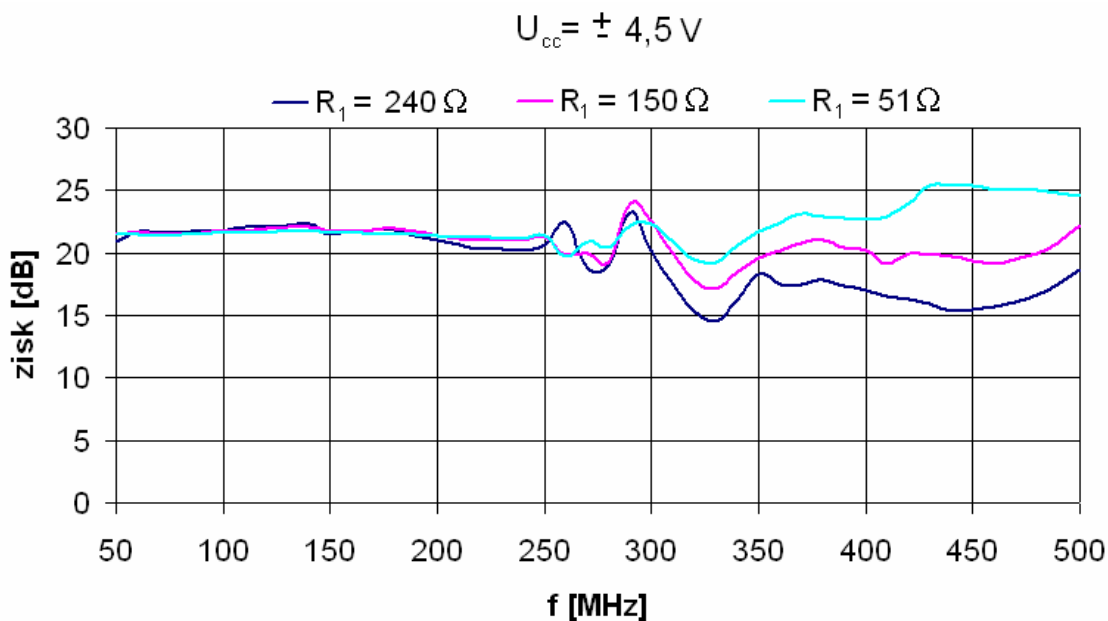
Vzhledem k simulaci, kde měla na výsledný přenos vliv velikost rezistoru R_1 , jsou výsledné amplitudově kmitočtové charakteristiky měřeny pro různé hodnoty rezistoru R_1 .

Měřením bylo zjištěno, že zesilovač při napájecím napětí $\pm 7,5 \text{ V}$ samovolně kmitá. Tyto kmity zmizí pouze při snížení napájecího napětí pod 5 V. Na obr.21 jsou zobrazeny amplitudově kmitočtové charakteristiky pro 3 různé hodnoty rezistoru R_1 při napájecím napětí $\pm 4,5 \text{ V}$ a bez zatížení.



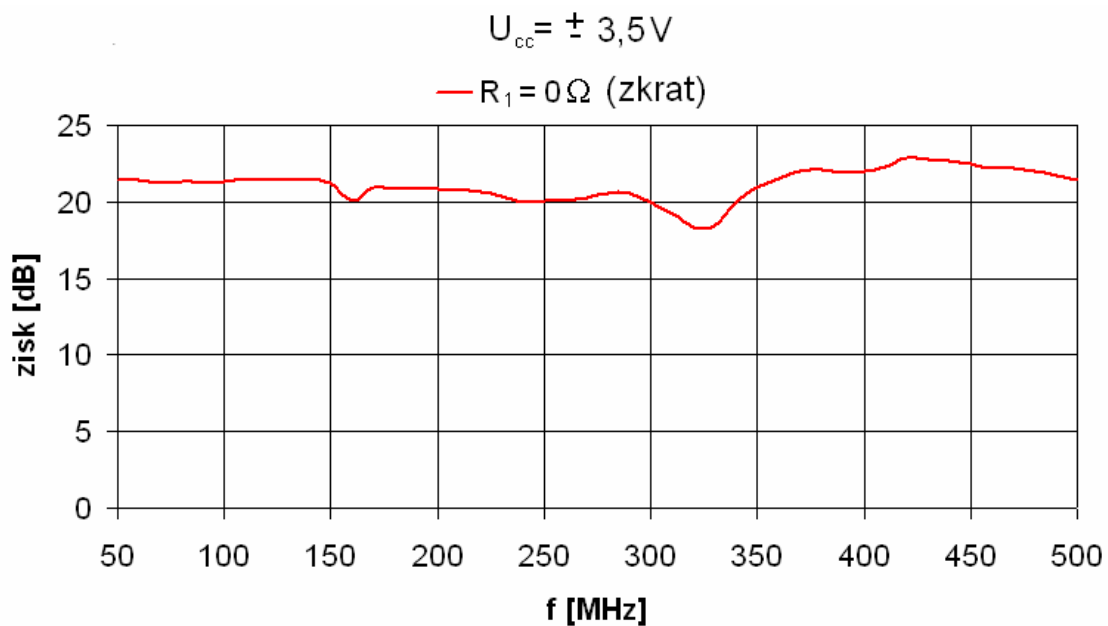
Obr.21. Naměřené amplitudově kmitočtové charakteristiky pro 3 různé hodnoty rezistoru R_1 při napájecím napětí $\pm 4,5 \text{ V}$ bez připojené zátěže na výstupu zesilovače

Na obr.21 je vidět, že nejlepší průběh amplitudově kmitočtové charakteristiky je při nejnižší hodnotě rezistoru R_1 . Proto byly naměřeny další průběhy s nižší hodnotou rezistoru R_1 s připojenou zátěží na výstupu zesilovače (20 dB útlumový článek). Tyto hodnoty jsou vyneseny do grafu na obr.22.



Obr.22. Naměřené amplitudově kmitočtové charakteristiky pro 3 různé hodnoty rezistoru R_1 při napájecím napětí $\pm 4,5 \text{ V}$ s připojenou zátěží na výstupu zesilovače

Z obr.22 je vidět, že nejlepšího průběhu je dosaženo s hodnotou $R_1 = 150 \Omega$. Poslední naměřený průběh je vyneseno na obr.23, kde je rezistor R_1 nehrazen zkratem, ovšem napájecí napětí bylo nutné snížit na $\pm 3,5 \text{ V}$, aby nedocházelo k samovolnému kmitání.



Obr.23. Naměřená amplitudově kmitočtová charakteristika při zkratovaném rezistoru R_1 při napájecím napětí $\pm 3,5 \text{ V}$ s připojenou zátěží na výstupu zesilovače

Vzhledem k použití nižšího napájecího napětí jen $\pm 3,5 \text{ V}$, je nutné do celkového zapojení zařadit rezistor R_9 (viz. příloha 1 čárkovaný spoj), který sníží napětí dostupné v čítači z 8 V na požadovaných $3,5 \text{ V}$. Jelikož byla naměřena hodnota napájecího proudu $I = 56 \text{ mA}$, je pak výsledná hodnota předřadného rezistoru R_9

$$R_9 = \frac{U_{cc}}{I} = \frac{8}{0,056} = 142 \Omega .$$

5 Závěr

Úkolem této bakalářské práce bylo navrhnout a realizovat širokopásmový zesilovač pro čítač LCK-1, jehož funkce a parametry jsou zmíněny v úvodu. Byly rozebrány tři možné metody řešení. První metoda pomocí diskretních tranzistorů jako čtyřstupňový širokopásmový zesilovač s rozloženě laděnými obvody. Zde by bylo zapotřebí ladit každý rezonanční obvod samostatně a navíc se ukázalo, že činitelé jakosti jednotlivých stupňů jsou příliš malé. Dále byla rozebrána metoda pomocí operačního zesilovače THS3201, přičemž tato metoda byla zvolena jako nejvhodnější. Poslední metodou bylo řešení pomocí monolitického zesilovače ERA-3.

Dále byla provedena simulace v programu PSpice s obvodem THS3201, v níž bylo zjištěno, že výsledné zapojení zesilovače je vhodnější realizovat jako dvoustupňové s předřadným rezistorem R_1 , který zajistí pokles výsledné amplitudové frekvenční charakteristiky na vyšších kmitočtech.

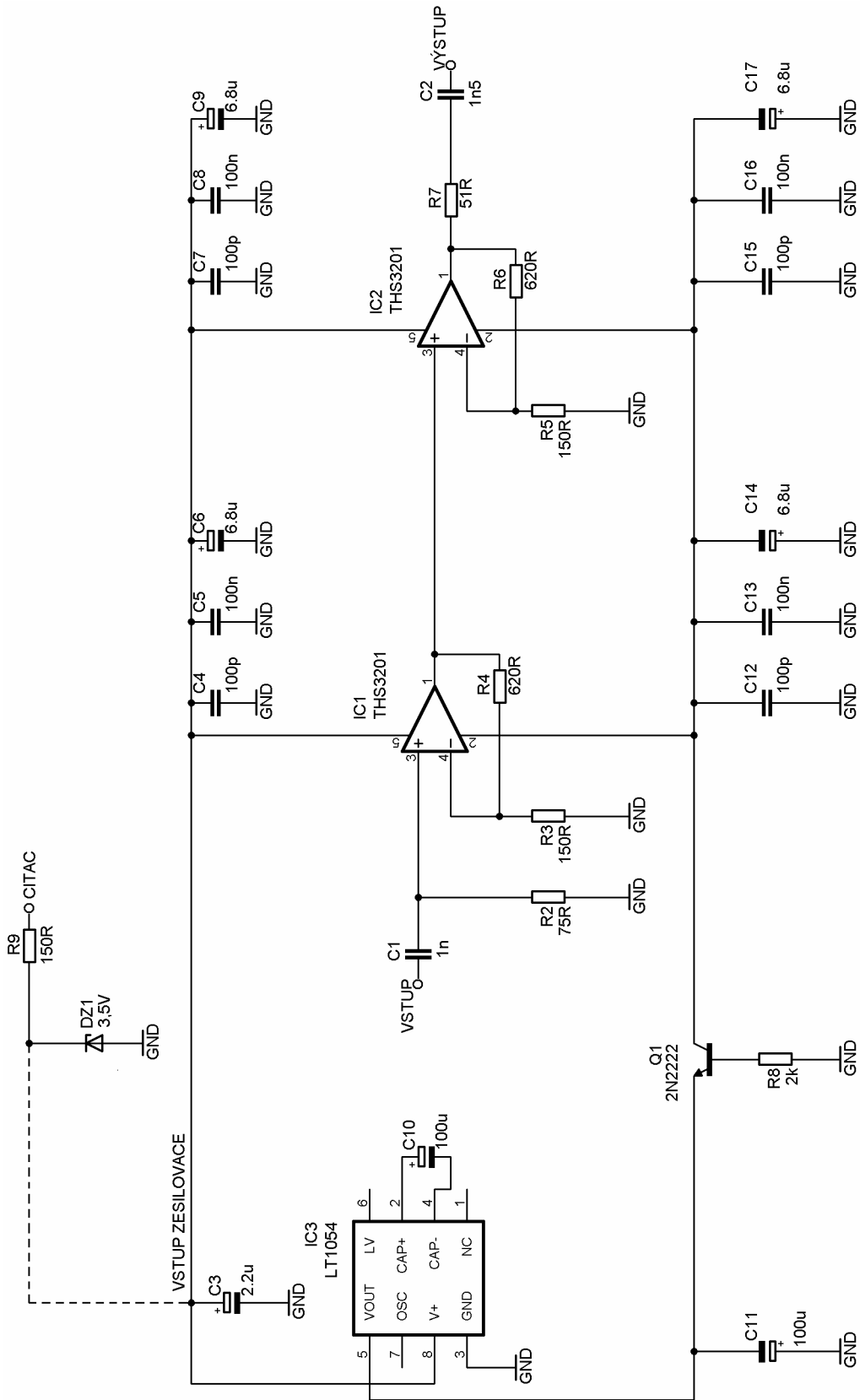
Při realizaci širokopásmového zesilovače pro čítač LCK-1 s obvodem THS3201 se vyskytly požadavky na symetrické napájení. Tento problém byl vyřešen pomocí nábojové pumpy LT1054.

Měřením bylo zjištěno, že zesilovač při napájecím napětí $\pm 7,5$ V samovolně kmitá i bez připojení vstupního signálu. Tyto kmity zmizely při snížení napájecího napětí na $\pm 4,5$ V. Ovšem výsledky měření ukázali opak simulace, kde byl použit předřadný rezistor R_1 . Poslední měření ukázalo, že vhodnější je rezistor R_1 zcela vynechat a nahradit jej zkratem za cenu snížení napájecího napětí jen na $\pm 3,5$ V.

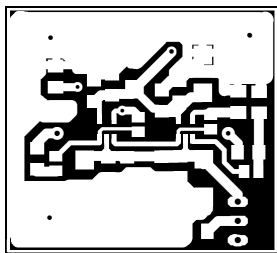
6 Použitá literatura:

- [1] Manuál k čítači LCK 1
- [2] HANUS, S., SVAČINA, J.: Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Přednášky. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005.
- [3] DOBEŠ, J., ŽALUD, V.: Moderní radiotechnika. Praha: BEN – technická literatura, 2006.
- [4] PUNČOCHÁŘ, J.: Operační zesilovače v elektronice, 3. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 1997.
- [5] ŘÍČNÝ, V.: Televizní technika (početní a laboratorní cvičení). Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 1988.
- [6] Datasheet THS3201 firmy Texas Instruments. DatasheetCatalog.com [online]. Dostupný na [www](http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/c/ogiz261yqhsilp1y4jaejlzpawwy.pdf):
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet2/c/ogiz261yqhsilp1y4jaejlzpawwy.pdf>
- [7] DOSTÁL, T.: Analogové elektronické obvody. Elektronický učební text. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.
- [8] JAKUBOVÁ, I., KOVÁŘOVÁ, J.: Analogové elektronické obvody: Laboratorní cvičení. Elektronický učební text. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.
- [9] JAKUBOVÁ, I., KOLKA, Z., KOVÁŘOVÁ, J., PETRŽELA, J.: Elektronické praktikum. Elektronický učební text. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.
- [10] Datasheet LT1054 firmy Mini-Circuits. DatasheetCatalog.com [online]. Dostupný na [www](http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/lineartechnology/1054lfe.pdf): <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/lineartechnology/1054lfe.pdf>

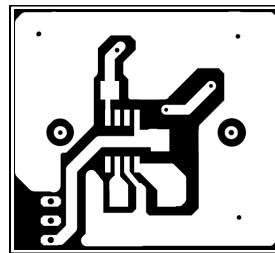
Příloha 1: Schéma širokopásmového zesilovače pro čítač



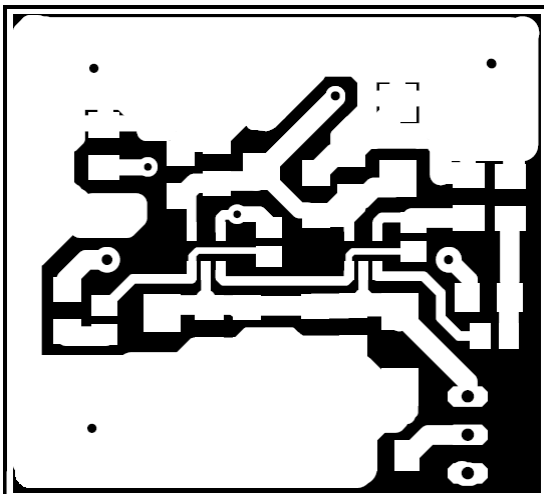
Příloha 2: Podklady pro tvorbu plošného spoje a rozložení součástek



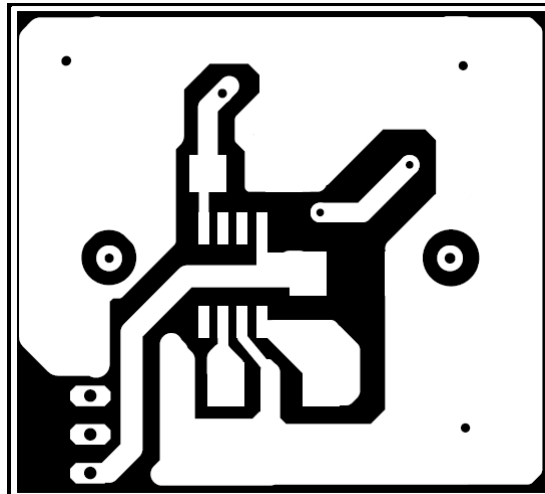
Strana button 100%
PS INVERTED



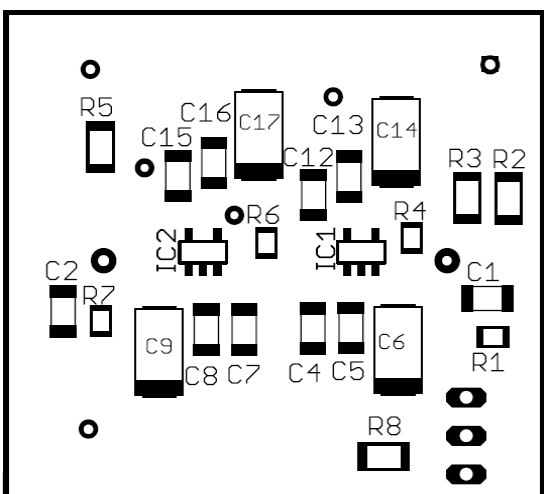
Strana top 100%
PS INVERTED



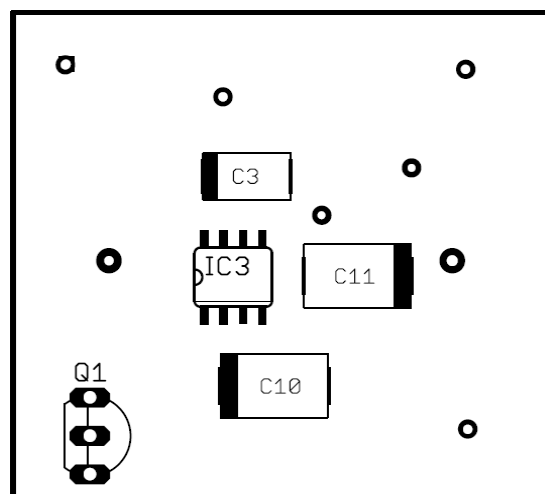
Strana button - PS INVERTED
Zvětšeno na 200%



Strana top - PS INVERTED
Zvětšeno na 200%



Rozložení součástek button
Zvětšeno na 200%



Rozložení součástek top
Zvětšeno na 200%

Příloha 3: Rozpiska součástek

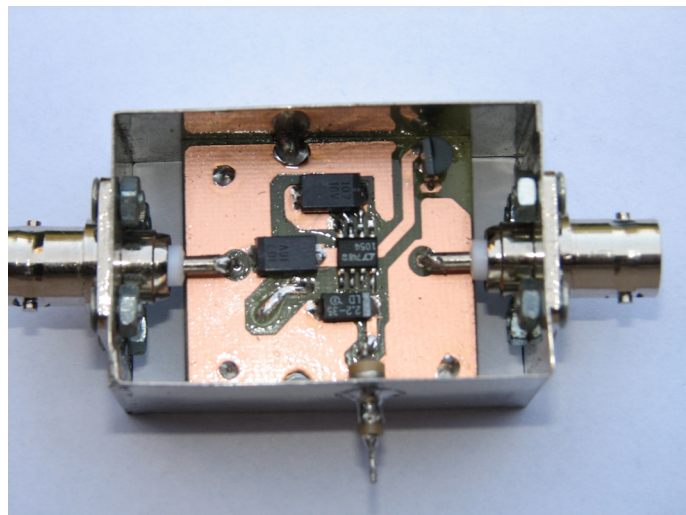
Partlist

Exported from Sirokopasmovy zesilovac pro citac.sch at 05.06.2008 00:31:23

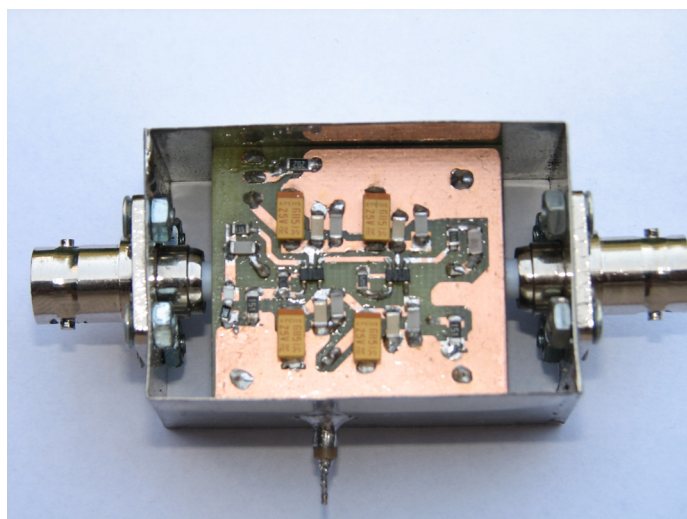
EAGLE Version 4.16r2 Copyright (c) 1988-2006 CadSoft

Part	Value	Device	Package	Library	Sheet
C1	1nF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C2	1.5nF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C3	2.2uF	CPOL-EUSMCC	SMC_C	rcl	1
C4	100pF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C5	100nF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C6	6.8uF	CPOL-EUSMCC	SMC_C	rcl	1
C7	100pF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C8	100nF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C9	6.8uF	CPOL-EUSMCC	SMC_C	rcl	1
C10	100uF	CPOL-EUSMCD	SMC_D	rcl	1
C11	100uF	CPOL-EUSMCD	SMC_D	rcl	1
C12	100pF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C13	100nF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C14	6.8uF	CPOL-EUSMCC	SMC_C	rcl	1
C15	100pF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C16	100nF	C-EUC1206	C1206	rcl	1
C17	6.8uF	POL-EUSMCC	SMC_C	rcl	1
IC1	THS3201	THS3201	SOT23-5	texas	1
IC2	THS3201	THS3201	SOT23-5	texas	1
IC3	LT1054	ICL7660CSA	SO08	maxim	1
Q1	2N2222	2N2222	TO92-EBC	transistor-npn	1
R2	75Ω	R-EU_M1206	M1206	rcl	1
R3	150Ω	R-EU_M1206	M1206	rcl	1
R4	620Ω	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R5	150Ω	R-EU_M1206	M1206	rcl	1
R6	620Ω	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R7	51Ω	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R8	2kΩ	R-EU_M1206	M1206	rcl	1

Příloha 4: Realizovaný zesilovač s obvody THS3201



Strana top – řešení symetrického napájení



Strana buton – vlastní dvoustupňový zesilovač

Příloha 5: Vybrané listy z katalogu THS3201 (2 strany)



THS3201

SLOS416A – JUNE 2003 – REVISED JANUARY 2004

1.8-GHz, LOW DISTORTION, CURRENT FEEDBACK AMPLIFIER

FEATURES

- Unity Gain Bandwidth: 1.8 GHz
- High Slew Rate: 10500 V/ μ s
- Distortion at 100 MHz: ($G = 10$ V/V, $R_L = 100 \Omega$, 2- V_{PP} envelope)
 - IMD_3 : -80 dBc
 - OIP_3 : 41 dBm
- Noise Figure : 11 dB ($G = 10$ V/V, $R_G = 28 \Omega$, $R_F = 255 \Omega$)
- Input Referred Noise ($f > 10$ MHz)
 - Voltage Noise: 1.65 nV/ \sqrt{Hz}
 - Noninverting Current Noise: 13.4 pA/ \sqrt{Hz}
 - Inverting Current Noise: 20 pA/ \sqrt{Hz}
- Output Current: +115/-100 mA
- Power Supply Voltage Range: ± 3.3 V to ± 7.5 V

APPLICATIONS

- Arbitrary Waveform Driver
- High-Resolution, High-Sampling Rate ADC Drivers
- High-Resolution, High-Sampling Rate DAC Output Buffers
- If Amplification for Wireless Communications Applications
- Broadcast Video and HDTV Line Drivers

DESCRIPTION

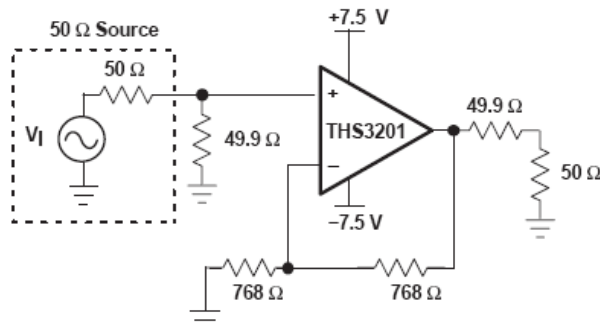
The THS3201 is a wide-band, high-speed current-feedback amplifier, designed to operate over a wide supply range of ± 3.3 V to ± 7.5 V for today's high performance applications.

The wide supply range combined with distortion as low as -74 dBc at 10 MHz, plus an extremely high slew rate of 10500 V/ μ s makes the THS3201 ideally suited for arbitrary waveform driver applications. The distortion performance also enables driving high-resolution and high-sampling rate ADCs. Moreover, the gain of +2 bandwidth of 850 MHz, combined with a 0.1 dB flatness of 380 MHz makes the THS3201 ideal for broadcast video and HDTV applications. The THS3201 also offers excellent performance for IF amplification in wireless communications systems by having IMD_3 performance of -80 dBc, OIP_3 of 41 dBm, and a noise figure of 11 dB, all at 100 MHz with a gain +10 V/V, while driving a 2- V_{PP} envelope into a 100- Ω load.

The THS3201 is offered in a 5-pin SOT-23, 8-pin SOIC, and an 8-pin MSOP with PowerPAD™ packages.

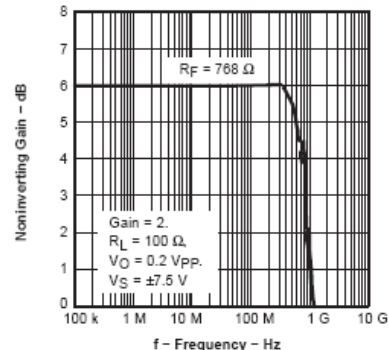
RELATED DEVICES AND DESCRIPTIONS	
THS3202	± 7.5 -V 2-GHz Dual Low Distortion CFB Amplifier
THS3001	± 15 -V 420-MHz Low Distortion CFB Amplifier
THS3061/2	± 15 -V 300-MHz Low Distortion CFB Amplifier
THS3122	± 15 -V Dual CFB Amplifier With 350 mA Drive
THS4271	± 7.5 -V 1.4-GHz Low Distortion VFB Amplifier

Low-Noise, Low-Distortion, Wideband Application Circuit



NOTE: Power supply decoupling capacitors not shown

NONINVERTING SMALL SIGNAL FREQUENCY RESPONSE



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PowerPAD is a trademark of Texas Instruments Incorporated.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2003 – 2004, Texas Instruments Incorporated

THS3201

SLOS416A – JUNE 2003 – REVISED JANUARY 2004

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

over operating free-air temperature range unless otherwise noted⁽¹⁾

	UNIT	
Supply voltage, V_S	16.5 V	
Input voltage, V_I	$\pm V_S$	
Output current, I_O ⁽²⁾	175 mA	
Differential input voltage, V_{ID}	± 3 V	
Continuous power dissipation	See Dissipation Rating Table	
Maximum junction temperature, T_J ⁽³⁾	150°C	
Maximum junction temperature, continuous operation, long term reliability T_J ⁽⁴⁾	125°C	
Operating free-air temperature range, T_A	-40°C to 85°C	
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C	
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	300°C	
ESD ratings:	HBM	3000 V
	CDM	1500 V
	MM	100 V

- Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those specified is not implied.
- The THS3201 may incorporate a PowerPAD™ on the underside of the chip. This acts as a heat sink and must be connected to a thermally dissipative plane for proper power dissipation. Failure to do so may result in exceeding the maximum junction temperature which could permanently damage the device. See TI technical briefs SLMA002 and SLMA004 for more information about utilizing the PowerPAD thermally enhanced package.
- The absolute maximum temperature under any condition is limited by the constraints of the silicon process.
- The maximum junction temperature for continuous operation is limited by package constraints. Operation above this temperature may result in reduced reliability and/or lifetime of the device.

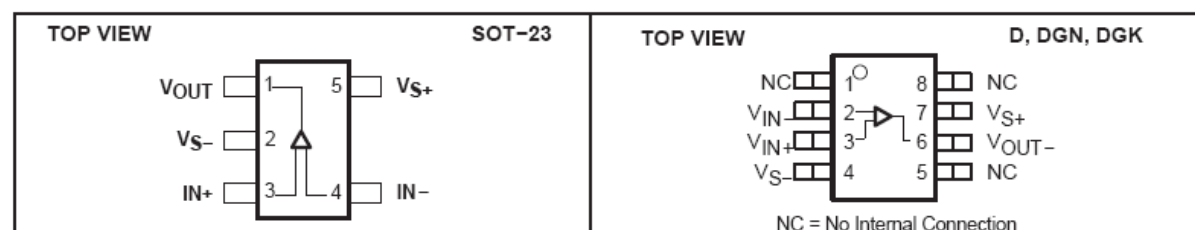
PACKAGE/ORDERING INFORMATION

TEMPERATURE	PACKAGED DEVICES						
	PLASTIC SMALL OUTLINE (D) ⁽¹⁾	SOT-23 ⁽²⁾		PLASTIC MSOP ⁽¹⁾ POWERPAD		PLASTIC MSOP ⁽¹⁾	
		(DBV)	SYM	(DGN)	SYM	(DGK)	SYM
-40°C to 85°C	THS3201D	THS3201DBVT	BEO	THS3201DGN	BEN	THS3201DGK	BGP
	THS3201DR	THS3201DBVR		THS3201DGNR		THS3201DGKR	

⁽¹⁾ Available in tape and reel. The R suffix standard quantity is 2500 (e.g. THS3201DGNR).

⁽²⁾ Available in tape and reel. The R suffix standard quantity is 3000. The T suffix standard quantity is 250 (e.g. THS3201DBVT).

PIN ASSIGNMENTS



NOTE: If a PowerPAD is used, it is electrically isolated from the active circuitry.



This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE DISSIPATION RATINGS

PACKAGE	θ_{JC} (°C/W)	θ_{JA} ⁽¹⁾ (°C/W)	POWER RATING ⁽²⁾ ($T_J = 125^\circ\text{C}$)	
			$T_A \leq 25^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$
DBV (5)	55	255.4	391 mW	156 mW
D (8)	38.3	97.5	1.02 W	410 mW
DGN (8)	4.7	58.4	1.71 W	685 mW
DGK (8 pin)	54.2	260	385 mW	154 mW

⁽¹⁾ This data was taken using the JEDEC standard High-K test PCB.

⁽²⁾ Power rating is determined with a junction temperature of 125°C. This is the point where distortion starts to substantially increase. Thermal management of the final PCB should strive to keep the junction temperature at or below 125°C for best performance and long term reliability.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage	Dual supply	± 3.3	± 7.5	V
	Single supply	6.6	15	
Operating free-air temperature, T_A		-40	85	°C



Switched-Capacitor Voltage Converter with Regulator

FEATURES

- Available in Space Saving SO-8 Package
- Output Current: 100mA
- Low Loss: 1.1V at 100mA
- Operating Range: 3.5V to 15V
- Reference and Error Amplifier for Regulation
- External Shutdown
- External Oscillator Synchronization
- Can Be Paralleled
- Pin Compatible with the LTC[®]1044/LTC7660

APPLICATIONS

- Voltage Inverter
- Voltage Regulator
- Negative Voltage Doubler
- Positive Voltage Doubler

DESCRIPTION

The LT[®]1054 is a monolithic, bipolar, switched-capacitor voltage converter and regulator. The LT1054 provides higher output current than previously available converters with significantly lower voltage losses. An adaptive switch driver scheme optimizes efficiency over a wide range of output currents. Total voltage loss at 100mA output current is typically 1.1V. This holds true over the full supply voltage range of 3.5V to 15V. Quiescent current is typically 2.5mA.

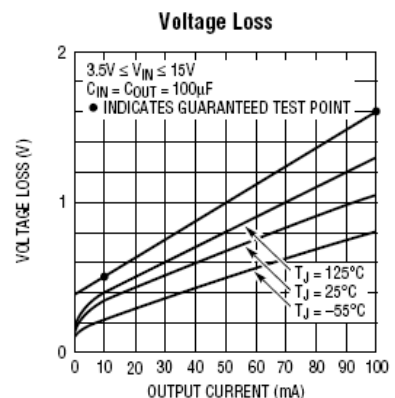
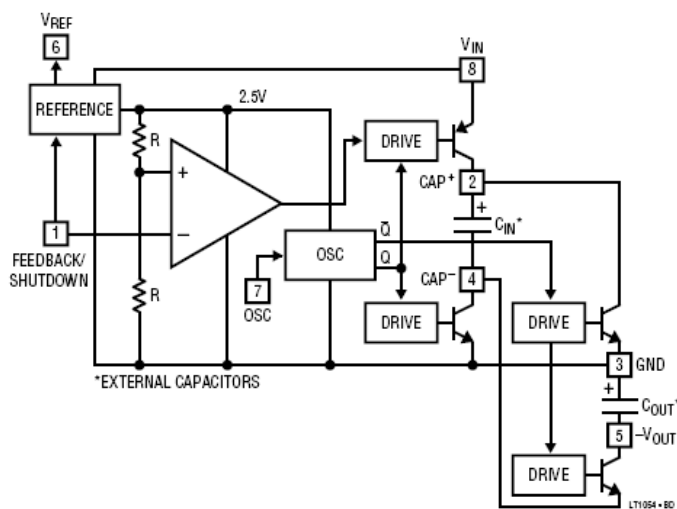
The LT1054 also provides regulation, a feature not previously available in switched-capacitor voltage converters. By adding an external resistive divider a regulated output can be obtained. This output will be regulated against changes in both input voltage and output current. The LT1054 can also be shut down by grounding the feedback pin. Supply current in shutdown is less than 100 μ A.

The internal oscillator of the LT1054 runs at a nominal frequency of 25kHz. The oscillator pin can be used to adjust the switching frequency or to externally synchronize the LT1054.

The LT1054 is pin compatible with previous converters such the LTC1044/LTC7660.

LTC and LT are registered trademarks of Linear Technology Corporation.

BLOCK DIAGRAM



LT1054

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (Note 1).....	16V	Junction Temperature Range (Note 2)	
Input Voltage		LT1054C	125°C
Pin 1	$0V \leq V_{PIN1} \leq V^+$	LT1054I	125°C
Pin 3 (S Package)	$0V \leq V_{PIN3} \leq V^+$	LT1054M	150°C
Pin 7	$0V \leq V_{PIN7} \leq V_{REF}$	Storage Temperature Range	
Pin 13 (S Package)	$0V \leq V_{PIN13} \leq V_{REF}$	H, J8, N8 and S8 Packages	-55°C to 150°C
Operating Temperature Range		S Package	-65°C to 150°C
LT1054C	0°C to 70°C	Lead Temperature (Soldering, 10 sec).....	300°C
LT1054I	-40°C to 85°C		
LT1054M	-55°C to 125°C		

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 6)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Supply Current	$I_{LOAD} = 0mA$ $V_{IN} = 3.5V$ $V_{IN} = 15V$	●	2.5	4.0	mA	
		●	3.0	5.0	mA	
Supply Voltage Range		●	3.5	15	V	
Voltage Loss ($V_{IN} - V_{OUT} $)	$C_{IN} = C_{OUT} = 100\mu F$ Tantalum (Note 3) $I_{OUT} = 10mA$ $I_{OUT} = 100mA$	●	0.35	0.55	V	
		●	1.10	1.60	V	
Output Resistance	$\Delta I_{OUT} = 10mA$ to 100mA (Note 4)	●	10	15	Ω	
Oscillator Frequency	$3.5V \leq V_{IN} \leq 15V$	●	15	25	35	kHz
Reference Voltage	$I_{REF} = 60\mu A$, $T_J = 25^\circ C$	●	2.35	2.50	2.65	V
		●	2.25	2.75		V
Regulated Voltage	$V_{IN} = 7V$, $T_J = 25^\circ C$, $R_L = 500\Omega$ (Note 5)		-4.70	-5.00	-5.20	V
Line Regulation	$7V \leq V_{IN} \leq 12V$, $R_L = 500\Omega$ (Note 5)	●	5	25	mV	
Load Regulation	$V_{IN} = 7V$, $100\Omega \leq R_L \leq 500\Omega$ (Note 5)	●	10	50	mV	
Maximum Switch Current			300		mA	
Supply Current in Shutdown	$V_{PIN1} = 0V$	●	100	200	μA	

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range. For C grade parts these specifications also apply up to a junction temperature of 100°C.

Note 1: The absolute maximum supply voltage rating of 16V is for unregulated circuits. For regulation mode circuits with $V_{OUT} \leq 15V$ at pin 5, (pin 11 S package) this rating may be increased to 20V.

Note 2: The devices are guaranteed by design to be functional up to the absolute maximum junction temperature.

Note 3: For voltage loss tests, the device is connected as a voltage inverter, with pins 1, 6, and 7 (3, 12, and 13 S package) unconnected. The voltage losses may be higher in other configurations.

Note 4: Output resistance is defined as the slope of the curve, (ΔV_{OUT} vs ΔI_{OUT}), for output currents of 10mA to 100mA. This represents the linear portion of the curve. The incremental slope of the curve will be higher at currents < 10mA due to the characteristics of the switch transistors.

Note 5: All regulation specifications are for a device connected as a positive-to-negative converter/regulator with $R1 = 20k$, $R2 = 102.5k$, $C1 = 0.002\mu F$, ($C1 = 0.05\mu F$ S package) $C_{IN} = 10\mu F$ tantalum, $C_{OUT} = 100\mu F$ tantalum.

Note 6: The S8 package uses a different die than the H, J8, N8 and S packages. The S8 device will meet all the existing data sheet parameters. See Regulation and Capacitor Selection in the Applications Information section for differences in application requirements.