

OPERAČNÍ ZESILOVAČE V ANALOGOVÝCH SYSTÉMECH

Josef Punčochář

Katedra elektrotechniky, FEI, VŠB – TU Ostrava
17. listopadu 15, 708 33 Ostrava – Poruba,
josef.puncochar@vsb.cz

Abstrakt:

V textu jsou stručně popsány současné trendy ve vývoji zesilovacích struktur a některé obecné problémy při jejich aplikacích. Přihlíží se k dynamickým vlastnostem při zpracování velkých signálů nebo při změnách pracovního režimu. Vzhledem k rozsahu textu se spíše jedná o poznámky a doplňky k [1, 2, 3].

1. Úvod

Práce navazuje na přednášku „Historický vývoj a perspektivy operačních zesilovačů“ uvedenou na 2. celostátním semináři PERSPEKTIVY ELEKTRONIKY (březen 2001) pořádaném Střední průmyslovou školou elektrotechnickou v Rožnově p. R. při 50. výročí jejího založení. Je stále dostupná na stránkách www.roznovskastredni.cz/konference.php (PEL2001). V rozšířené podobě byla vydána knižně [1]. Navazuje i na [2, 3] a další prameny.

2. Klasický operační zesilovač (OZ)

Anglosaská literatura přiřadila těmto zesilovačům poněkud nevhodně zkratku VFA – Voltage Feedback Amplifier – a to zde jistě nezvratíme. Tyto zesilovače totiž běžně pracují se zpětnou vazbou napěťovou i proudovou.

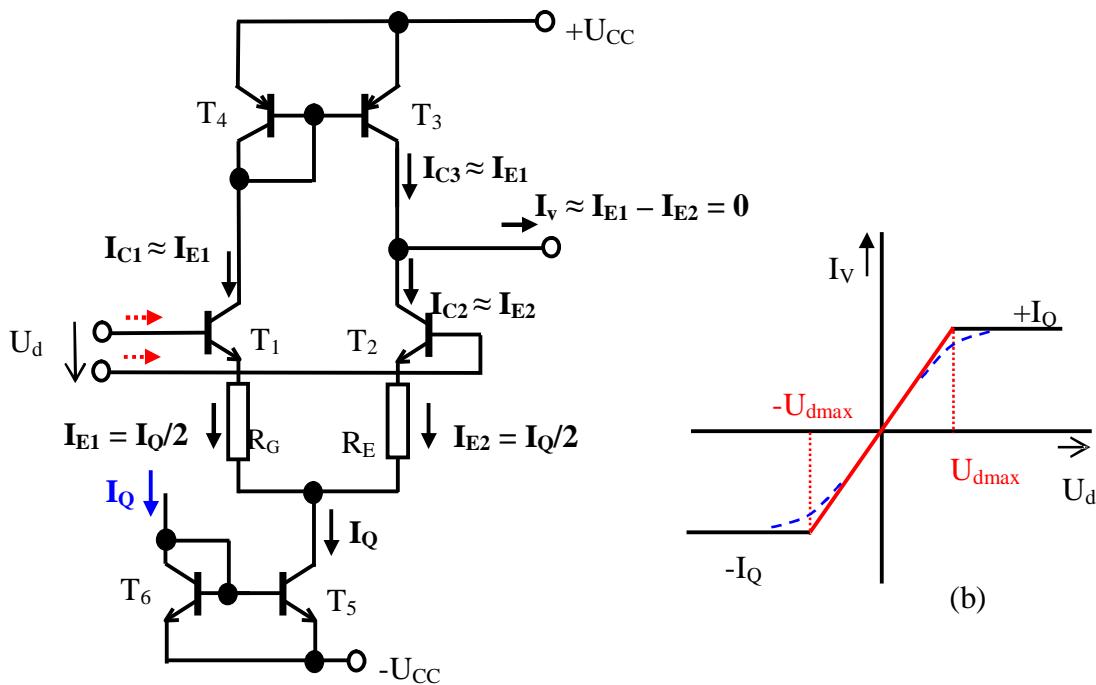
Typické obvodové vlastnosti klasického OZ

- vstupní díl tvoří diferenční zapojení bipolárních (FE) tranzistorů – „emitory“ tranzistorů jsou připojeny na **zdroj proudu - limituje signálové proudy**
- invertující i neinvertující vstup je napěťový (nekonečný vstupní odpor)
- napětí mezi vstupy je vytvářeno zpětnovazebními obvody (bez zpětné vazby jsou vstupní napětí na sobě nezávislá)
- výstup lze modelovat jako zdroj napětí (ideálně nulový výstupní odpor) řízený diferenčním napětím mezi vstupy (chybovým napětím)

Typické zapojení vstupního dílu s bipolárními tranzistory je na obr. 1a. Pro tranzistory FE je situace obdobná. Důsledkem je převodní charakteristika na obr. 1b a **omezená rychlost přeběhu** $r = du_v / dt|_{\max}$, protože maximální dostupný proud pro nabíjení celkové kapacity C_v ve výstupním uzlu (nejčastěji korekční kapacita) je dán hodnotou I_Q . Proto $r = \pm I_Q / C_v$. Pro vstupní napětí mimo interval „ $U_{d\max}$ “ (obr. 1b) je vstupní díl ve „strukturální saturaci“ – signálový proud je omezen zdrojem proudu.

Do saturace se ovšem dostávají i tranzistory proudového zrcadla T_3 , T_4 nebo tranzistory diferenční – s jejich saturací se významně prodlužuje **doba zotavení t_z** [3]. Proto se často používá struktura na obr. 2, která umožňuje nastavit pracovní body tak, že „strukturální

saturace“ zůstává, ale nedochází k saturaci tranzistorů v proudovém zrcadle T_7, T_8 . Aby se zamezilo saturaci tranzistoru ve výstupním zrcadle, musí platit, že proud kolektorem T_4 (a tím i T_8) je vždy nenulový; i pro velké signály musí platit $U_D/R - I_Q > 0$. Odsud snadno určíme nutnou velikost odporu $R \leq U_D / I_Q$.



Obr.1 a) Klasický diferenční vstupní díl OZ – ideální poměry pro $U_d = 0$

T_1, T_2 – vlastní diferenční zapojení tranzistorů;

T_3, T_4 – proudové zrcadlo (T_4 zapojen jako snímací dioda);

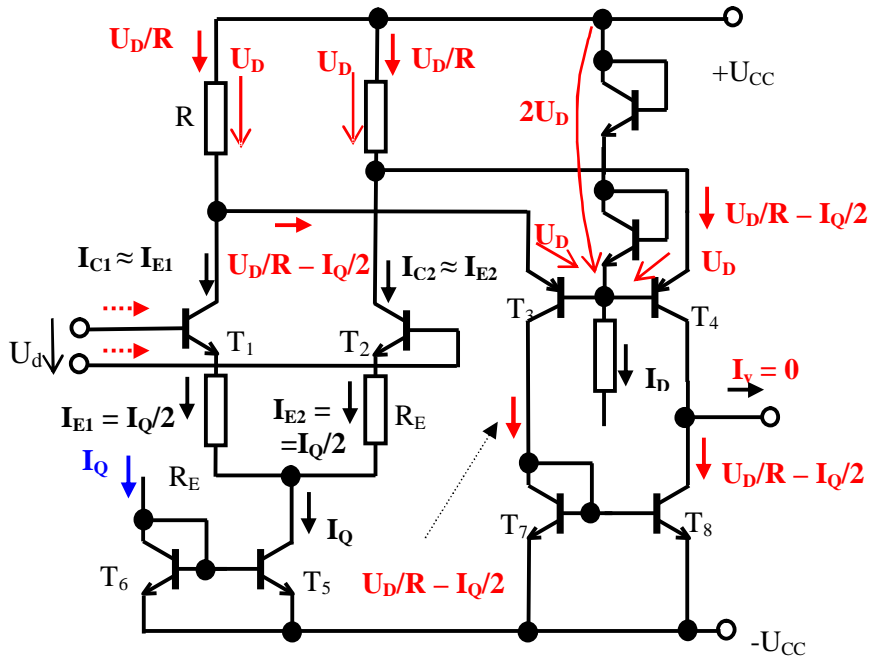
T_5, T_6 – proudové zrcadlo (T_6 zapojen jako dioda – proud do ní vnucovaný definuje pracovní bod diferenčního stupně)

b) převodní charakteristika

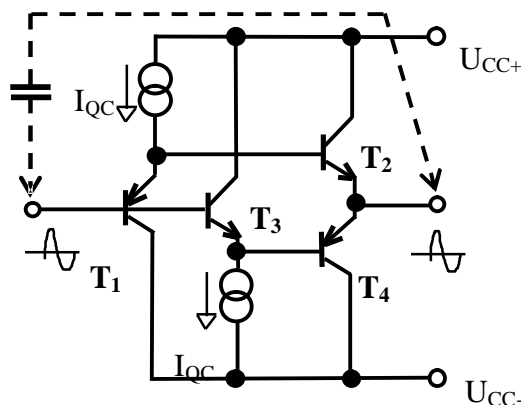
Na obr. 2 je vlastně zapojen transkonduktanční zesilovač (zdroj proudu řízený napětím; i na obr. 1a). Napěťové zesílení („zdvih“) vzniká až v kolektoru T_4 „na vstupním odporu“ následujícího stupně OZ. V kolektorech T_1, T_2 je při daném uspořádání velmi malý ekvivalentní odpor (tvořený odpory R a vstupními odpory tranzistorů PNP v zapojení se společnou bází) – vstupní napětí je invertováno, modul zesílení je menší než jedna. Proto se téměř neuplatní **Millerův jev** – ekvivalentní vstupní kapacita OZ je menší než dvojnásobek parazitní kapacity báze – kolektor tranzistorů T_1, T_2 . Na obr. 1a je velké napěťové zesílení již „na T_2 “ – ekvivalentní vstupní kapacita v bázi tohoto tranzistoru proto může být i tisícinásobkem kapacity báze – kolektor T_2 . Struktura na obr. 2 má významně lepší frekvenční vlastnosti než struktura na obr. 1a – v rámci stejné technologie.

Pozn.: „Drahé - dobré“ technologie dokáží vytvářet i velmi malé „plochy“ a tak zajistit pro velmi malé I_Q tranzistory T_1, T_2 s optimální proudovou hustotou – tedy i s nejmenší možnou parazitní kapacitou. V „levnější – horší“ technologii nelze už „tak malý“ tranzistor realizovat, parazitní kapacity jsou větší, proudová hustota je zbytečně malá.

Vstupní díl podle obr. 2 je použit například u operačního zesilovače AD8021, následuje „moderní“ komplementární sledovač – obr. 3. Tento stupeň umožňuje velmi zajímavý způsob zapojení korekčního obvodu, na obr. 3 přerušovaně – korekční obvod „se uplatní“ podle poměrů na výstupu – podrobněji viz [4].



Obr. 2 Kaskodový diferenční vstupní díl OZ – vyznačeny ideální poměry pro $U_d = 0$
 T_1, T_2 – vlastní diferenční zapojení tranzistorů;
 T_3, T_4 – diferenční díl v zapojení se společnou bází – tranzistory zapojené jako diody vykazují pro signál pouze malý diferenční odpor r_D určený proudem I_D ,
 $(T_1 + T_3)$ a $(T_2 + T_4)$ – **komplementární kaskodové zapojení**;
 T_5, T_6 – proudové zrcadlo (T_6 zapojen jako dioda – proud do ní vnucovaný definuje pracovní bod diferenčního stupně);
 T_7, T_8 – proudové zrcadlo (T_7 zapojen jako snímací dioda);
dva tranzistory zapojeny jako diody definují napětí $2 \cdot U_D$ pro otevření přechodů



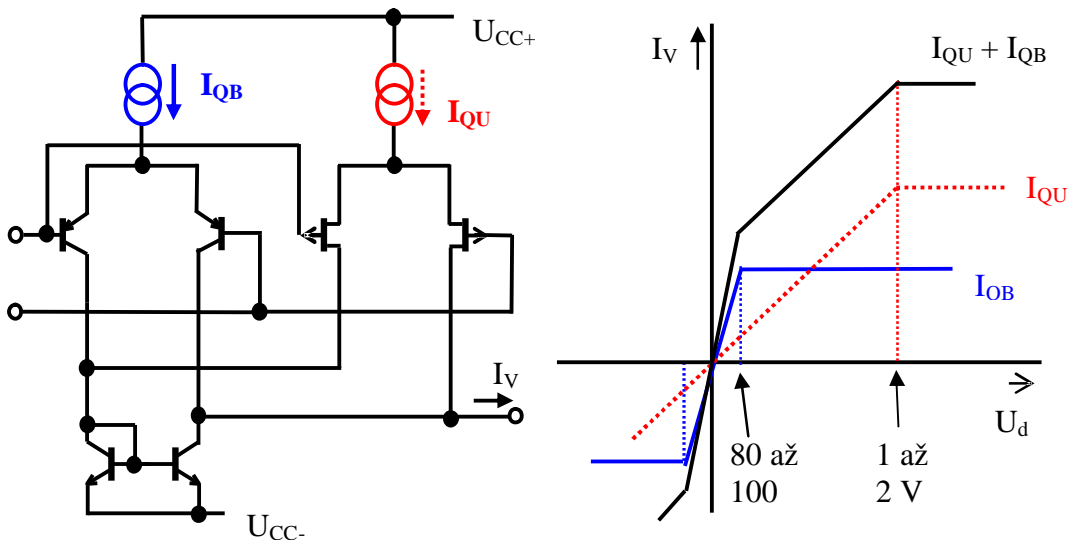
Obr. 3 Výstupní stupeň moderních OZ

Důležitá je i skutečnost, že u obvodu AD8021 je mezi vstupy zabudována **antiparalelní kombinace diod** - chrání vstupy před napěťovým průrazem. Tyto diody nemají vliv na funkci obvodů při uzavřené záporné zpětné vazbě - diferenční napětí menší než 1 mV. Problémy

ovšem vyvolají, použijeme – li OZ s touto ochranou ve funkci komparátoru. Napětí na vstupech jsou pak přes diody navzájem „zkratována“ – to významně ovlivní funkci obvodu.

Pro zvyšování rychlosti přeběhu je výhodné zvětšovat hodnotu pracovního proudu vstupních tranzistorů. To vede ke zvětšování vstupních proudů u bipolárních vstupních tranzistorů a ke zvětšování klidového odběru. Použijeme – li na vstupu tranzistory řízené polem, problém se vstupními proudy téměř odpadá, zhoršují se však „stejnoseměrné“ vlastnosti a podstatně klesá zesílení vstupního dílu [5]. Proto existuje řada variant vstupních dílů, které kombinují **bipolární a unipolární tranzistory**, aby byla zvětšena rychlost přeběhu a zachovány výhody bipolárních tranzistorů.

Pro příklad uveďme zesilovač OPA176, vstup je znám jako **Buttler Amplifier front – end**. Princip je na obr. 4. Pokud je zesilovač v „ustáleném“ stavu, je diferenční napětí velmi malé, veškeré vlastnosti (zesílení bez zpětné vazby, nesymetrie, napěťové i proudové šумы) jsou dominantně určovány vlastnostmi tranzistorů bipolárních. **Pracovní proud I_{QB} je několikrát menší než pracovní proud unipolárních tranzistorů I_{QU}** – zde JFETů. Při velkých změnách signálu nabývají na významu vlastnosti unipolárních tranzistorů – tedy jistě klesá zesílení bez zpětné vazby, ale to není při přechodných stavech problém. K dispozici pro rychlost přeběhu jsou větší hodnoty proudu – až $I_{QU} + I_{QB}$. Vzhledem běžnému zapojení proudového zrcadla nelze očekávat krátké doby zotavení – viz katalog OPA176.



Obr. 4 Principiální schéma vstupního dílu OPA176 a konstrukce převodní charakteristiky

Obecně pro klasické **operační zesilovače s omezením proudu v diferenčním vstupu** platí, že dosažení velké rychlosti přeběhu je zapláceno velkým napájecím proudem I_{CC} . Tomu odpovídají velké hodnoty vstupního klidového proudu I_{IB} u bipolárního vstupu – viz například AD8021 ($I_{CC} = 7 \text{ mA}$; $I_{IB} = 7,5 \text{ }\mu\text{A}$; $t_z = 50 \text{ ns}$, $\rho = 120 - 420 \text{ V}/\mu\text{s}$ – podle korekce). Jsou – li použity unipolární technologie, vstupní klidové proudy jsou o několik řádů menší – viz například OPA300 (CMOS technologie, $I_{CC} = 9,5 \text{ mA}$; $I_{IB} = 0,1 \text{ pA}$; $t_z = 30 \text{ ns}$, $\rho = 80 \text{ V}/\mu\text{s}$).

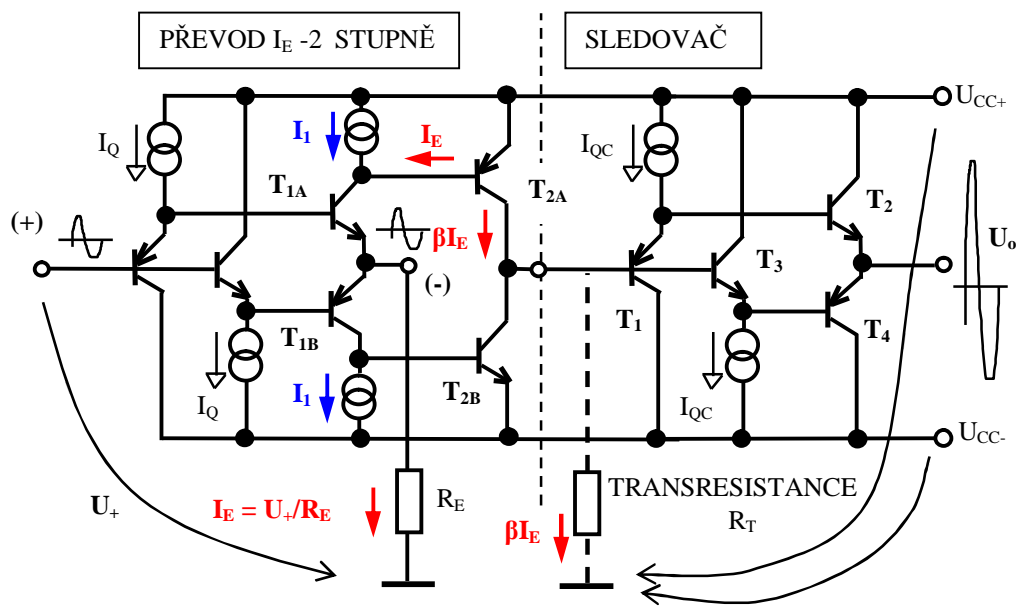
Proto byly vyvinuty **struktury, jejichž signálové proudy odpovídají velikosti signálu** – struktury typu „current – on – demand“. Tyto struktury zaručují dosažení vysokých rychlostí přeběhu i při relativně malých odběrech proudu.

$P_U = U_o/U_+ = R_T/R_E$, transresistance R_T je dána vstupním odporem výstupního sledovače. Při návrhu lze minimalizovat parazitní kapacity v „okolí R_T “ – obvody mohou dosahovat vynikajících frekvenčních charakteristik.

Pokud je zavedena záporná zpětná vazba, je ekvivalentní R_E určen Théveninovským modelem zpětnovazebního obvodu. Pokud je kombinace zpětnovazebních odporů příliš malá, zesílení bez zpětné vazby roste, obvod je *nestabilní*, protože fázové posuvy ve zpětnovazební smyčce dosáhnou 180° při modulu přenosu zpětnovazební smyčky větším než jedna (Nyquistovo kritérium stability). Kapacitní propojení invertujícího vstupu proti referenčnímu uzlu nebo výstupu (má nulový signálový odpor) vede k nestabilitě vždy. Pokud jsou zvoleny hodnoty zpětnovazebních odporů příliš velké, není obvod využit optimálně, zesílení bez zpětné vazby je malé. Proto výrobce doporučuje optimální hodnoty prvků ve zpětné vazbě.

Typickým představitelem struktury na obr. 5 je AD844 ($I_{CC} = 6,5 \text{ mA}$; $\rho = \text{až } 2000 \text{ V}/\mu\text{s}$ – podle korekce) – jedná se o tzv. *jednostupňový CFA*, výstup konvejeoru je u obvodu AD844 vyveden.

V současné době se vyrábějí i *dvoustupňové CFA* zesilovače. Příkladem může být obvod AD8011. Zde nemá smysl tvrdit, že je použit proudový konvejeor. Zůstává zachován napěťový vstup neinvertující a na jeho potenciálu plovoucí vstup invertující – viz obr. 6. Důležité jsou stejnosměrné zdroje proudů I_1 – stejné hodnoty (zajišťují speciální napájecí obvody) v kolektorech T_{1A} , T_{1B} – první stupeň – „převede“ proud I_E ; tento proud je dále zesílen βx tranzistory T_{2A} , T_{2B} – druhý stupeň – zesílený proud je veden do transresistance. Při I_{CC} pouze 1 mA tak lze dosáhnout opět rychlosti přeběhu až $2000 \text{ V}/\mu\text{s}$.

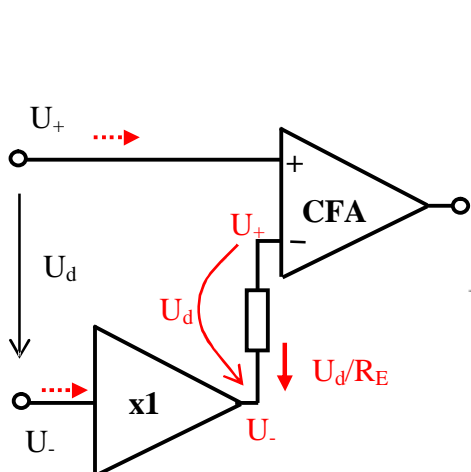


Obr. 6 Principiální schéma zesilovače dvoustupňového CFA – zapojení bez zpětné vazby

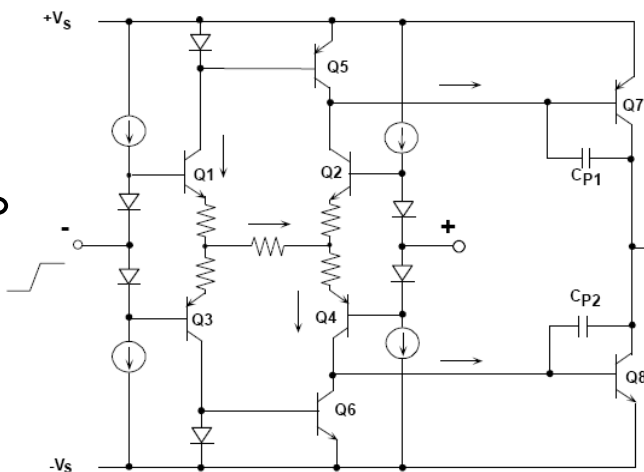
Na základě udělaných úvah je možné velmi snadno vytvořit zesilovač, jehož *oba vstupy jsou napěťové, ale je využito jakékoli struktury CFA* (VFA based on CFA). Princip je na obr. 7. Sledovač „x1“ je v zapojení podle obr. 3. „Z vnějšího pohledu“ se jedná o zdroj napětí řízený napětím, dynamické vlastnosti a další stejnosměrné vlastnosti jsou stejné jako u CFA.

Je zřejmé, že zesílení bez zpětné vazby je dáno poměrem transresistance CFA a odporu R_G , tedy R_T/R_G .

Firma ANALOG DEVICES sloučila a upravila vstup CFA zesilovače (konvektor), odpor R_G a sledovač „x1“ do jednoho stupně – tzv. „**QUAD – CORE**“ [6] - obr. 8. Je použito *zjednodušené kreslení prvních tranzistorů sledovačů* – nahrazeny pouze diodami. Tento stupeň se používá jako stavební blok při konstrukci OZ – jako vstupní díl (např. AD8036) i jako další stupeň OZ s klasickými vstupy (AD8031, OP162, ...). Ze struktury je zřejmé, že jsou využity zkušenosti získané při konstrukci dvoustupňových CFA zesilovačů.



Obr. 7 Princip „VFA based on CFA“



Obr. 8 QUAD-CORE stupeň [6]

Při velkých diferenčních napětích protékají proudovým konvektorem i značné proudy. Proto se u některých typů CFA zesilovačů přímo deklaruje (LT1354), že je není vhodné používat pro velké „dynamické“ signály (tedy například komparátory na vysokých frekvencích), protože tranzistory v proudovém konvektoru nejsou navrženy pro velké přepínací ztráty. Při takových aplikacích CFA je tedy vhodné si ověřit teplotu pouzdra v „nejhorším“ režimu – většinou na největší pracovní frekvenci. Pro OPA623 (jednostupňový CFA) je například odběr ze zdroje bez signálu asi 7,5 mA, při buzení frekvencí 100 MHz je již odběr 18 mA.

4. Transkonduktanční zesilovače – OTA?

Základní konstrukce OTA je dostatečně popsána v [2], včetně aplikačních možností. Také struktury na obr. 1 a obr. 2 jsou plnohodnotné zdroje proudu řízené napětím. Velmi často se však v literatuře označuje i proudový konvektor (diamantový tranzistor) z obr. 3 jako OTA. Zde si musíme uvědomit, že vysokoimpedanční je pouze neinvertující vstup, jakýkoliv odpor (impedance) zařazená do vstupu invertujícího (proudového) významně mění transkonduktanci struktury! Jejich aplikace „místo OTA“ tedy musí být dobře promyšlena – nesmí být mechanická. Naproti tomu struktura na obr. 8 je „plnohodnotný“ OTA.

5. Malosignálový režim

Operační zesilovač pracuje v malosignálovém režimu, je-li diferenční napětí podstatně menší než hodnota U_{dmax} – obr. 1b – obvod pracuje v *lineárním režimu*. Pro klasické VFA zesilovače (bez ohledu na vnitřní konstrukci) lze jednoduše odvodit [5, 7, 8], že $U_{dmax} \approx I_Q / r$; I_Q – proud „vstupního dílu“, ρ – rychlost přeběhu. Řada úvah je udělána již v [9, 10], a pochopitelně i v jiných zdrojích. Poměrně dobrou a jednoduchou orientaci

představuje obecně použitelný *mezní výkonový kmitočt* $-f_p = r/(2pU_o)$; U_o je amplituda signálu na výstupu. Nad touto frekvencí přesahuje maximální strmost harmonického signálu rychlost přeběhu, struktura se nutně dostává do „saturačních režimů“ – narůstá nelineární zkreslení.

6. Snižování odběru

Některé zesilovací struktury umožňují (pro bateriové aplikace) snížit celkový odběr I_{CC} – přes *vyvedený řídicí vstup* se zmenšuje proud všemi proudovými zrcadly struktury – například EL2157 (VFA). Potom je ovšem otázkou, jaká je doba obnovení funkce po zapnutí – jaká je *doba zapnutí* t_{ONC} a jaká je *doba vypnutí* t_{OFFC} . V zásadě jde o „velkosignálovou“ změnu. Pro uvedený OZ je $t_{ONC} = 25$ ns a $t_{OFFC} = 50$ ns. To jsou sice poměrně velmi dobré hodnoty, ale doba zotavení pro daný zesilovač je pouze 7 ns – tedy mnohem kratší. Existují však i struktury, kde je tento nepoměr ještě daleko větší – např. THS4215 má dobu zapnutí asi 4 μ s a dobu zotavení 50 ns.

Snižovat odběr lze i *odpojováním napájecího napětí*. Zde je důležitá *doba zapnutí* t_{ONP} (power up time) po opětovném připojení napájení. U většiny OZ není tento údaj udáván. Jedná se přitom o velmi výrazný zásah do pracovních poměrů zesilovací struktury. Například MAX4041 (VFA) má $t_{ONC} = 150$ μ s, $t_{ONP} = 200$ μ s.

Takové časy již mohou způsobit vážné problémy při časovém multiplexu.

7. Závěr

Znalost základních konstrukčních principů a dynamických vlastností struktur je velmi důležitá v systémech s velkou úrovní signálu. Obecně vedou extrémní požadavky na „stejnoseměrné“ vlastnosti ke zhoršení vlastností dynamických (a naopak). Text spíše upozorňuje na možné problémy. Další informace lze snadno dohledat v internetové síti. Při pečlivém pročítání katalogových listů se čtenář někdy dozví překvapivě mnoho.

Literatura

- [1] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače – historie a současnost. BEN, Praha 2002, ISBN 80-7300-047-4 (68 stran)
- [2] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače v elektronice (5. vydání). BEN, Praha 2002, ISBN 80-7300-059-8 (495 stran)
- [3] PUNČOCHÁŘ, J. Doba zotavení operačních zesilovačů. In *Sdělovací technika* 3/2008. str. 8 až 11, ISSN 0036-9942
- [4] PUNČOCHÁŘ, J. Zobrazení a modelování fázové charakteristiky operačních zesilovačů.
In *Elektrorevue* 2005/38 -11. 7. 2005, ISSN 1213-1539
- [5] PUNČOCHÁŘ, J. Klasický diferenční vstupní díl OZ. Syllabus do předmětu Moderní zesilovací struktury, str. 1 – 11, listopad 2008,
- [6] KESTER, W. High speed operational amplifiers. www. analog.com
- [7] PUNČOCHÁŘ, J. Odezva operačního zesilovače na napěťový skok.
In *Elektrorevue* 2003/40 -28. 11. 2003, ISSN 1213-1539

- [8] PUNČOCHÁŘ, J. Slew rate and step response of the noninverting structure with an operational amplifier. In *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, No. 2, Vol. 3/2004, pp.185-188, ISSN 1336-1376
- [9] PUNČOCHÁŘ, J. Dynamické vlastnosti operačních zesilovačů a jejich orientační určení z katalogových údajů. In *Sdělovací technika 4/1982*. str. 123 až 127, ISSN 0036-9942
- [10] PUNČOCHÁŘ, J. Souvislost mezi rychlostí přeběhu a činitelem nelineárního zkreslení u operačních zesilovačů. In *Sdělovací technika 11 /1980*. str. 417 až 420, ISSN 0036-9942
- [11] Katalogové listy uváděných operačních zesilovačů