

ZDE BUDE TITULNÍ LIST

ZDE BUDE ZADÁNÍ

ZDE BUDE LICENČNÍ SMLOUVA

ZDE BUDE LICENČNÍ SMLOUVA

ZDE BUDE PROHLÁŠENÍ O SHODĚ

## **Abstrakt:**

Tato práce se zabývá metodami, používanými při návrhu nízkonapěťových operačních zesilovačů. Teoreticky popisuje nejpoužívanější z těchto metod. Vlastnosti vybraných metod jsou ověřeny simulací navržených operačních transkonduktačních zesilovačů, jež tyto metody využívají.

## **Abstract:**

This work deals with methods used in design of low voltage operational amplifiers. It describes some of the most commonly used methods. Properties of these methods are verified by computer simulation of operational transconductance amplifiers that are utilizing them.

## **Klíčová slova:**

Operační zesilovač, operační transkonduktanční zesilovač, rail-to-rail, bulk-driven, MOSFET.

## **Keywords:**

Operational amplifier, operational transconductance amplifier, rail-to-rail, bulk-driven, MOSFET.

## Bibliografická citace:

NOUSEK, P. *Porovnávací studie nízkonapěťových operačních zesilovačů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. XY s. Vedoucí diplomové práce Ing. et Ing Fabian Khateb, Ph.D. et Ph.D.

## Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. 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 27. 5. 2010

.....

## Poděkování:

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. et Ing Fabianu Khatebovi, Ph.D. et Ph.D. za metodické a cíleně orientované vedení při plnění úkolů realizovaných v průběhu zpracovávání diplomové práce.

# OBSAH

|   |           |
|---|-----------|
| <b>ÚVOD</b> .....   | <b>9</b>  |
| <b>1 TEORETICKÝ ROZBOR PRÁCE</b> .....  | <b>11</b> |
| 1.1 KOMPLEMENTÁRNÍ DIFERENCIÁLNÍ STUPEŇ .....   | 11        |
| <i>Komplementární diferenciální stupeň s konstantní transkonduktancí</i> .....                            | 14        |
| 1.2 BULK-DRIVEN MOS TRANZISTOR .....  | 16        |
| 1.3 MOS TRANZISTOR S PLOVOUCÍM HRADLEM .....  | 18        |
| <b>2 SIMULACE VYBRANÝCH OBVODŮ</b> .....  | <b>20</b> |
| 2.1 ZPŮSOB SIMULACE OBVOD .....   | 20        |
| 2.2 POPIS REFERENČNÍHO OBVODU .....   | 21        |
| 2.3 NÁVRH VYBRANÝCH OBVODŮ A SIMULAČNÍ VÝSLEDKY .....   | 25        |
| <i>Referenční OTA zesilovač (obvod A)</i> .....   | 25        |
| <i>OTA zesilovač s bulk-driven tranzistorem, <math>U_N = 5\text{ V}</math> (obvod B 1)</i> .....          | 29        |
| <i>OTA zesilovač s bulk-driven tranzistorem, <math>U_N = 3\text{ V}</math> (obvod B 2)</i> .....          | 34        |
| <i>OTA zesilovač s komplementárním diferenciálním párem (obvod C)</i> .....                               | 38        |
| <i>OTA zesilovač s komplementárním diferenciálním párem a konstantní transkonduktancí (Obvod D)</i> ..... | 42        |
| <i>Shrnutí zjištěných parametrů simulovaných obvodů</i> .....   | 46        |
| <b>3 ZÁVĚR</b> .....  | <b>47</b> |
| <b>4 SEZNAM POUŽITÝCH ZDROJŮ</b> .....  | <b>48</b> |
| <b>5 SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK A SYMBOLŮ</b> .....   | <b>49</b> |

## Úvod

Současný vývoj v elektronice často požaduje po elektronickém přístroji schopnost pracovat s nízkým napájecím napětím. Zvláště k tomu přispívá rozvoj drobných přenosných přístrojů spotřební elektroniky nebo lékařských přístrojů, které jsou napájeny z baterií o nízkém napětí. Napájecí napětí tak často klesá na úroveň 3 V nebo i níže. Zároveň je od takovýchto přístrojů požadován i malý odběr proudu, aby i příkon přístroje byl nízký a ten tak mohl pracovat dlouho bez výměny nebo nabíjení baterie. Běžnou součástí analogových přístrojů bývá i operační zesilovač. I od tohoto obvodu se proto požaduje schopnost činnosti při nízkém napájecím napětí. Vznikla tak celá nová kategorie nízkonapěťových operačních zesilovačů, na jejichž vlastnosti jsou často kladeny velké nároky.

Specifickou vlastností, která je často požadována od nízkonapěťových operačních zesilovačů je schopnost pracovat se vstupním, výstupním popř. oběmi napětími, jejichž hodnota se těsně blíží kladné nebo záporné hodnotě napájecího napětí. O operačních zesilovačích, které toto umožňují, se mluví jako o rail-to-rail operačních zesilovačích. Tento požadavek se stává se snižujícím se napájecím napětím stále více důležitým.

Návrh nízkonapěťových operačních zesilovačů zároveň vyžaduje použití nových obvodových technik a nových technologických postupů, aby bylo možné uvedených vlastností operačního zesilovače při nízkém napájení dosáhnout. Při návrhu nízkonapěťových operačních zesilovačů také vyvstává mnoho nových problémů, spojených s jejich návrhem, které se dříve u operačních zesilovačů, jež byly navrženy pro činnost s napájecím napětím např.  $\pm 15V$ , nemohly objevit.

Tato práce popisuje a porovnává různá zapojení nízkonapěťových operačních zesilovačů s MOS tranzistory, která využívají nejběžnější technologické postupy a obvodové techniky, dostupné při použití MOS tranzistorů, především ty, které slouží k dosažení velkého rozsahu vstupního a výstupního napětí zesilovače. Práce sestává z teoretické a praktické části. V teoretické části je popsán princip a obecné použití těchto principů při návrhu operačních zesilovačů, jejich typické vlastnosti, výhody a nevýhody. Je zde popsán princip funkce dnes často používaných komplementárních diferenciálních stupňů, pomocí kterých lze dosáhnout rail-to-rail rozsahu u vstupního napětí. V rámci teoretické části jsou popsány výhody a nevýhody této metody, také způsob zajištění konstantní transkonduktance operačního transkonduktančního zesilovače, který tento obvodový princip využívá. Dále popisuje techniku tzv. bulk-driven a floating-gate tranzistorů.

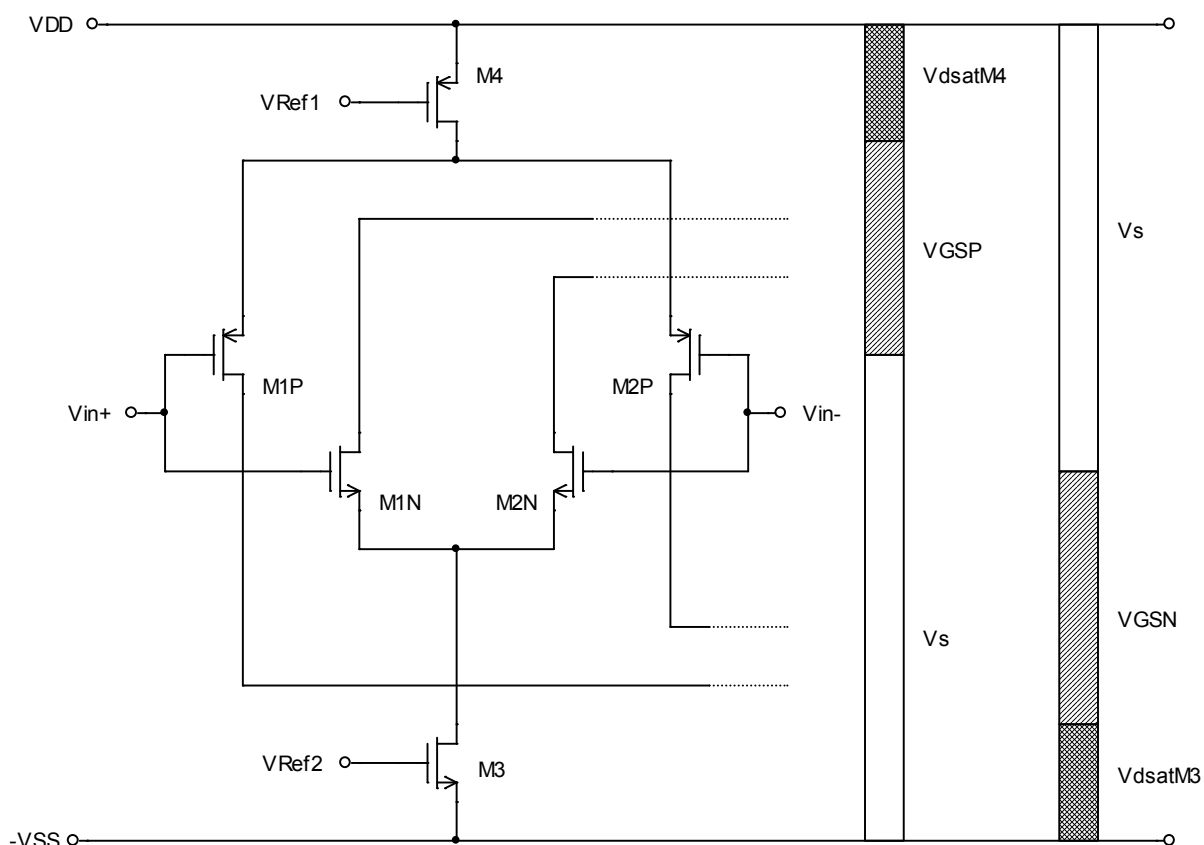
V praktické části práce jsou uvedeny aplikace těchto metod na jednom z typických transkonduktančních operačních (OTA) zesilovačů, které měly posloužit k zlepšení jeho vlastností z hlediska nízkonapěťových návrhů. Aplikací metod vzniklo několik nových

obvodů, vycházejících ze základního transkonduktančního zesilovače. Vlastnosti navržených obvodů byly zjištěny simulací. K simulaci obvodů byly použity nástroje z balíčku Cadence Custom IC Design Tools přičemž byla zvolena technologie tranzistorů AMIS CMOS 0,7 $\mu$ m.



Pokud je napájecí napětí nízké, je patrné, že při použití takového diferenciálního stupně je rozsah vstupního souhlasného napětí citelně omezen. Asi nejběžnějším způsobem jak dosáhnout velkého rozsahu souhlasného napětí je použití dvou komplementárních, paralelně zapojených diferenciálních stupňů, z nichž jeden obsahuje diferenciální pár NMOS tranzistorů a druhý diferenciální pár PMOS tranzistorů na vstupu. Principiální zapojení je uvedeno na obrázku 1.2. Vstupní diferenciální stupeň s NMOS tranzistory M1N a M2N na vstupu umožňuje přiblížit se kladné hodnotě napájecího napětí, zatímco diferenciální pár s PMOS tranzistory M1P a M2P naopak umožňuje přiblížit se záporné hodnotě napájecího napětí. Podle hodnoty vstupního napětí lze činnost komplementárního diferenciálního stupně rozdělit do tří oblastí:

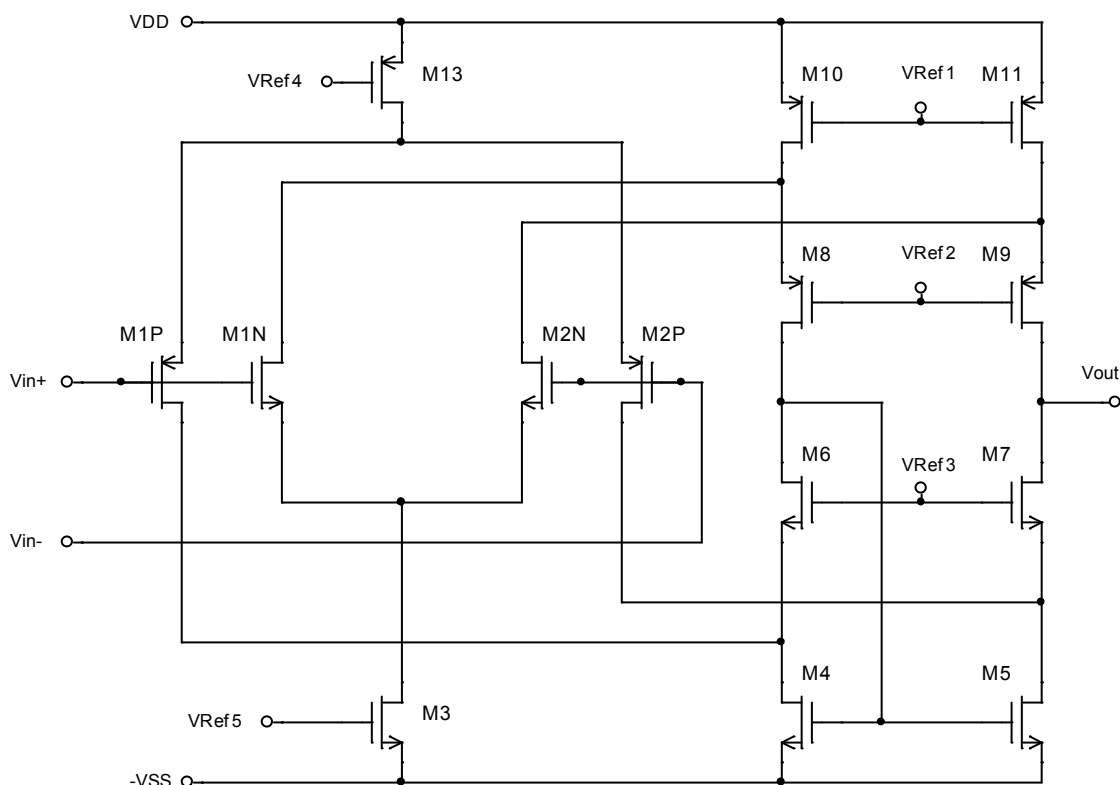
- souhlasné napětí je nízké, blíží se hodnotě záporného napájecího napětí a pracuje pouze PMOS diferenciální stupeň,
- souhlasné napětí se pohybuje přibližně okolo poloviny napájecího napětí a pracují současně NMOS i PMOS diferenciální stupeň,
- souhlasné napětí je vysoké a blíží se kladné hodnotě napájecího napětí, pracuje pouze NMOS diferenciální stupeň.



**Obr. 1.2:** Principiální zapojení koplementárního stupně

Rozsah vstupního souhlasného napětí, při kterém dokáže fungovat celý komplementární stupeň, tak pokrývá skoro celý rozsah napájecího napětí.

Aby bylo možné využívat tuto schopnost komplementárního diferenciálního stupně, je zapotřebí připojit jako zátěž diferenciálních stupňů ne proudové zrcadlo, jak je zapojeno např. u diferenciálního stupně na obrázku 1.1, nýbrž zatížit oba diferenciální stupně vhodným obvodem. Na obrázku 1.3 je uvedeno základní zapojení takového obvodu. Obvod kromě diferenciálních stupňů sestává z tzv. *folded „převrácené“* kaskody tvořené tranzistory M7 a M8, nízkonapětového proudového zrcadla, tvořeného tranzistory M8 až M11 a tranzistory M4 a M5, které tvoří zdroj proudu. Zde se sčítá výstup z obou diferenciálních stupňů.



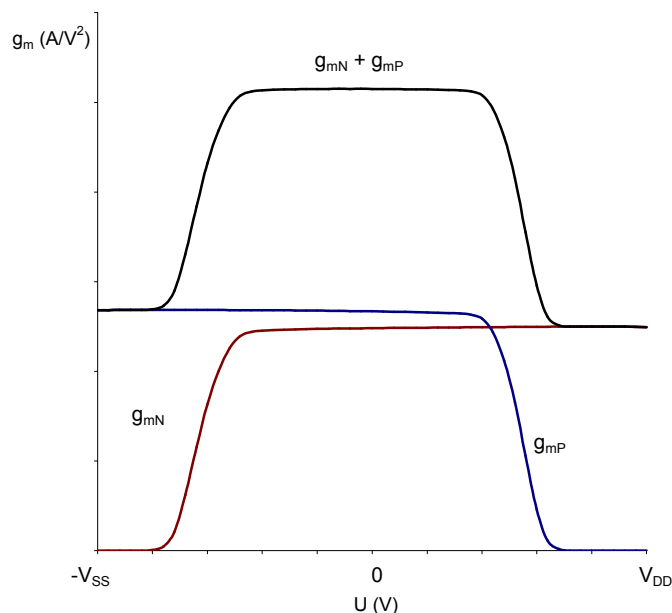
**Obr. 1.3:** Základní zapojení komplementárního stupně se zátěží

Tento obvod, který se často vyskytuje jako část rail-to-rail operačních zesilovačů, má zároveň určité nevýhody. V případě diferenciálních stupňů s PMOS i NMOS tranzistory je třeba použít nákladnější twin-well technologii, na rozdíl od jednoduchého diferenciálního páru pouze s PMOS nebo NMOS tranzistory. Další nevýhodou obvodu je závislost jeho transkonduktance  $G_m$  na velikosti vstupního napětí, protože platí:

$$G_m = g_{mn} + g_{mp}, \quad (1.2)$$

kde  $g_{mn}$  a  $g_{mp}$  jsou transkonduktance vstupních tranzistorů M1N nebo M2P, resp. M2N nebo M2P. NMOS diferenciální stupeň přestává pracovat pokud je vstupní napětí nízké – blíží

se záporné hodnotě napájecího napětí, zároveň klesá i hodnota transkonduktance  $g_{mN}$ . Naopak PMOS diferenciální stupeň přestává pracovat, když je vstupní napětí vysoké – blíží se kladné hodnotě napájecího napětí, zároveň klesá i hodnota jeho transkonduktance  $g_{mP}$ . Při středně velkých hodnotách vstupního napětí, pracují oba diferenciální stupně a jejich transkonduktance se sčítá, viz. vztah 1.2. Na obrázku 1.4 je tato závislost ilustrativně uvedena.



**Obr. 1.4:** Ilustrativní zobrazení závislosti transkonduktance diferenciálních stupňů a jejich součtu na vstupním napětí

Vzhledem k tomu, že tranzitní kmitočet  $f_T$  zesilovače je dán vztahem:

$$f_T = \frac{G_m}{2\pi C_L}, \quad (1.3)$$

bude  $f_T$  závislé na hodnotě vstupního napětí. Kvůli proměnnému tranzitnímu kmitočtu je potom obtížné kmitočtově kompenzovat celý zesilovač. Na transkonduktanci  $G_m$  je závislé také napěťové zesílení  $A_0$ , které je při nízkých kmitočtech obvodu dané vztahem:

$$A_0 = G_m R_0, \quad (1.4)$$

což má za následek zkreslení přenášeného signálu.

### **Komplementární diferenciální stupeň s konstantní transkonduktancí**

Jak bylo uvedeno v předchozí části, jedním z problémů komplementárního diferenciálního stupně je závislost transkonduktance na vstupním napětí. Existují rozličné metody, kterými lze hodnotu transkonduktance učinit nezávislou na vstupním napětí. Praktická část této práce je zaměřena na metodu, která udržuje konstantní

transkonduktanci pomocí konstantní velikosti napětí  $V_{GS}$  vstupních tranzistorů, proto je do kapitoly o komplementárních diferenciálních stupních zahrnut její popis.

Na obrázku 1.5. je uvedena realizace této metody. Konstantní hodnoty transkonduktance komplementárního páru, tedy součtu transkonduktance tranzistorů M1 a M2, resp. M3 a M4,  $g_{ms}$  je docíleno, pokud platí vztah:

$$V_{dsatM1} + V_{dsatM2} = V_{ref} = konst. \quad (1.5)$$

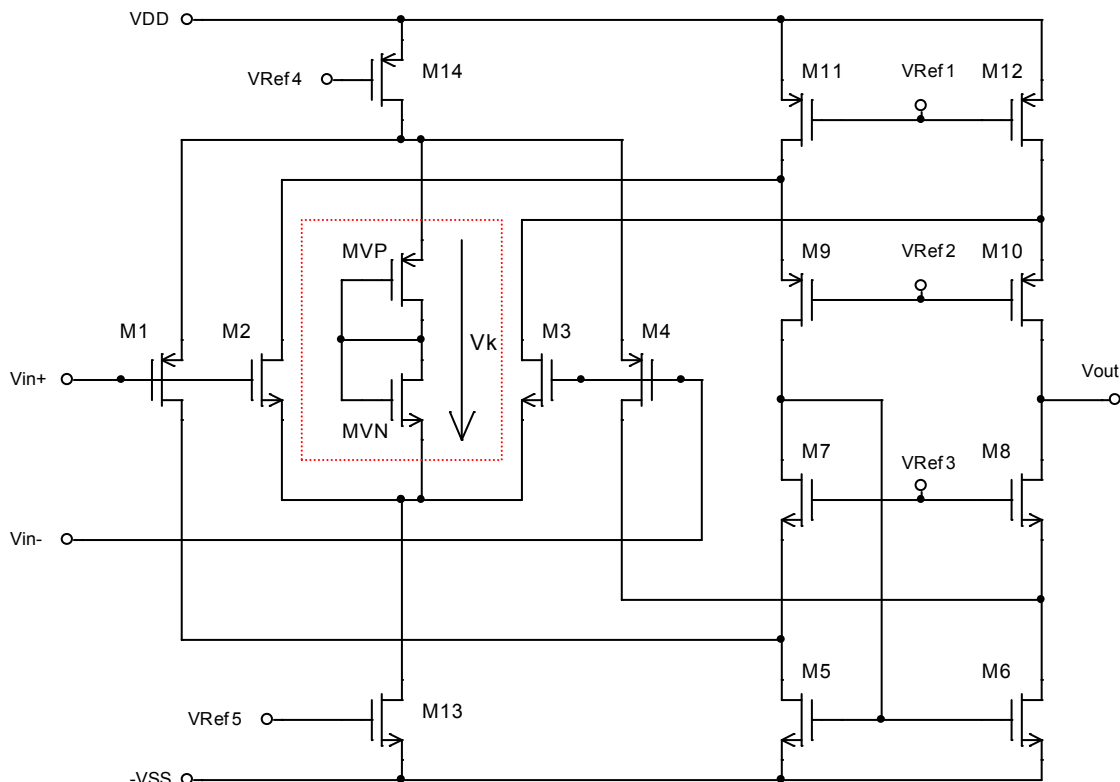
Tato podmínka vyplývá ze vztahu

$$g_{ms} = KP_{M1} \left( \frac{W}{L} \right)_{M1} (V_{SGM1} - V_T) + KP_{M2} \left( \frac{W}{L} \right)_{M2} (V_{GSM2} - V_T), \quad (1.6)$$

kde  $KP_{M1}$ , resp.  $KP_{M2}$  je transkonduktanční parametr tranzistorů. Pokud tedy zůstane součet napětí  $V_{SGM1}$  a  $V_{GSM2}$  konstantní, zůstane nezměněný i součet transkonduktance obou diferenciálních párů. Tohoto požadavku lze dosáhnout umístěním zdroje konstantního napětí  $V_k$ , pro nějž platí:

$$V_k = V_{TM2} - V_{TM1} + V_{ref}, \quad (1.7)$$

Zdroj tohoto konstantního napětí na vstupních tranzistorech je vytvořen pomocí dvou tranzistorů MVP a MVN, zapojených společně jako zdroj referenčního napětí. Tyto tranzistory udržují konstantní napětí na vstupních tranzistorech. Aby byla podmínka, daná vzorcem 1.7, splněna, musí být poměr  $W/L$  těchto tranzistorů šestkrát větší, než poměr  $W/L$  vstupních tranzistorů.



**Obr. 1.5:** Zapojení komplementární diferenciální stupně s obvodem zajišťujícím konstantní transkonduktanci

## 1.2 Bulk-driven MOS tranzistor

Velkým omezením při návrhu nízkonapěťových aplikací obvodů je nutnost obvykle překročit prahové napětí  $V_T$  MOS tranzistoru k dosažení jeho požadované funkce. Problém tkví v tom, že velikost prahového napětí neklesá stejnou rychlostí, jakou klesá napájecí napětí v moderních elektronických obvodech. Např. prahové napětí technologie používané při návrhu obvodů v této práci – AMIS CMOS 0,7  $\mu\text{m}$  je pro NMOS tranzistor 0,75 V a PMOS tranzistor přibližně -1 V, což je při návrhu obvodů, pracujících s napájecím napětím menším než 3 V, omezení. Jednou z technik, pomocí které lze tento problém vyřešit, je použití tzv. bulk-driven tranzistorů.

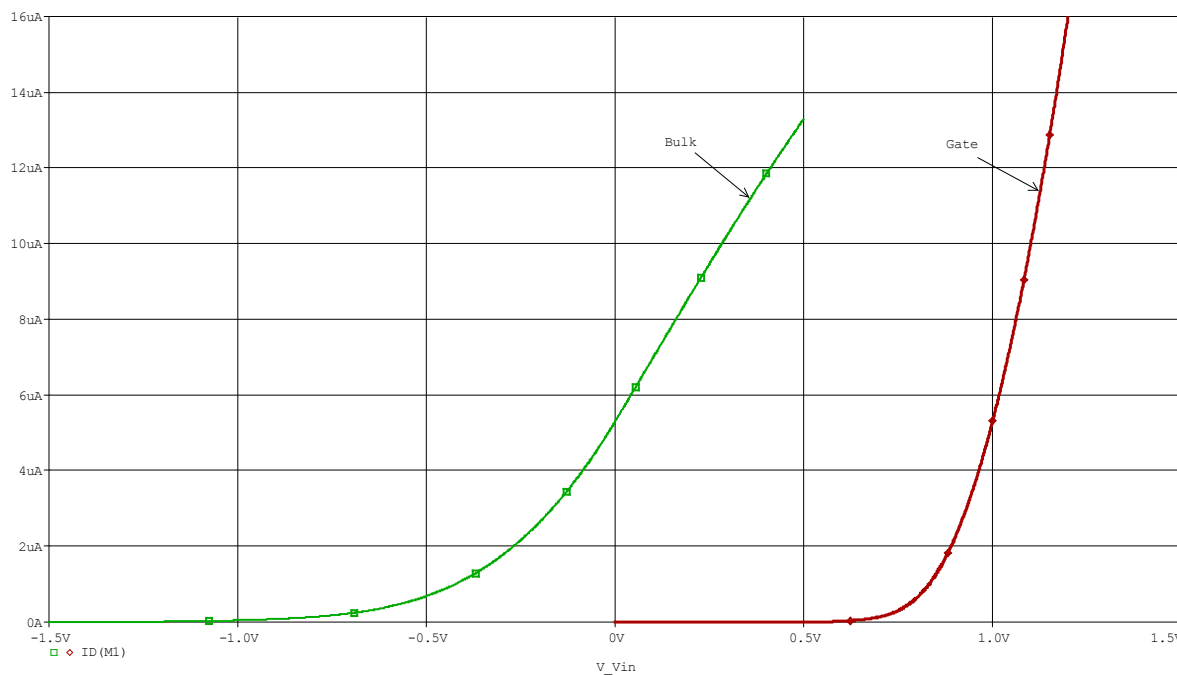
MOS tranzistor obvykle pracuje tak, že napětí  $V_{GS}$  mezi elektrodami gate a source řídí proud protékající drainem  $I_D$ . Platí vztah pro transkonduktaci tranzistoru:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}, \quad (1.6)$$

kde  $I_D$  je proud drainem a  $V_{GS}$  je napětí mezi elektrodami gate a source.

Bulk je v takovém případě připojen na neměnou hodnotu napětí, často bývá spojen společně se source. U tzv. bulk-driven MOS tranzistoru je řídicí napětí přivedeno na bulk a

proud  $I_D$  je řízen napětím  $V_{BS}$  mezi elektrodu bulk a source, zatímco gate je připojen na konstantní napětí. Z normálního MOS tranzistoru lze jiným obvodovým zapojením vytvořit bulk-driven tranzistor, který lze považovat prakticky za tranzistor typu JFET. Na obrázku 1.6, je uvedeno ilustrativní porovnání převodních charakteristik MOS tranzistoru, řízeného napětím  $V_{GS}$  – obvyklý způsob a bulk-driven tranzistoru, řízeného napětím  $V_{BS}$ .



**Obr. 1.6:** Ilustrativní srovnání převodních charakteristik MOS tranzistoru. Červená křivka – tranzistor řízený napětím  $V_{GS}$ , zelená křivka – bulk-driven tranzistor řízený napětím  $V_{BS}$

Z obrázku 1.6 je vidět, že proud bulk-driven tranzistorem protéká už při nulovém budícím napětí  $V_{BS}$ , v porovnání s normálním MOS tranzistorem, kterým začíná protékat proud až když budící napětí  $V_{GS}$  překročí prahové napětí.

Bulk-driven tranzistor se od normálního MOS tranzistoru liší svojí hodnotou transkonduktance  $g_{mbs}$ , danou jako:

$$g_{mbs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{BS}}, \quad (1.7)$$

která je obvykle asi dvakrát až pětkrát nižší než transkonduktance tranzistoru řízeného napětím  $V_{GS}$ .

Nevýhodou bulk-driven tranzistoru je kromě nižší transkonduktance to, že polarita tranzistoru je daná použitou technologií. Pro P (N) well CMOS proces můžeme využít pouze N (P) bulk-driven tranzistoru.

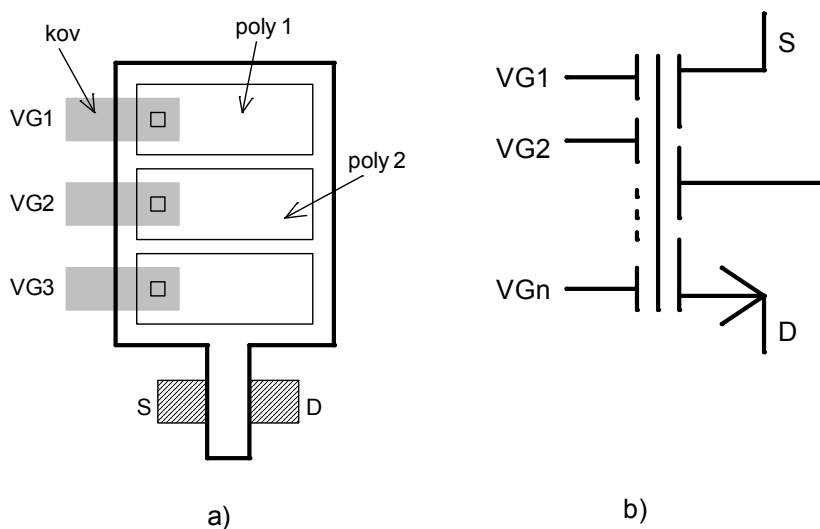


Na obrázku 1.8 a) je uveden layout tranzistoru s plovoucím hradlem, na obrázku 1.8 b) jeho schématická značka.

Zvláštní vlastností MOS tranzistoru s plovoucím hradlem je, že elektrická izolace mezi plovoucím hradlem a ostatními elektrodami je natolik dobrá, že akumulovaný elektrický náboj zde dokáže beze změny setrvat velmi dlouhou dobu. Pomocí tohoto jevu lze změnou náboje na plovoucích hradlech měnit ekvivalentní prahové napětí, které odpovídá prahovému napětí  $V_T$ . Náboj QFG lze změnit třemi způsoby:

- a) ultrafialovým světlem,
- b) injekcí horkých elektronů,
- c) Fowler-Nordheimovým tunelováním.

Pomocí těchto technik můžeme snížit prahové napětí MOS tranzistoru. Nicméně celková složitost těchto postupů a vyšší napětí, při nichž jsou používány, omezuje použití v nízkonapěťových obvodech.



Obr. 1.8 Layout a schématická značka tranzistoru s plovoucím hradlem

## 2 Simulace vybraných obvodů

### 2.1 Způsob simulace obvodů

V praktické části práce byly provedeny simulace transkonduktančních zesilovačů, jež využívají technologické techniky nebo obvodové principy, umožňující jejich činnost při nízkém napájecím napětí, nebo zlepšující jejich činnost při takovém napětí. Každá z metod byla použita při úpravě referenčního OTA zesilovače. Potom byly simulací u všech navržených OTA zesilovačů změřeny jejich charakteristické parametry a vyzkoušena funkce při nízkém napájecím napětí.

Jako referenční OTA zesilovač byl zvolen obvod na obrázku 2.2. Jedná se o diferenciální zesilovač s aktivní zátěží, který je díky svému obvodovému zapojení vhodný pro nízkonapěťové aplikace. V anglické terminologii se obvod nazývá *Folded Cascode Operational Amplifier*. Podrobnější popis obvodu bude uveden dále.

Celkem byly navrženy a simulovány čtyři varianty OTA zesilovače:

1. základní (referenční) OTA zesilovač,
2. OTA zesilovač s bulk-driven tranzistory,
3. OTA zesilovač s komplementárním diferenciálním párem,
4. OTA zesilovač s komplementárním diferenciálním párem a konstantní transkonduktancí.

U každého OTA zesilovače byly simulací zjištěny jeho nejdůležitější parametry. Jejich seznam je uveden v tabulce 2.1.

**Tab. 2.1:** Zjišťované parametry simulovaných obvodů

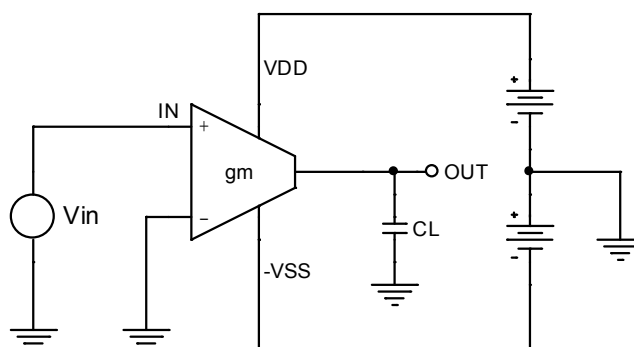
| Parametr  |
|---|
| Stejnoseměrné napěťové zesílení $A_0$ bez zpětné vazby [dB] |
| Tranzitní kmitočet $f_T$ [Hz]                               |
| Fázová jistota $m$ [°]                                      |
| Rychlost přeběhu SR [V/μs]                                  |
| Vstupní napěťový offset $U_{OS}$ [V]                        |
| Klidový proud obvodu $I_k$ [A]                              |
| Klidový příkon obvodu $P_k$ [mW]                            |

Simulace OTA zesilovačů byla provedena pomocí simulačního programu Virtuoso Front to Back Design Environment z balíčku Cadence Custom IC Design Tools. Použitá technologie je AMIS CMOS 0,7  $\mu\text{m}$ . Jedná se o twin-well technologii, použitelnou pro analogové i digitální obvody. Základní parametry technologie jsou uvedené v tabulce 2.2.

**Tab. 2.2** Přehled parametrů použité technologie AMIS CMOS 0,7  $\mu\text{m}$

|  | NMOS                             | PMOS | PMOS (nízké $V_T$ ) |
|--|----------------------------------|------|---------------------|
| Minimální délka hradla $L$ [ $\mu\text{m}$ ]                 | 0,7                              | 0,7  | 1,2                 |
| Prahové napětí $V_T$ [V]                                     | 0,75                             | -1   | -0,75               |
| Transkonduktanční parametr $KP$ [ $\mu\text{A}/\text{V}^2$ ] | 95                               | 30   | 35                  |
| Napájecí napětí [V]  | 2,5 – 5,5 V pro analogové obvody |      |                     |

U každého z OTA zesilovačů jsou uvedeny jeho modulové a fázové kmitočtové charakteristiky. Na obrázku 2.1 je uveden způsob zapojení zesilovače, při kterém byly tyto charakteristiky stanoveny.



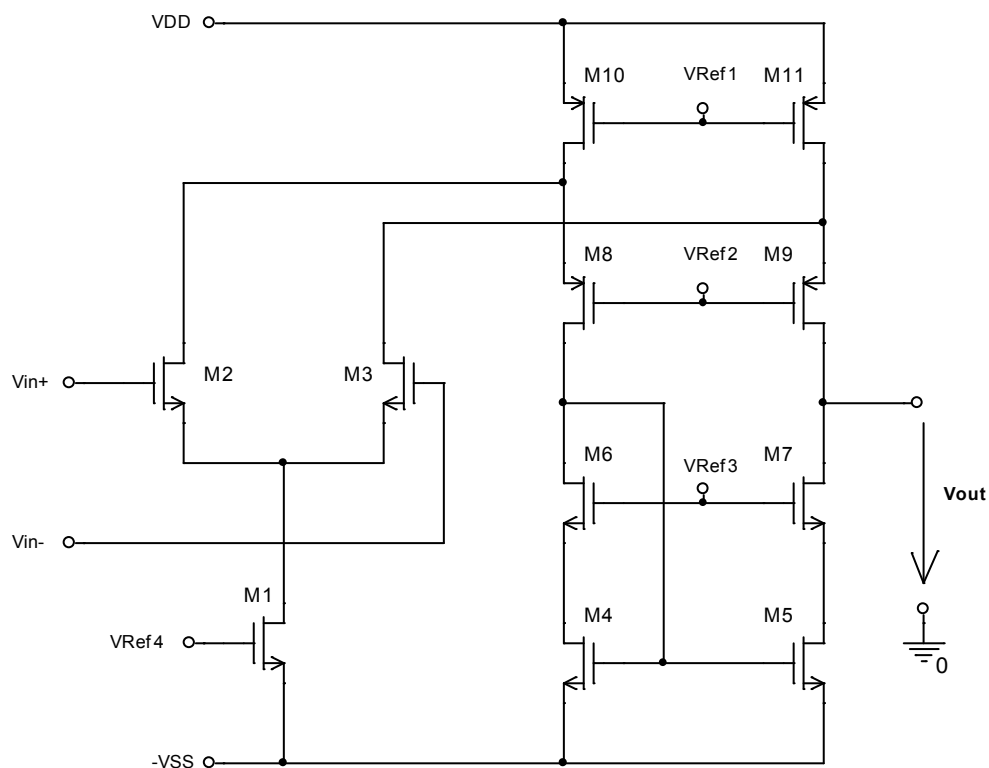
**Obr. 2.1:** Zapojení obvodu, při kterém byly stanoveny kmitočtové charakteristiky navržených OTA zesilovačů

Dále je u každého OTA zesilovače uveden jeho přenos sinusového signálu o kmitočtu 100 KHz a odezva na obdélníkový impuls, v případě že byl zesilovač zapojen jako napěťový sledovač. Z odezvy na obdélníkový impuls byla stanovena rychlost přeběhu  $SR$ , uvedená u každého zesilovače. Jde o „kladnou“ rychlost přeběhu, která byla odečítána z náběžné hrany signálu na výstupu zesilovače.

## 2.2 Popis referenčního obvodu

Pro aplikaci metod používaných při návrhu nízkonapěťových obvodů byl zvolen OTA zesilovač uvedený na obrázku 2.2. Velkou výhodou tohoto obvodu je velký rozsah vstupního

i výstupního napětí v případě, že je vhodně nastavený stejnosměrný pracovní bod. Další výhodou je, že kmitočtová kompenzace obvodu je tvořena pouze kapacitou zátěže, připojenou k výstupní svorce zesilovače.



**Obr. 2.2:** Základní zapojení OTA zesilovače

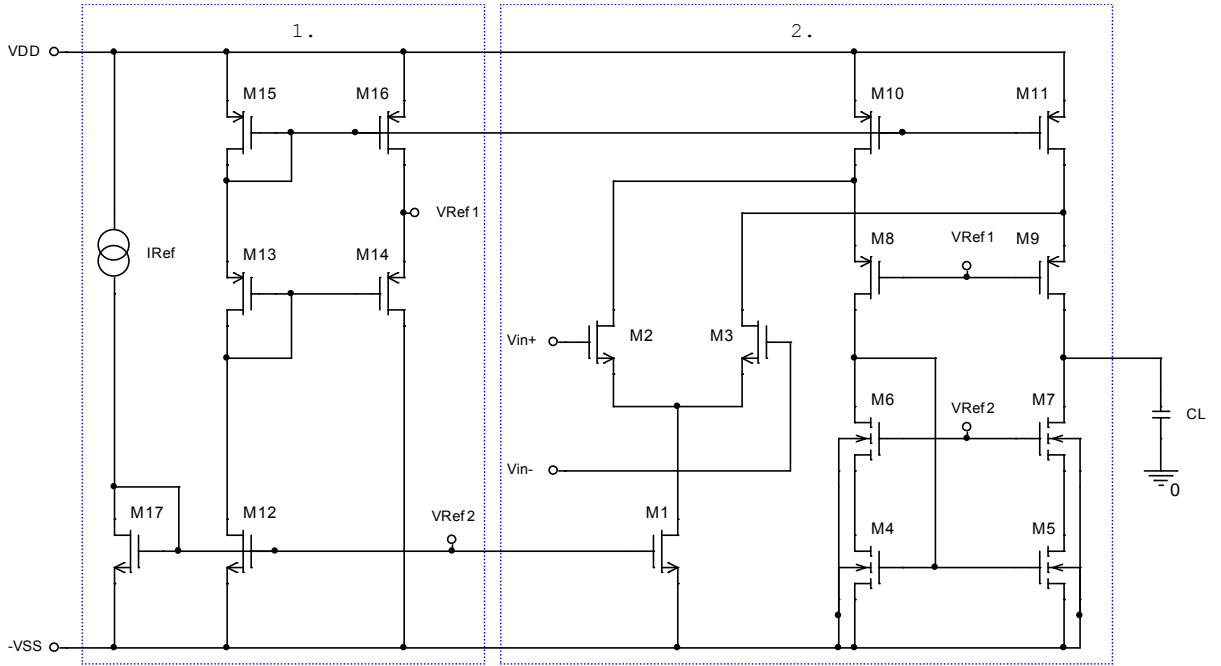
Maximální hodnota souhlasného vstupního napětí je rovna:

$$V_{s \max} = V_{DD} - V_{dsatM10} - V_{TM2}, \quad (2.1)$$

minimální hodnota souhlasného vstupního napětí je rovna:

$$V_{s \min} = -V_{SS} + V_{dsatM1} + V_{GSM2}. \quad (2.2)$$

Rozsah výstupního napětí závisí na konkrétním nastavení stejnosměrného pracovního bodu tranzistorů M5, M7, M9 a M11. Na obrázku 2.3 je uvedeno kompletní schéma transkonduktančního zesilovače. Celý obvod je zde rozdělen do dvou částí. Část 1 tvoří obvod k nastavení stejnosměrného pracovního bodu, část 2 tvoří samotný transkonduktanční zesilovač.



**Obr. 2.3:** Celkové zapojení OTA zesilovače

Tranzistory M4, M5, M6, M7 a M17 tvoří kaskodové proudové zrcadlo s velkým rozsahem výstupního napětí. Zapojení tohoto zrcadla je uvedeno na obrázku 2.4 a). Minimální napětí na výstupu zrcadla  $V_{\min}$  je rovno součtu  $V_{dsatM1}$  a  $V_{dsatM2}$ , kdy jsou oba tranzistory nastaveny na hranici mezi lineárním a saturačním režimem. Napětí  $V_{\min}$  je na tranzistorech M1 a M2 nastaveno pomocí tranzistoru M5. V případě, že zanedbáme délkovou modulaci kanálu MOS tranzistorů, můžeme pro minimální napětí na výstupu proudového zrcadla psát:

$$V_{out\ min} = V_{dsatM1} + V_{dsatM2} = \sqrt{\frac{2I_D}{K'(W/L)_{M1}}} + \sqrt{\frac{2I_D}{K'(W/L)_{M2}}} = \sqrt{\frac{2I_D}{K'(W/L)_{M5}}} \quad (2.3)$$

Ze vztahu 2.3 vyplývá, že napětí  $V_{\min}$  je dosaženo, pokud:

$$(W/L)_{M5} = \frac{1}{4}(W/L)_{M1}, \quad (2.4)$$

za podmínky  $(W/L)_{M1} = (W/L)_{M2}$  a  $I_{REF} = I_{IN}$ . Prakticky bývá  $W/L$  tranzistoru M5 ještě menší než  $1/4$   $W/L$  tranzistoru M1.

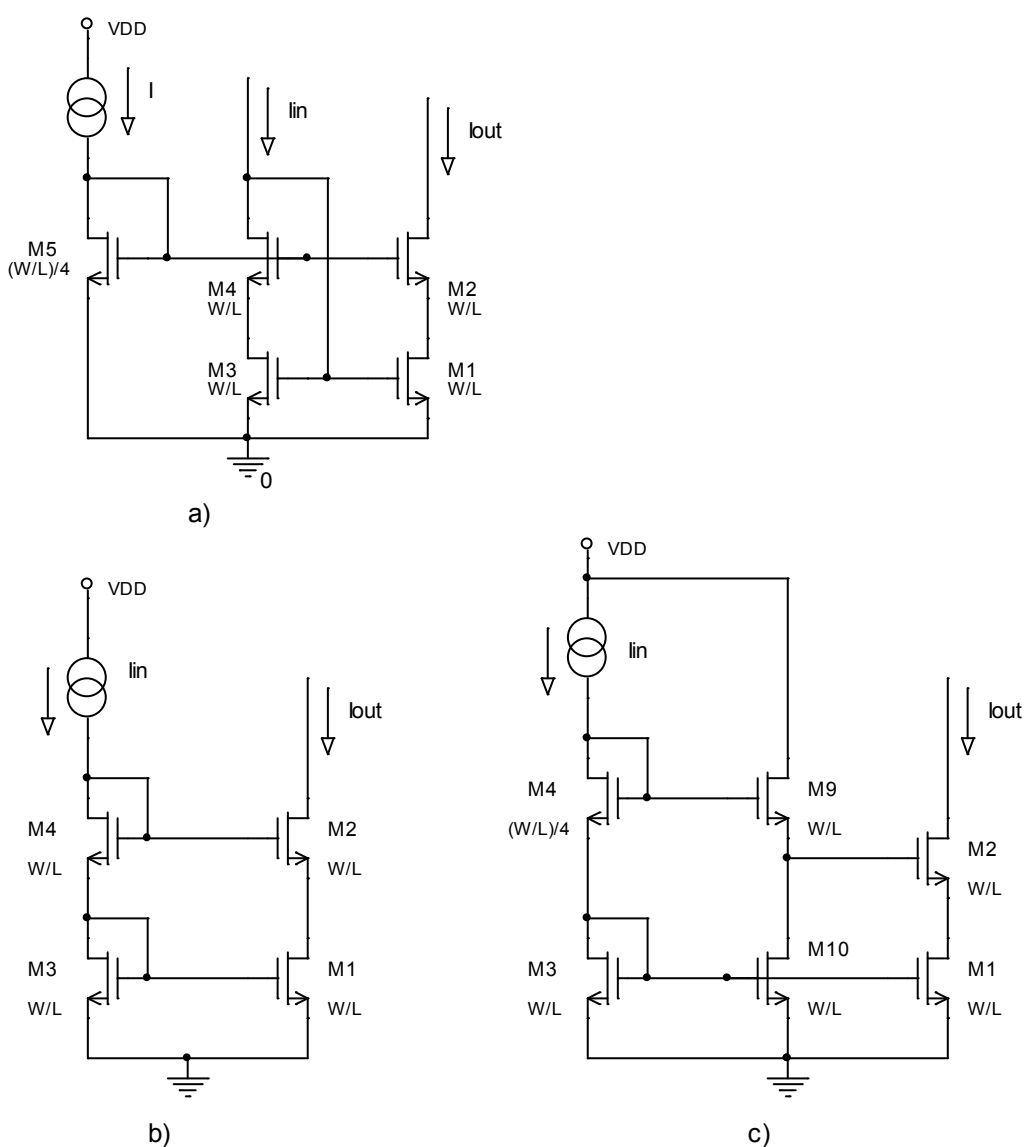
Další proudové zrcadlo s velkým rozsahem výstupního napětí je použito k nastavení pracovního bodu tranzistorů M8 až M11. Zapojení samotného proudového zrcadla je uvedeno na obrázku 2.4 c), zde je tento typ proudového zrcadla zakreslen s NMOS tranzistory. Toto proudové zrcadlo vychází z obvyklého kaskodového proudového zrcadla uvedeného na obrázku 2.4 b). Výhodou zrcadla uvedeného na obrázku 2.4 c) je nižší minimální výstupní napětí. To je rovno součtu  $V_{dsatM9}$  a  $V_{dsatM11}$ , kdy jsou oba tranzistory nastaveny na hranici

mezi lineárním a saturačním režimem. Protože výstupem zrcadla jsou dvě větve s tranzistory M8, M10 a M9, M11, znamená to, že snížením výstupního napětí zrcadla dojde k zvýšení rozsahu výstupního napětí. Při použití uvedených proudových zrcadel bude minimální hodnota výstupního napětí zesilovače na obrázku 2.3, při které jsou ještě tranzistory M5 a M7 v saturaci, rovna

$$V_{outmin} = V_{SS} + V_{dsatM5} + V_{dsatM7}, \quad (2.5)$$

a maximální hodnota výstupního napětí, při které jsou ještě v saturaci tranzistory M9 a M11 rovna:

$$V_{outmax} = V_{DD} - |V_{dsatM9}| - |V_{dsatM11}|. \quad (2.6)$$

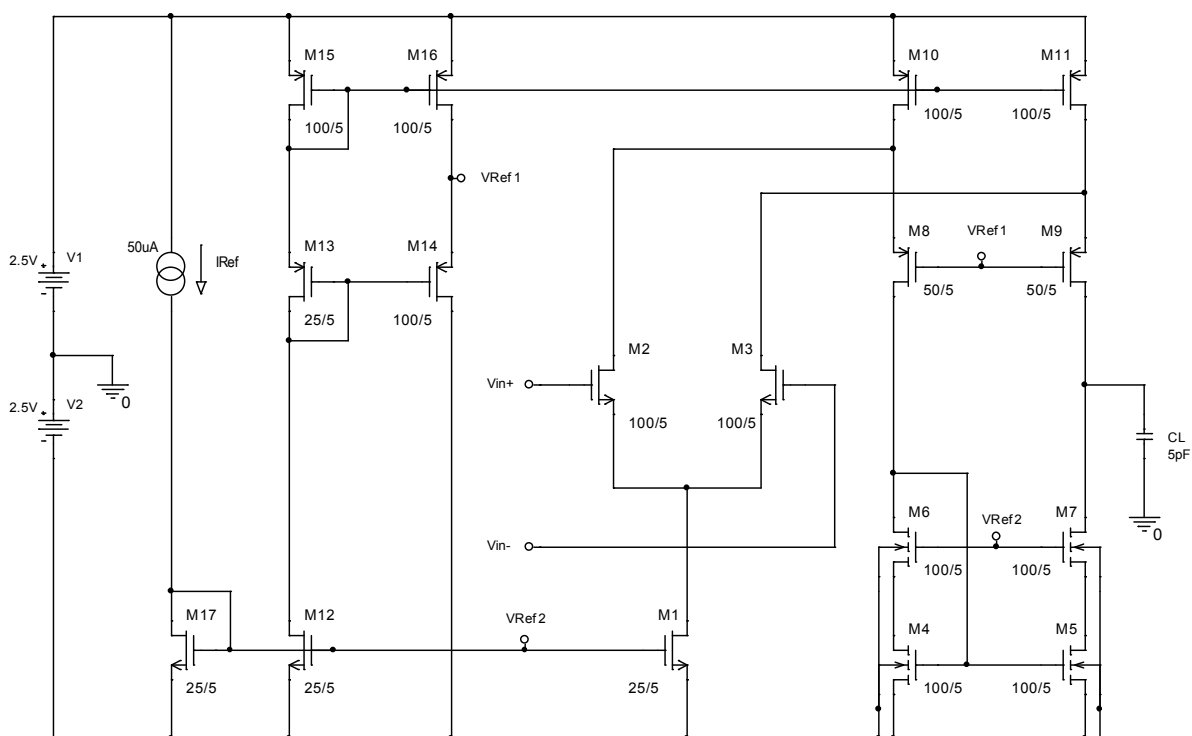


**Obr. 2.4:** Proudová zrcadla, použitá při návrhu obvodu

## 2.3 Návrh vybraných obvodů a simulační výsledky

### Referenční OTA zesilovač (obvod A)

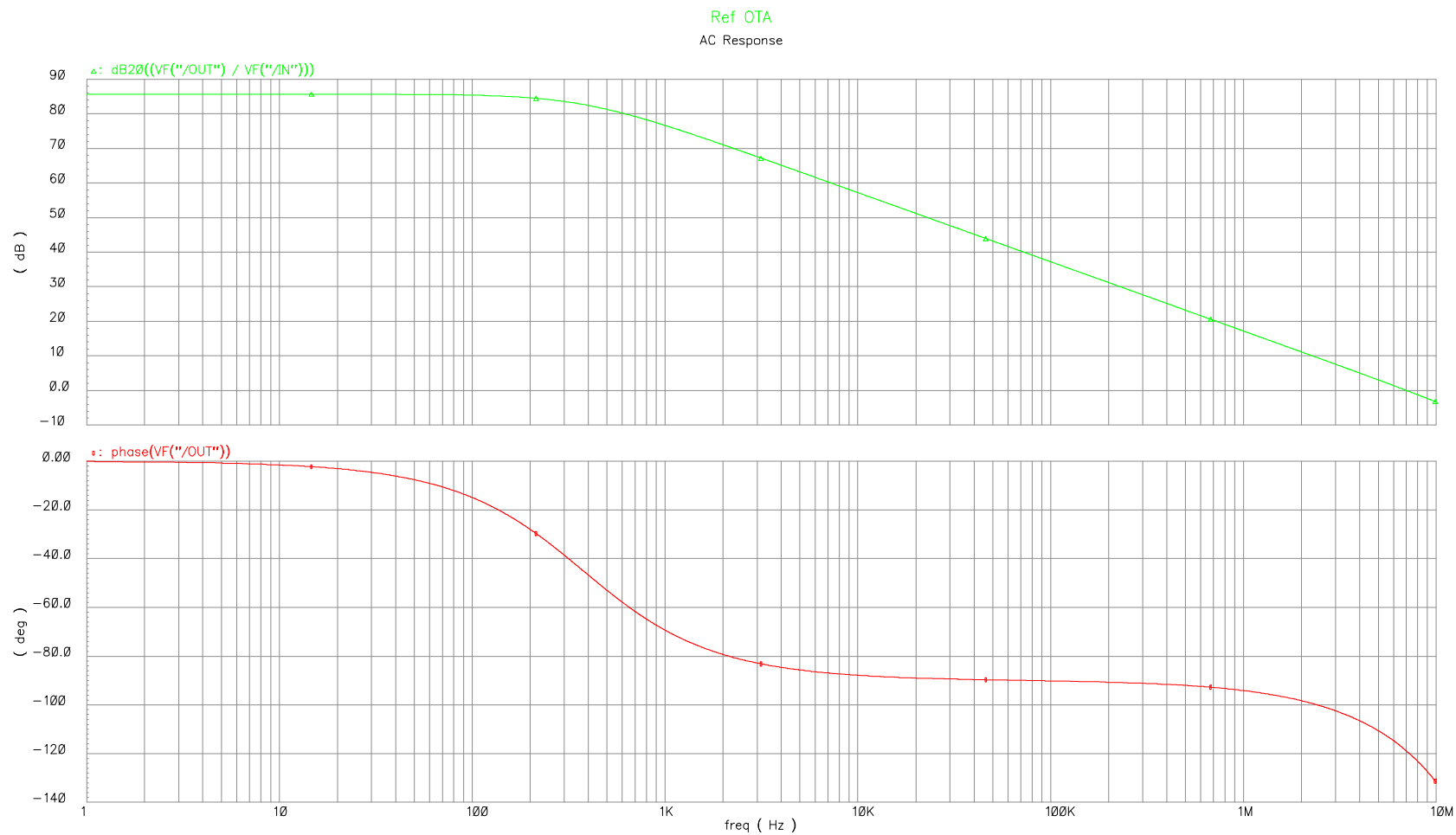
Na obrázku 2.5 je uveden návrh základního OTA, ze kterého jsou dále odvozeny všechny další obvody. Napájecí napětí bylo zvoleno 5 V. Toto poměrně vyšší napájecí napětí bylo zvoleno s ohledem na vyšší prahové napětí  $V_T$  MOS tranzistorů u použité technologie, viz. tabulka 2.2. V tabulce 2.3 jsou uvedeny simulací zjištěné parametry obvodu a na obrázcích 2.6 až 2.8 charakteristiky obvodu, popsané v kapitole 2.2.



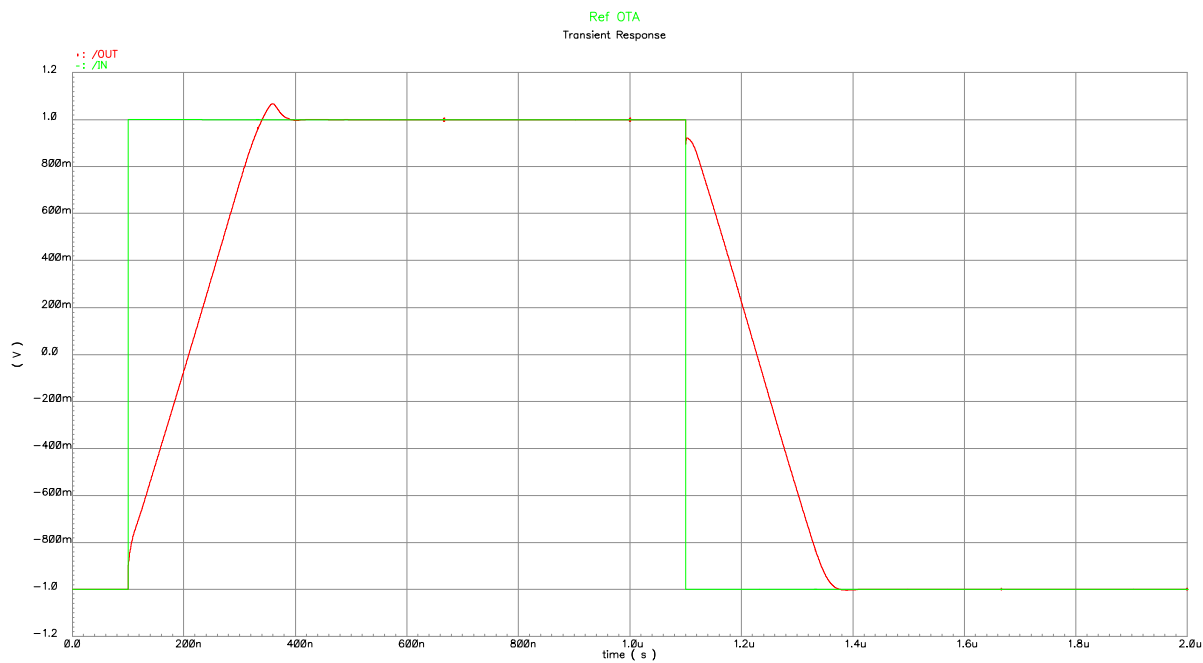
Obr. 2.5: Schéma referenčního OTA zesilovače (obvod A)

**Tab. 2.3:** Parametry obvodu A

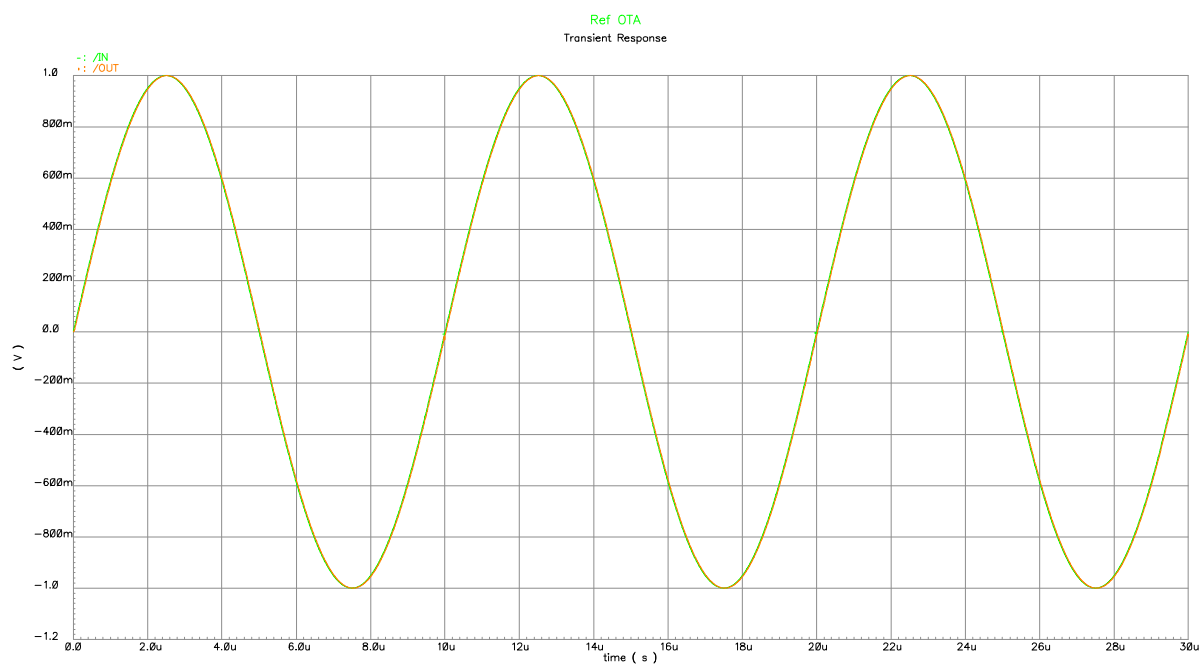
|               |      |
|---------------|------|
| $U_N$ [V]     | 5    |
| $C_L$ [pF]    | 5    |
| $A_0$ [dB]    | 85,7 |
| $f_T$ [MHz]   | 7,98 |
| $m$ [°]       | 61,8 |
| $V_{os}$ [ V] | 90   |
| $I_k$ [ A]    | 200  |
| $P_k$ [mW]    | 1,0  |
| SR [V/ s]     | 7,87 |



Obr. 2.6: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika – obvod A



**Obr. 2.7:** Odezva na strmý impuls – obvod A



**Obr. 2.8:** Přenos sinusového signálu – obvod A

### **OTA zesilovač s bulk-driven tranzistory, $U_N = 5\text{ V}$ (obvod B 1)**

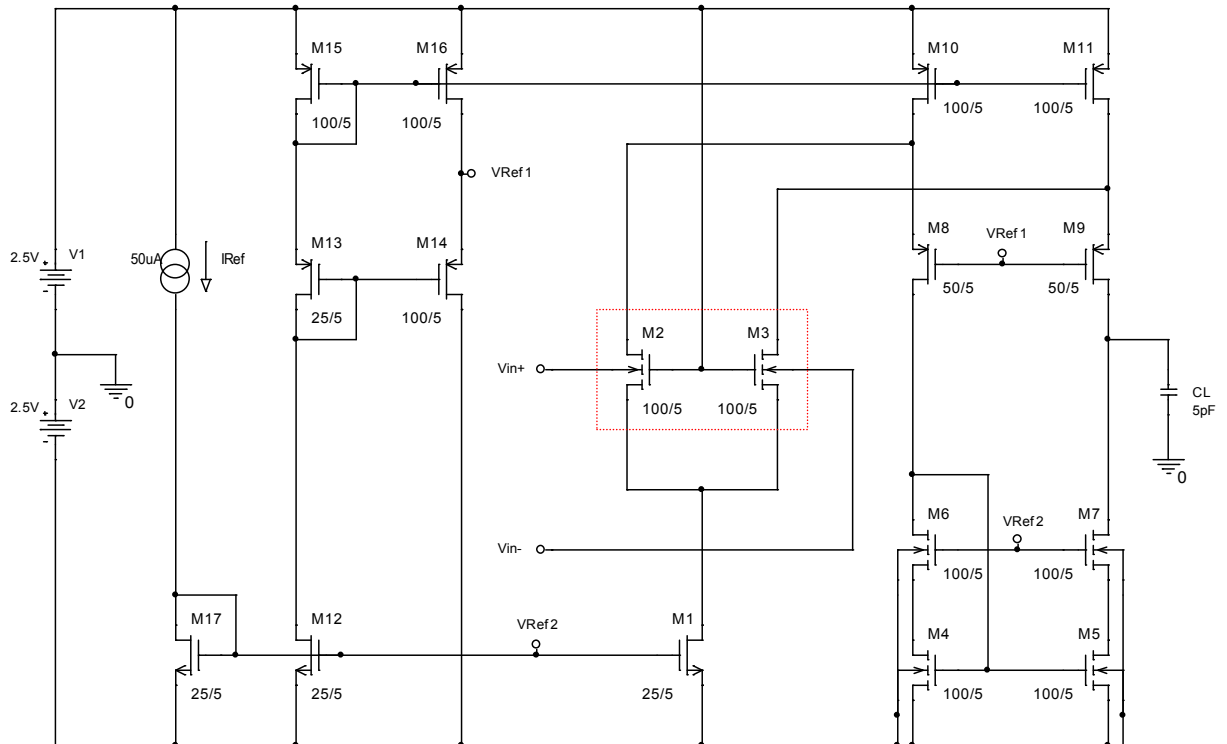
Na obrázku 2.9 je uveden OTA zesilovač s bulk-driven tranzistory ve vstupním diferenciálním stupni. V tabulce 2.4 jsou uvedeny simulací zjištěné parametry obvodu a na obrázcích 2.10 až 2.12 charakteristiky obvodu, popsané v kapitole 1.2. Přestože má obvod stejnou strukturu jako referenční OTA zesilovač (obvod A), projevuje se na vlastnostech obvodu nižší hodnota transkonduktance  $g_{mbs}$  bulk-driven MOS tranzistorů, oproti transkonduktanci  $g_m$ . Napěťové zesílení  $A_0$  je u tohoto obvodu nižší, zároveň je nižší i tranzitní kmitočet  $f_T$ . To je dáno tím, že pro napěťové zesílení tohoto OTA zesilovače platí vztah:

$$A_0 = g_{mv} \cdot R_o, \quad (2.7)$$

kde  $g_{mv}$  je transkonduktance vstupních tranzistorů zesilovače, v tomto případě  $g_{mbs}$  tranzistoru M2 resp. M3, a  $R_o$  je jeho výstupní odpor. Z toho vyplývá, že napěťové zesílení je přímo úměrné transkonduktaci vstupních tranzistorů. Přímo úměrný transkonduktaci je i tranzitní kmitočet zesilovače, což vyplývá ze vztahu:

$$f_T = g_{mv} / (2\pi C_L). \quad (2.8)$$

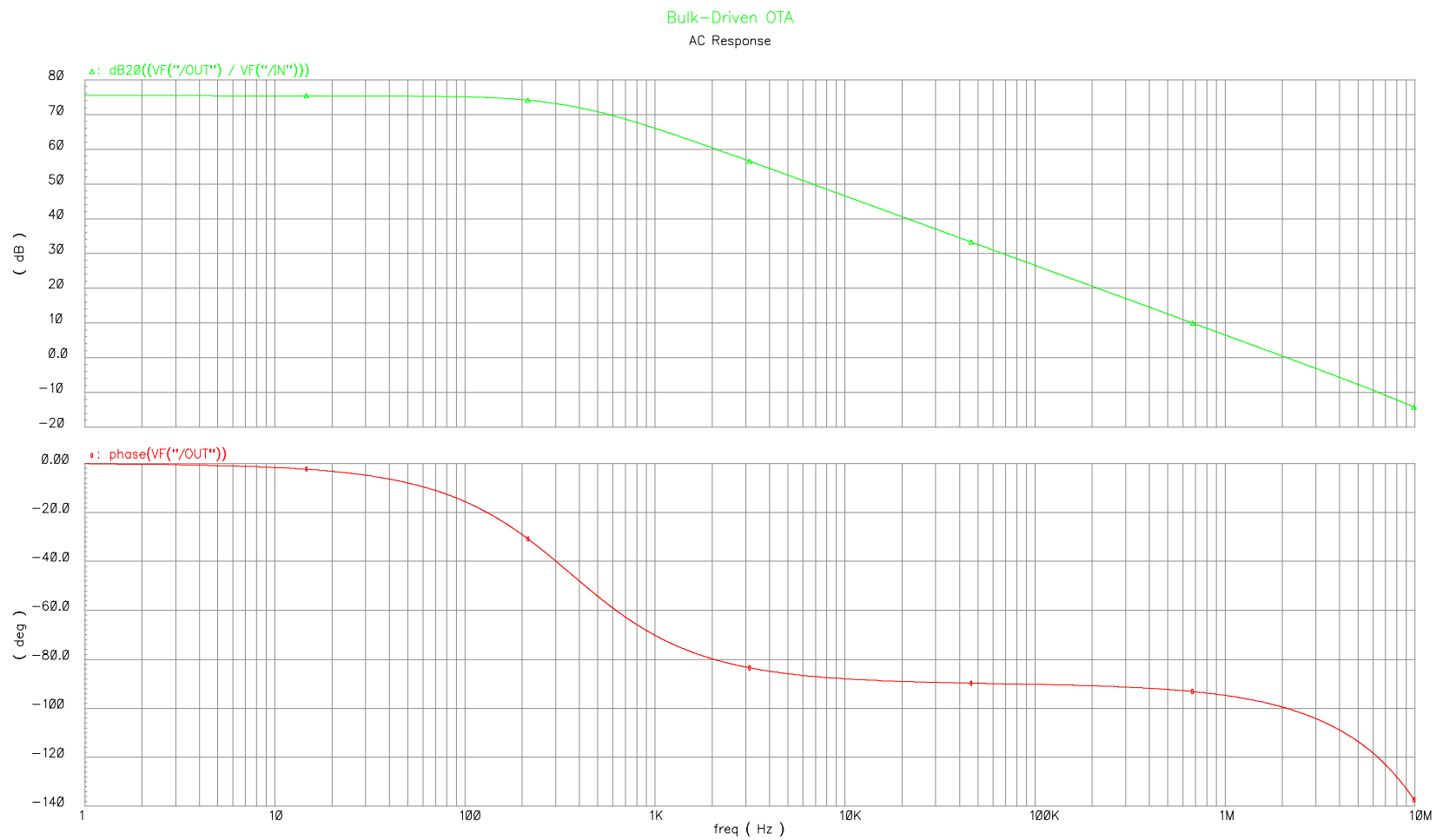
Na obrázku 2.13 je uvedena závislost proudu, protékajícího Bulkem  $I_b$ , v závislosti na vstupním souhlasném napětí  $V_S$ . Tuto závislost je nutné znát při stanovení povoleného rozsahu vstupního souhlasného napětí, protože proud  $I_b$  při překročení určité hodnoty souhlasného napětí prudce roste. Na obrázku 2.14 je uvedena závislost transkonduktance  $g_{mbs}$  vstupních tranzistorů na napětí  $V_S$ .



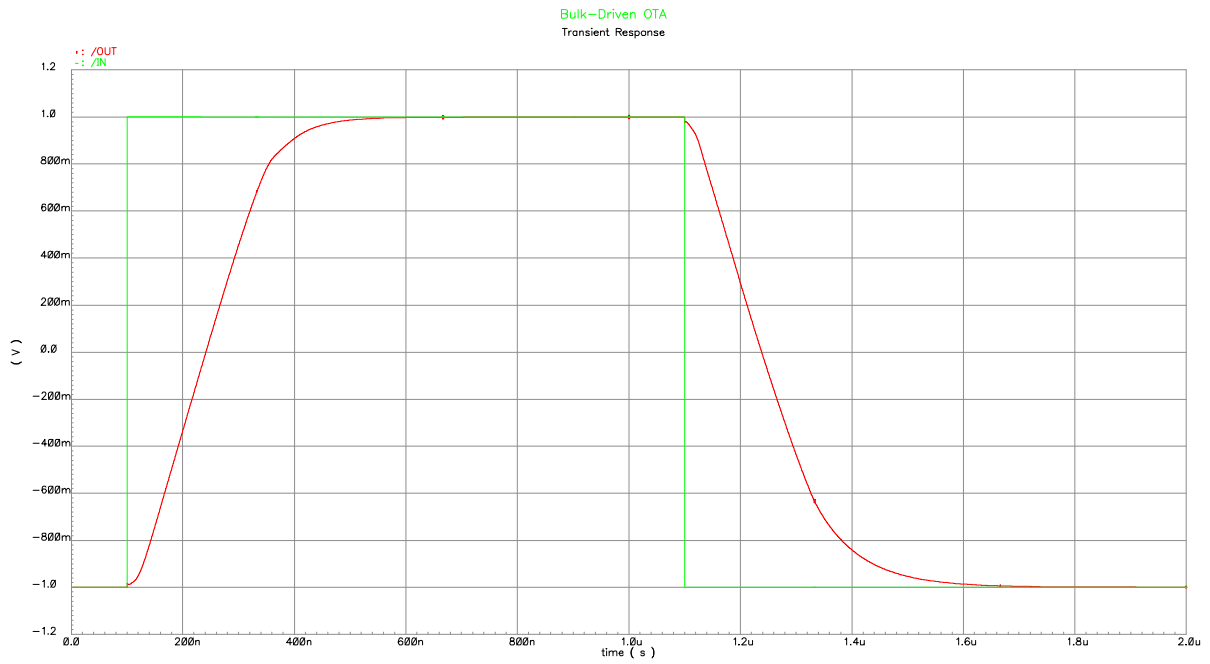
**Obr. 2.9:** Schéma OTA zesilovače s bulk-driven tranzistory s  $U_N = 5$  V (obvod B 1)

**Tab. 2.4:** Parametry obvodu B 1

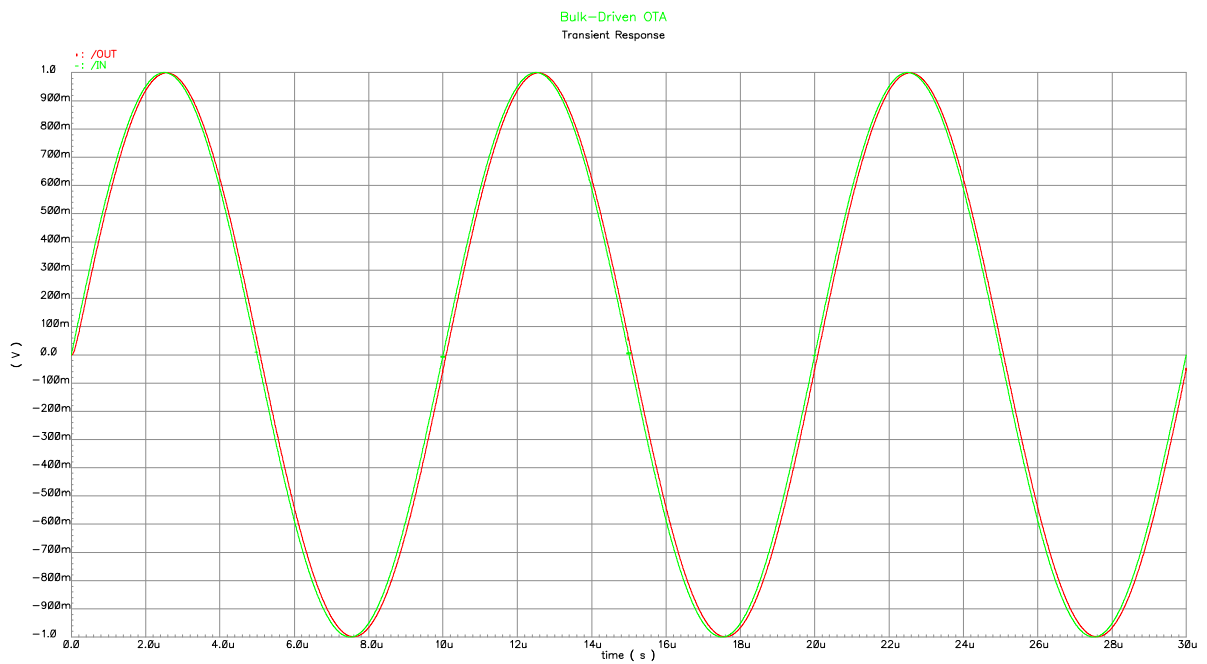
|                     |      |
|---------------------|------|
| $U_N$ [V]           | 5    |
| $C_L$ [pF]          | 5    |
| $A_0$ [dB]          | 75,4 |
| $f_T$ [MHz]         | 2,10 |
| $m$ [°]             | 80,0 |
| $V_{os}$ [ $\mu$ V] | 288  |
| $I_k$ [ $\mu$ A]    | 200  |
| $P_k$ [mW]          | 1,0  |
| SR [V/ $\mu$ s]     | 7,87 |



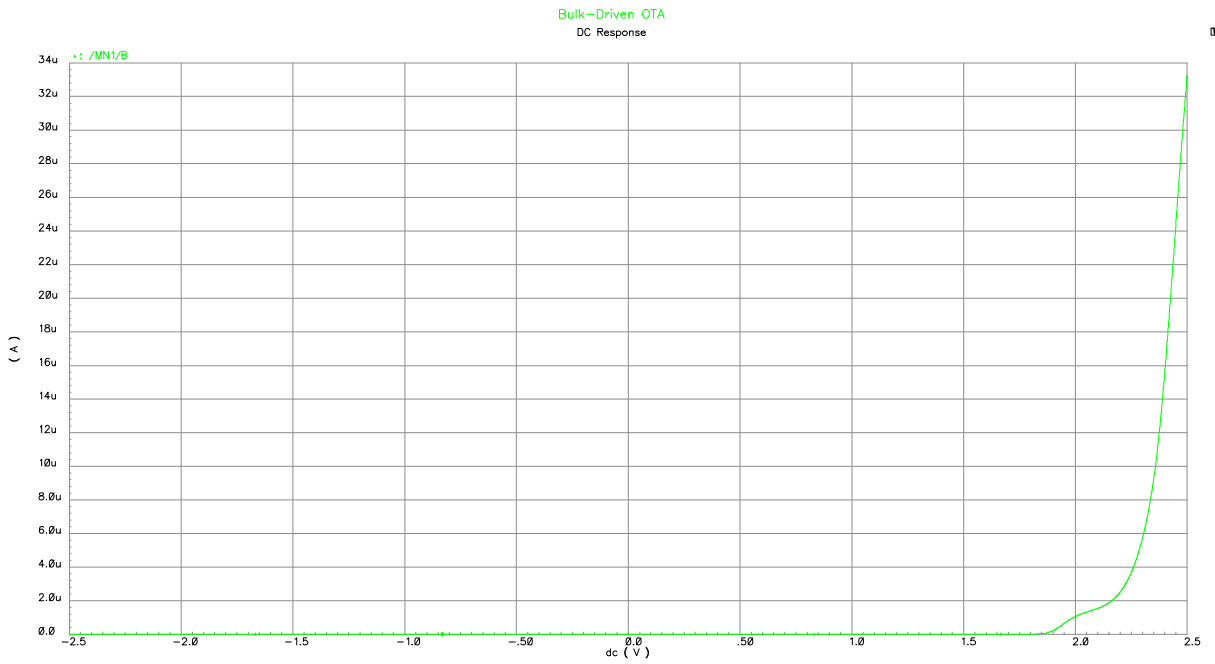
Obr. 2..10: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika – obvod B 1



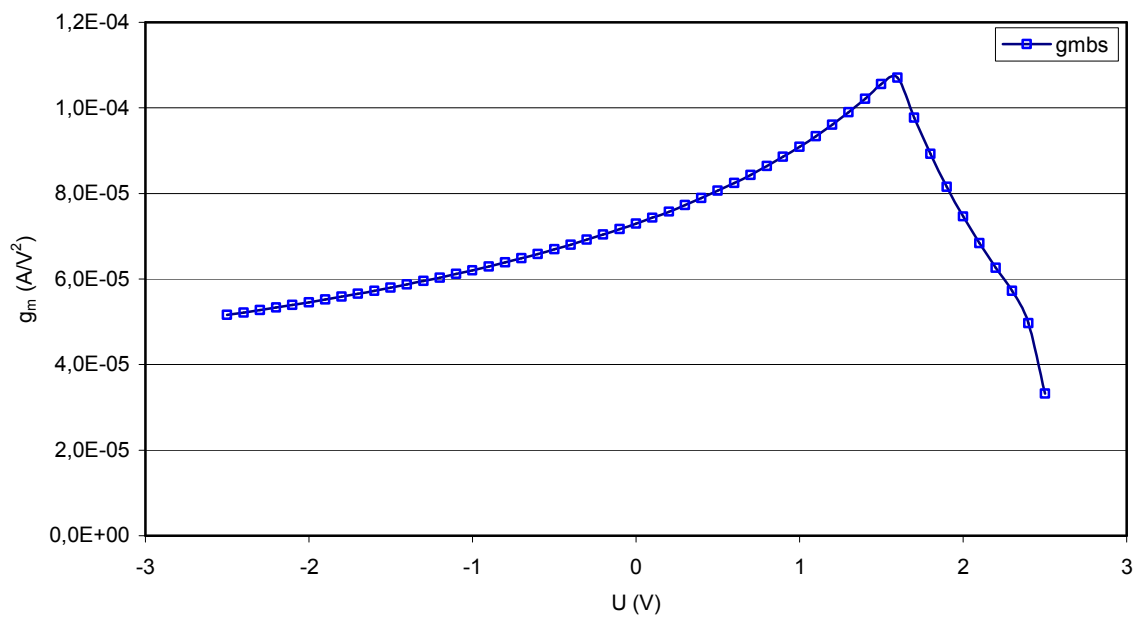
**Obr. 2.11:** Odezva na strmý impuls – obvod B 1



**Obr. 2.12:** Přenos sinusového signálu – obvod B 1



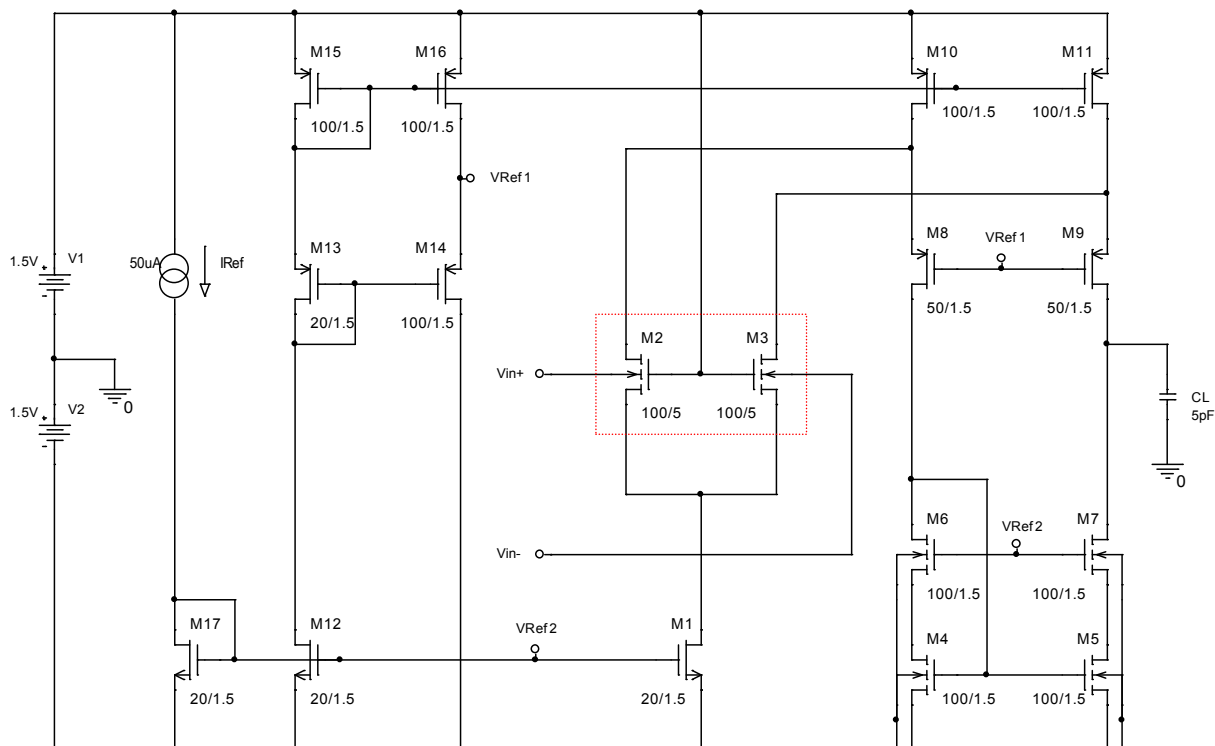
**Obr. 2.13:** Závislost proudu  $I_b$  na vstupním souhlasném napětí – obvod B 1



**Obr. 2.14:** Závislost transkonduktance bulk-driven tranzistorů  $g_{mbs}$  na vstupním souhlasném napětí – obvod B 1

### OTA zesilovač s bulk-driven tranzistory, $U_N = 3\text{ V}$ (obvod B 2)

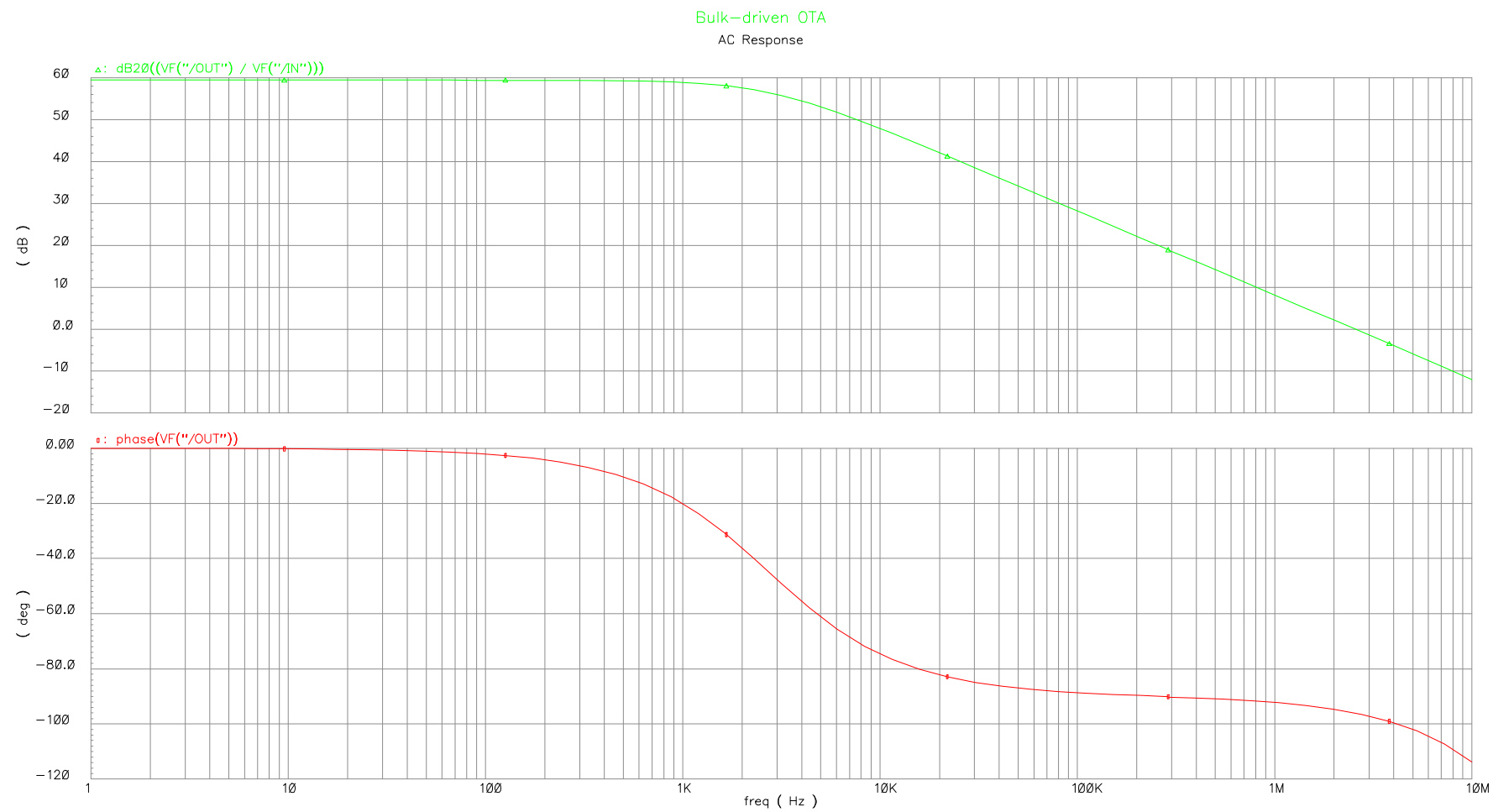
Na obrázku 2.15 je druhý návrh OTA zesilovače s bulk-driven tranzistory ve vstupním diferenciálním stupni. Napájecí napětí tohoto obvodu bylo zvoleno  $U_N = 3\text{ V}$ . Tabulka 2.5 uvádí simulací zjištěné parametry obvodu a na obrázcích 2.16 až 2.18 jsou uvedeny charakteristiky obvodu popsané v kapitole 2.2. Na obrázku 2.19 je uvedena závislost proudu, protékajícího elektrodou Bulk  $I_b$ , v závislosti na vstupním souhlasném napětí  $V_S$ .



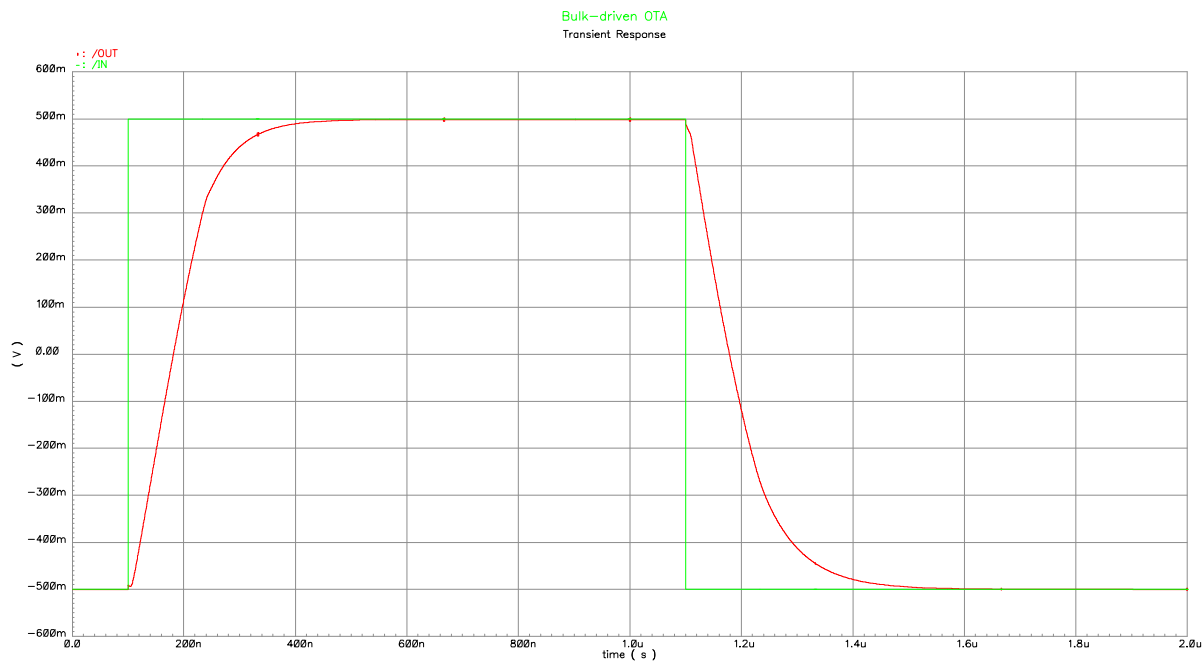
**Obr. 2.15:** Schéma OTA zesilovače s bulk-driven tranzistory s  $U_N = 3\text{ V}$  (obvod B 2)

**Tab. 2.5:** Parametry obvodu B 2

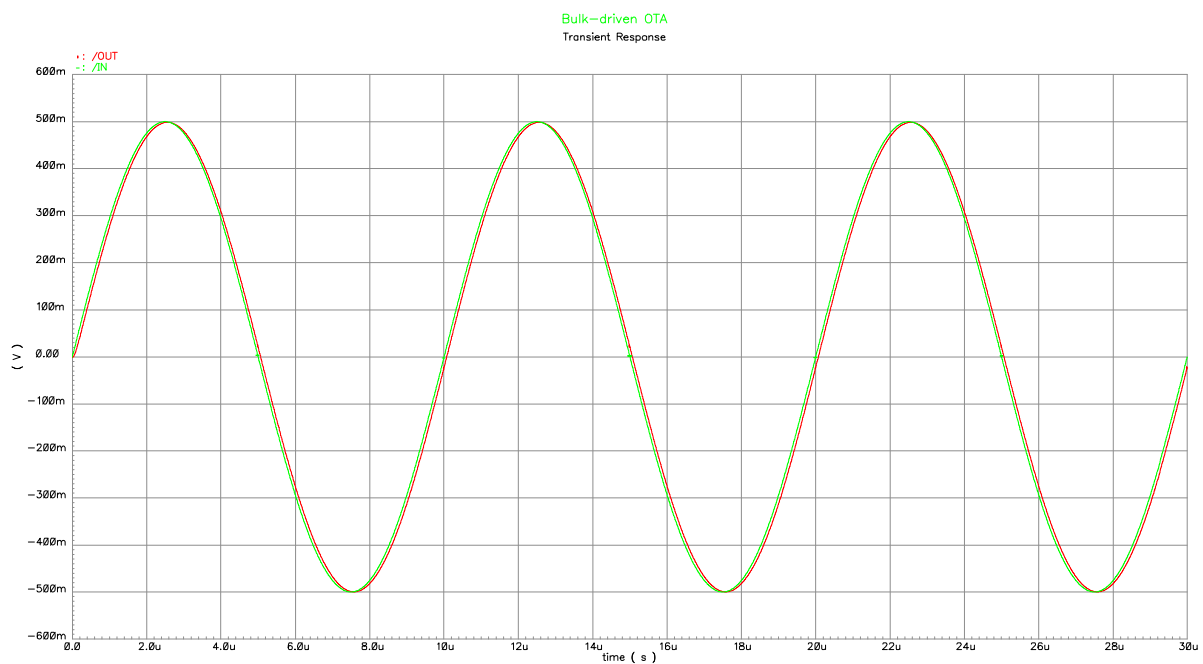
|                               |      |
|-------------------------------|------|
| $U_N$ [V]                     | 3    |
| $C_L$ [pF]                    | 5    |
| $A_0$ [dB]                    | 59,4 |
| $f_T$ [MHz]                   | 2,55 |
| $m$ [°]                       | 83,9 |
| $V_{os}$ [ $\mu\text{V}$ ]    | 781  |
| $I_k$ [ $\mu\text{A}$ ]       | 185  |
| $P_k$ [mW]                    | 0,56 |
| SR [ $\text{V}/\mu\text{s}$ ] | 6,24 |



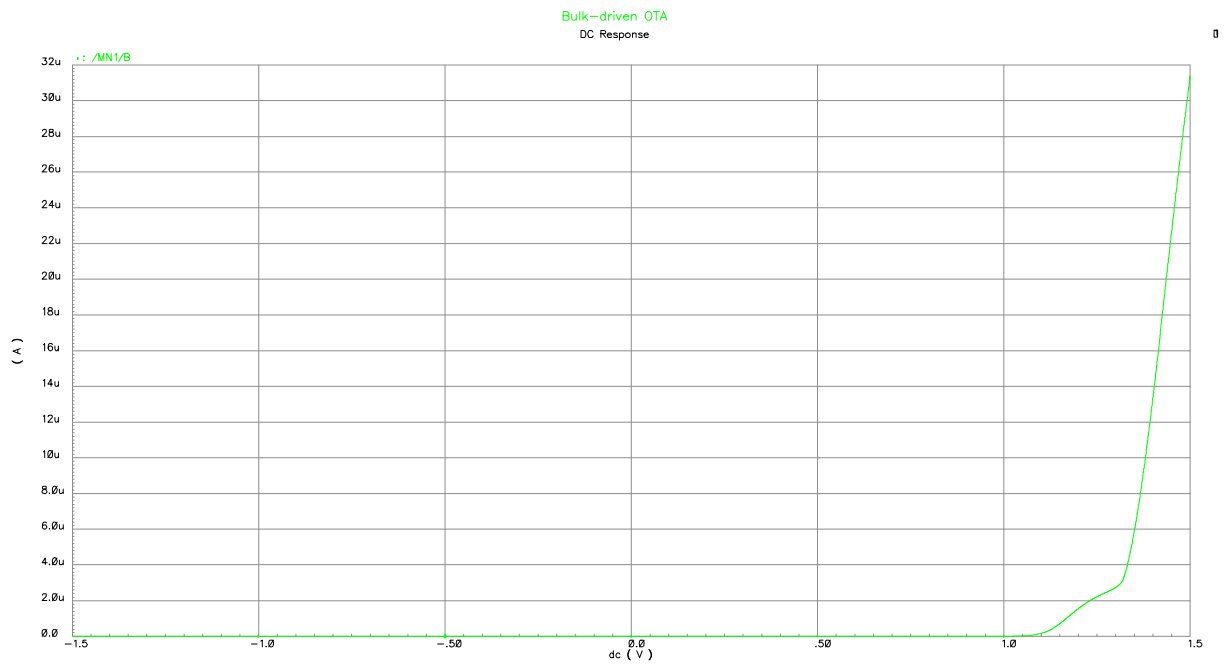
Obr. 2..16: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika – obvod B 2



Obr. 2.17: Odezva na strmý impuls – obvod B 2



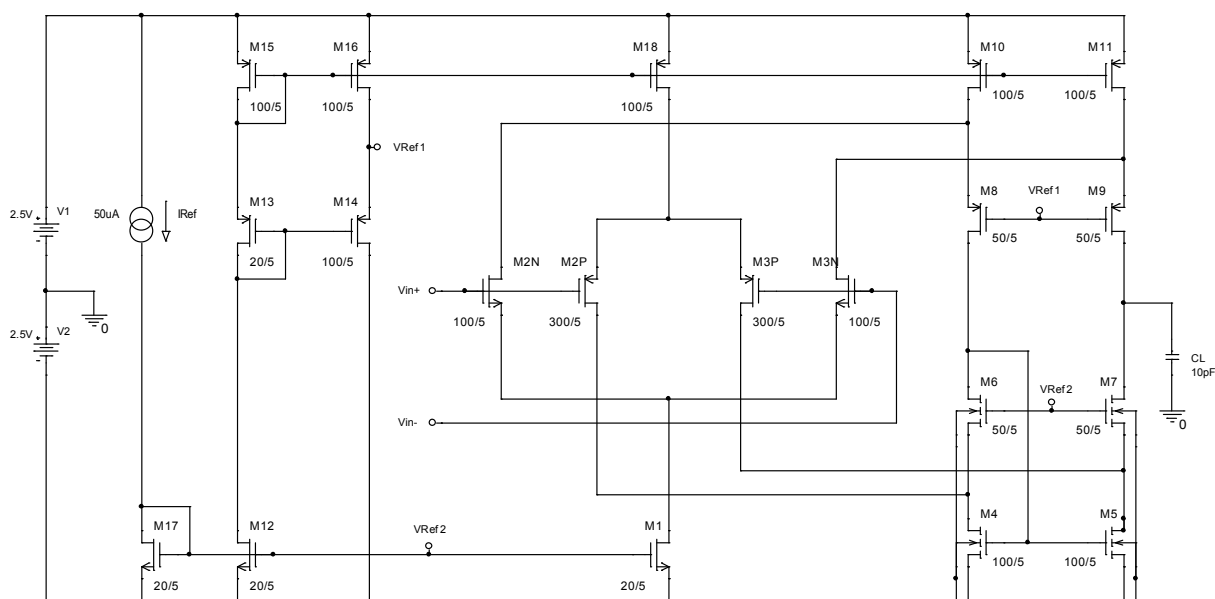
Obr. 2.18: Přenos sinusového signálu – obvod B 2



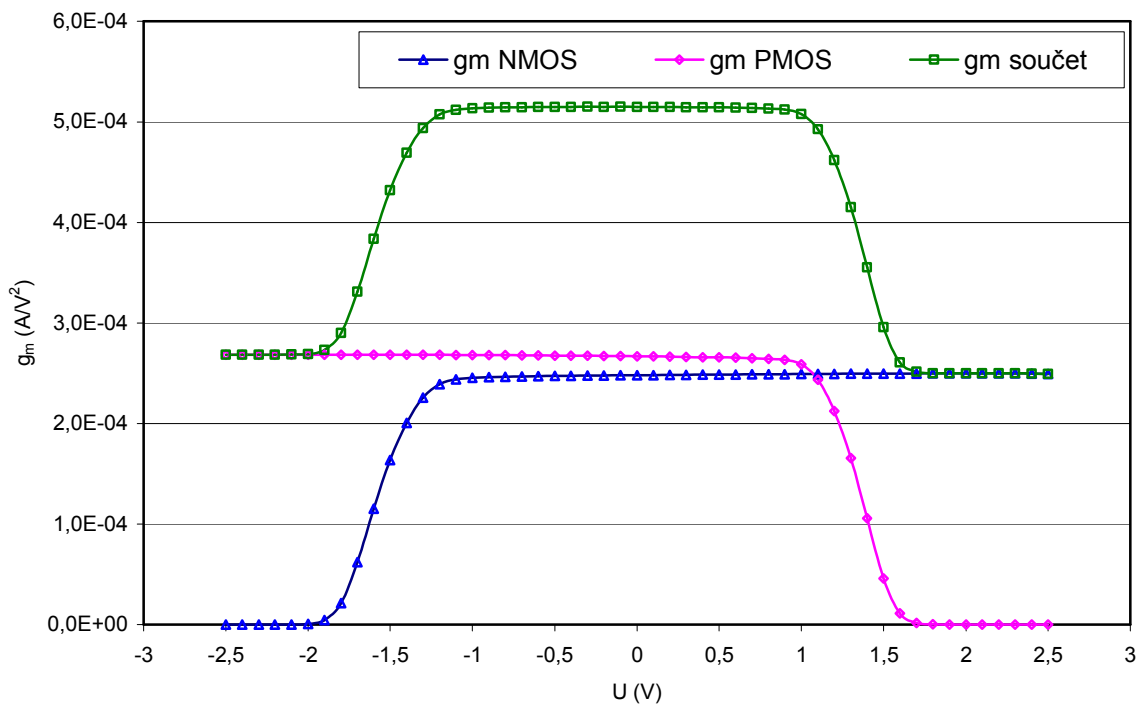
**Obr. 2.19:** Závislost proudu  $I_b$  na napětí  $V_{bs}$  – obvod B 2

### OTA zesilovač s komplementárním diferenciálním párem (obvod C)

Na obrázku 2.20 je uveden návrh OTA zesilovače komplementárním diferenciálním stupněm. Poměr  $W/L$  PMOS vstupních tranzistorů je zvolen třikrát větší než  $W/L$  NMOS vstupních tranzistorů což přibližně kompenzuje vyšší hodnotu  $KP$  NMOS tranzistorů (viz. tabulka 2.2). Tabulka 2.6 uvádí simulaci zjištěné parametry obvodu a na obrázcích 2.22 až 2.24 jsou uvedeny charakteristiky obvodu, popsané v kapitole 2.2. Obrázek 2.21 uvádí graf závislosti transkonduktance diferenciálních stupňů na vstupním souhlasném napětí a součet jejich hodnot. Vzhledem k tomu, že hodnota transkonduktance celého obvodu  $G_m$  je dána právě jako součet transkonduktance vstupních tranzistorů M2N a N2P, resp. M3N a M3P, je z grafu vidět, že bude závislá na vstupním souhlasném napětí. Protože napě ové zesílení  $A_0$  je závislé na  $G_m$ , viz vztah 1.3, bude to mít za následek zkreslení přenášeného signálu. Zároveň je na  $G_m$  závislý tranzitní kmitočet  $f_T$  OTA zesilovače (vztah 1.4), který se také bude v závislosti na hodnotě souhlasného napětí měnit, což může způsobovat problémy s kmitočtovou kompenzací obvodu.



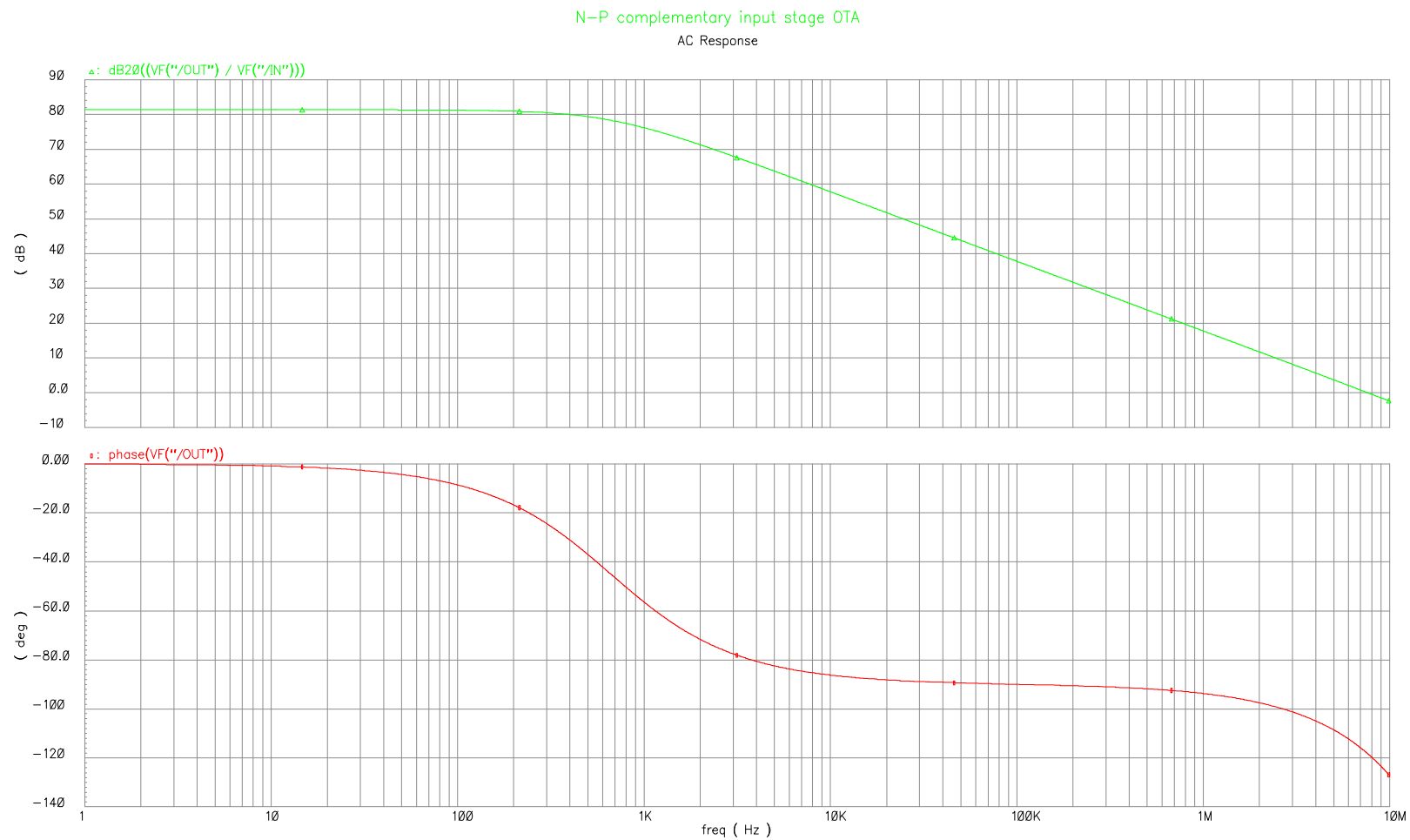
Obr. 2.20: OTA zesilovač s komplementárním diferenciálním párem – obvod C



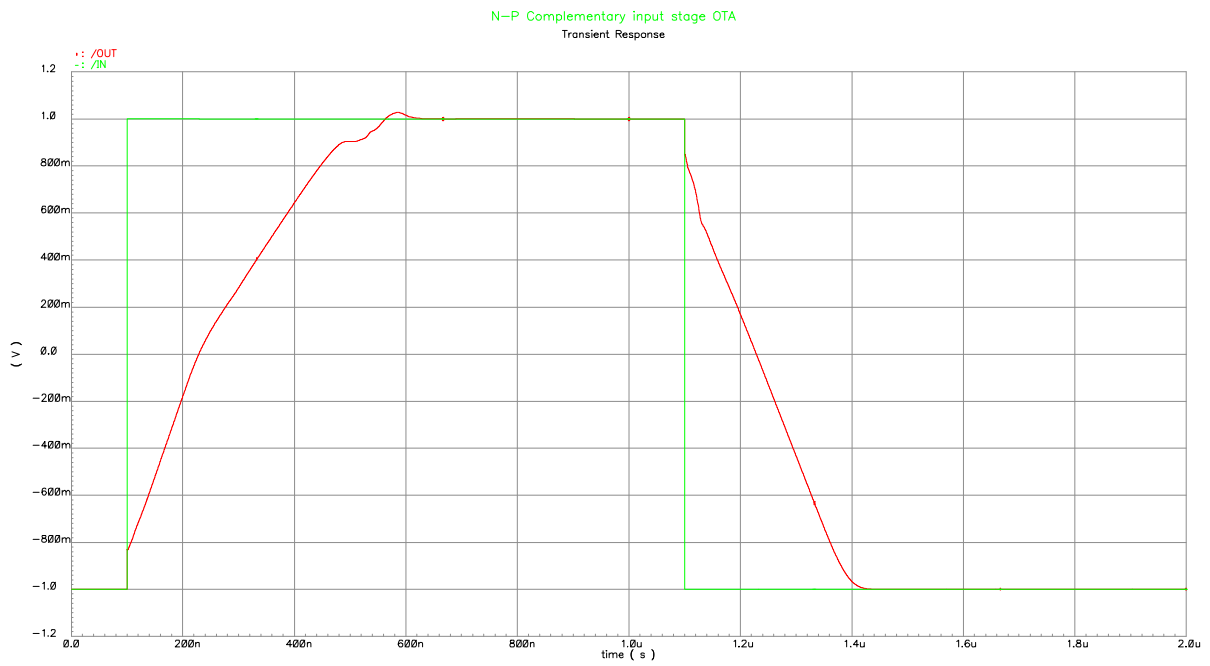
**Obr. 2.21:** Závislost transkonduktance  $g_m$  vstupních tranzistorů na vstupním souhlasném napětí – obvod C

**Tab. 2.6:** Parametry obvodu C

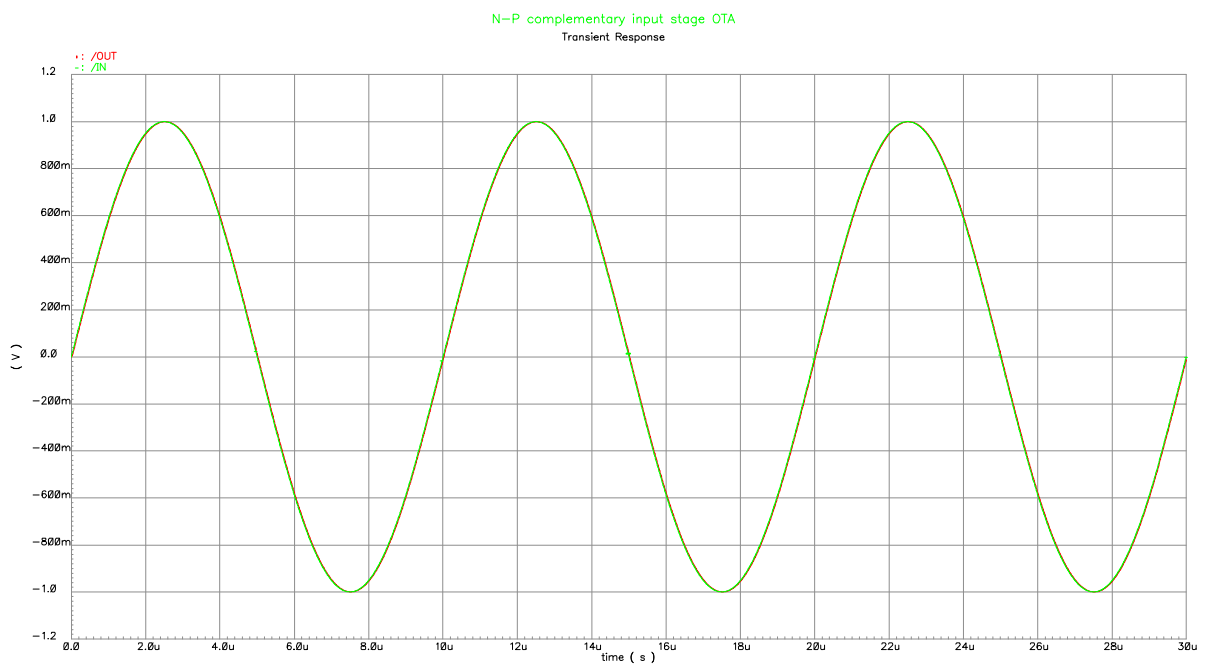
|                     |      |
|---------------------|------|
| $U_N$ [V]           | 5    |
| $C_L$ [pF]          | 10   |
| $A_0$ [dB]          | 81,3 |
| $f_T$ [MHz]         | 7,60 |
| $m$ [°]             | 61,8 |
| $V_{os}$ [ $\mu$ V] | 101  |
| $I_k$ [ $\mu$ A]    | 250  |
| $P_k$ [mW]          | 1,25 |
| SR [V/ $\mu$ s]     | 4,84 |



Obr. 2..22: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika – obvod C



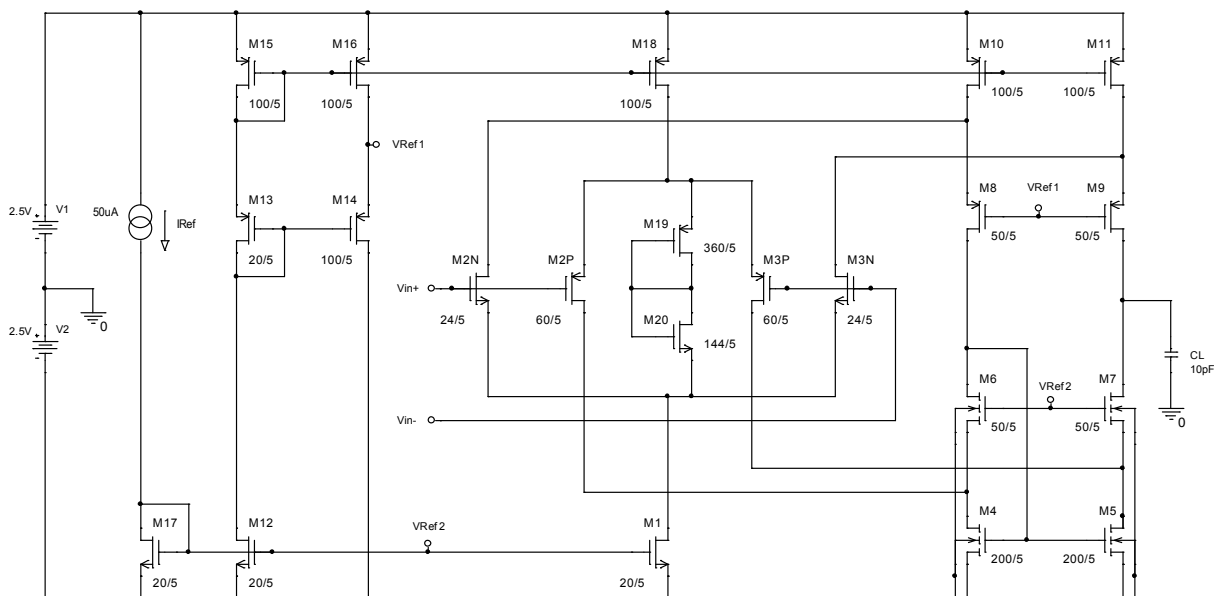
**Obr. 2.23:** Odezva na strmý impuls – obvod C



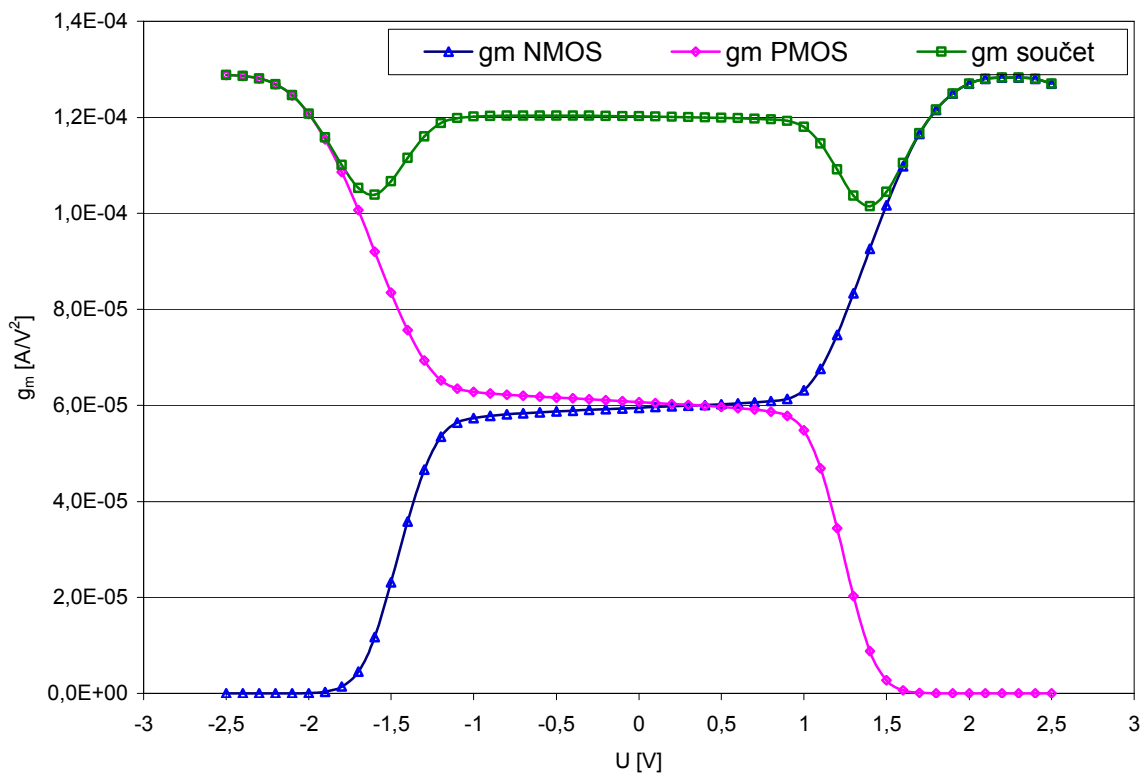
**Obr. 2.24** Přenos sinusového signálu – obvod C

### OTA zesilovač s komplementárním diferenciálním párem a konstantní transkonduktancí (Obvod D)

Na obrázku 2.25 je uveden návrh OTA zesilovače s komplementárním diferenciálním párem a konstantní transkonduktancí. Tabulka 2.6 uvádí simulací zjištěné parametry obvodu a na obrázcích 2.27 až 2.29 jsou uvedeny charakteristiky obvodu popsané v kapitole 2.2. Tranzistory M19 a M20 zde slouží k zajištění konstantního součtu transkonduktance obou diferenciálních párů. Jde o metodu zajištění konstantní transkonduktance, popsanou v teoretické části práce. Na obrázku 2.26 je uvedena závislost transkonduktance tranzistorů M2N a M2P, resp. M3N a M3P a jejich součtu na vstupním souhlasném napětí. Největší odchylka od hodnoty součtu transkonduktance, při souhlasném napětí  $V_s = 0$  V, je zde přibližně 15 %.



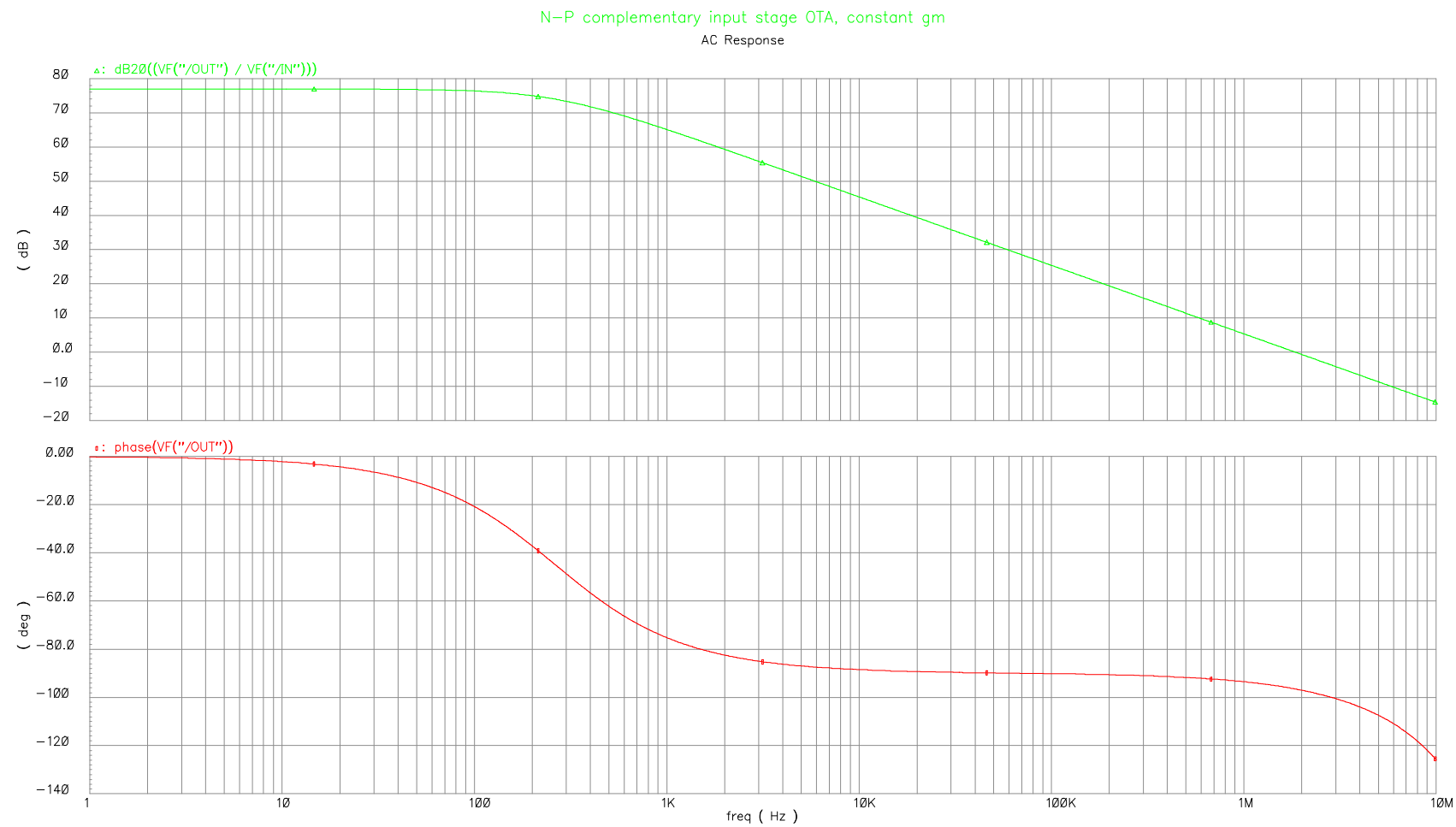
**Obr. 2.25:** OTA zesilovač s komplementárním diferenciálním párem a konstantní transkonduktancí (obvod D)



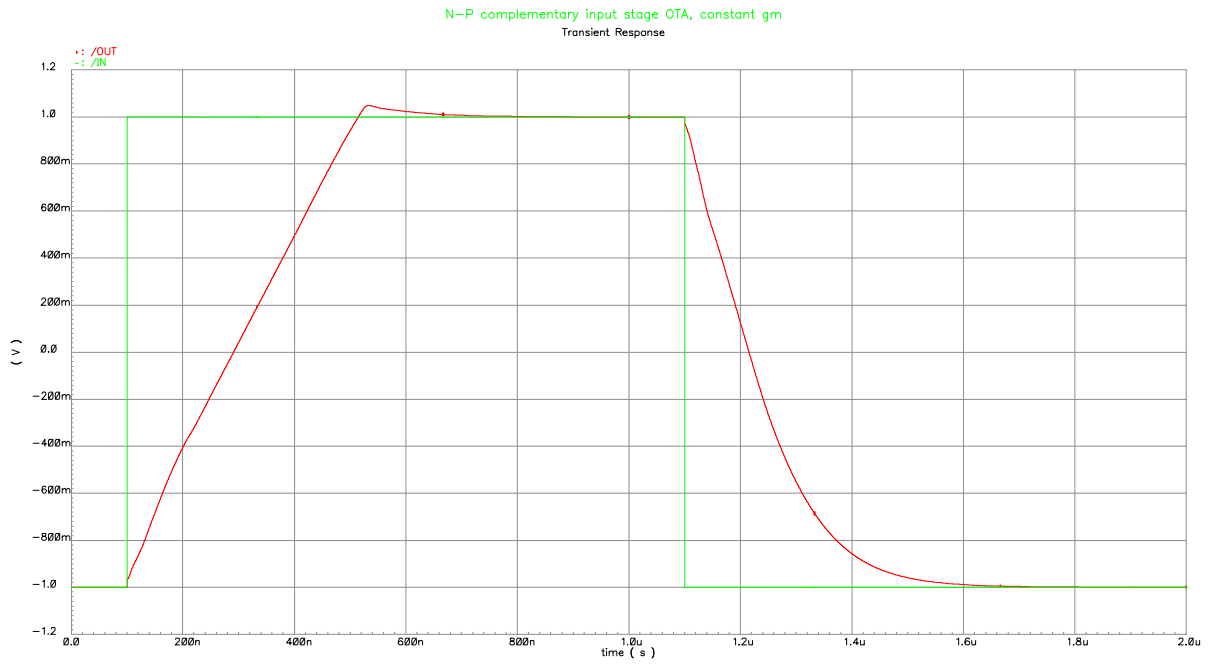
**Obr. 2.26:** Závislost transkonduktance  $g_m$  vstupních tranzistorů na vstupním souhlasném napětí – obvod D

**Tab. 2.7:** Parametry obvodu D

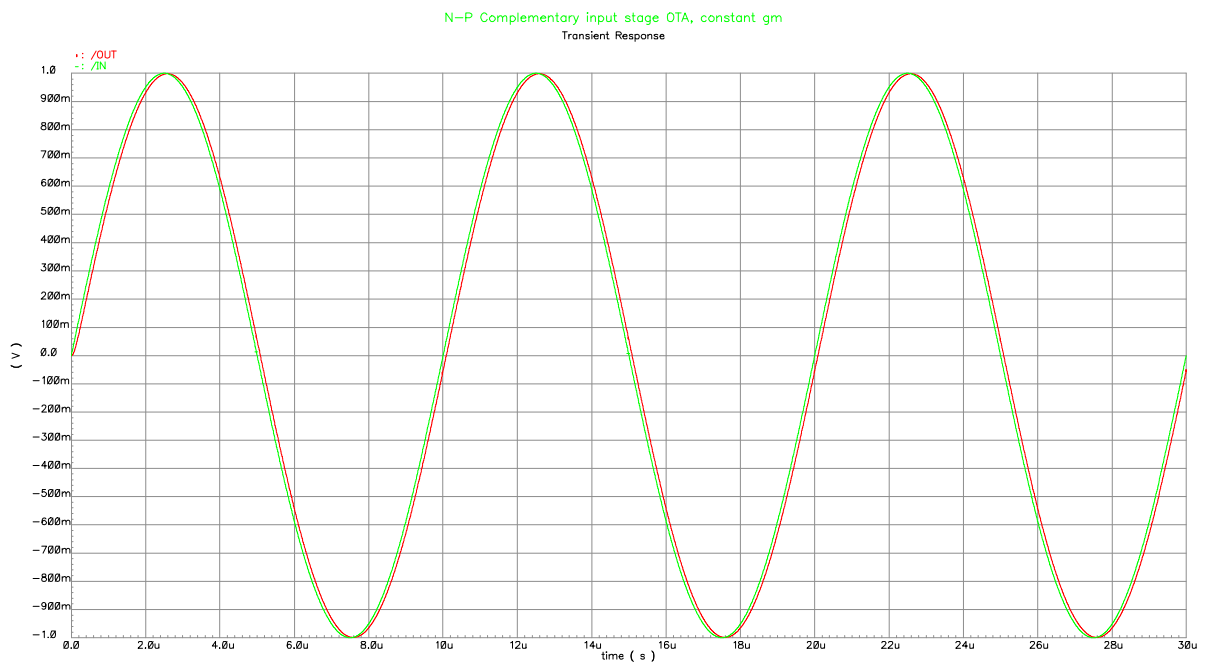
|               |      |
|---------------|------|
| $U_N$ [V]     | 5    |
| $C_L$ [pF]    | 10   |
| $A_0$ [dB]    | 77,0 |
| $f_T$ [MHz]   | 1,84 |
| $m$ [°]       | 83,5 |
| $V_{os}$ [μV] | 179  |
| $I_k$ [μA]    | 250  |
| $P_k$ [mW]    | 1,25 |
| SR [V/ s]     | 4,54 |



Obr. 2..27: Modulová a fázová kmitočtová charakteristika – obvod D



**Obr. 2.28:** Odezva na strmý impuls – obvod D



**Obr. 2.29:** Přenos sinusového signálu – obvod D

### Shrnutí zjištěných parametrů simulovaných obvodů

V tabulce 2.7 je uveden souhrn zjištěných parametrů simulovaných OTA zesilovačů.

**Tab. 2.8:** Shrnutí parametrů simulovaných obvodů

| Obvod         | A    | B1   | B2   | C    | D    |
|---------------|------|------|------|------|------|
| $U_N$ [V]     | 5    | 5    | 3    | 5    | 5    |
| $C_L$ [pF]    | 5    | 5    | 5    | 10   | 10   |
| $A_0$ [dB]    | 85,7 | 75,4 | 59,4 | 81,3 | 77,0 |
| $f_T$ [MHz]   | 7,98 | 2,10 | 2,55 | 7,60 | 1,84 |
| $m$ [°]       | 61,8 | 80,0 | 83,9 | 61,8 | 83,5 |
| $V_{os}$ [μV] | 90   | 288  | 781  | 101  | 179  |
| $I_k$ [μA]    | 200  | 200  | 185  | 250  | 250  |
| $P_k$ [mW]    | 1,0  | 1,0  | 0,56 | 1,25 | 1,25 |
| SR [V/μs]     | 7,87 | 7,87 | 6,24 | 4,84 | 4,54 |

### 3 Závěr

Cílem této práce bylo vyhledat a popsat techniky, používané při návrhu nízkonapěťových operačních zesilovačů s technologií MOS tranzistorů. Vybrané techniky potom použít při návrhu operačních zesilovačů a ověřit jejich funkci a udávané vlastnosti. Práce je rozdělena na teoretickou a praktickou část. V teoretické části práce jsou popsána obvodová zapojení a technologické postupy, jež se nejčastěji používají při návrhu nízkonapěťových operačních zesilovačů. Uvádí jejich typické vlastnosti, popřípadě vliv na chování obvodů, kde je lze aplikovat.

V praktické části jsou zjištěny vlastnosti a ověřena funkčnost některých z technik, uvedených v teoretické části. Vybrané techniky jsou zde aplikovány při návrhu vhodného operačního transkonduktančního zesilovače, za účelem zlepšení jeho vlastností z hlediska nízkonapěťového návrhu. Celkem byly navrženy tři různé varianty OTA zesilovače, vycházející z referenčního návrhu. První návrh využívá techniku bulk-driven tranzistorů. Další návrh využívá techniku komplementárních diferenciálních stupňů a poslední návrh využívá techniku komplementárních diferenciálních stupňů s konstantní transkonduktancí. Vlastnosti každého z návrhů byly ověřeny simulací. U každého návrhu jsou jeho vlastnosti a charakteristické parametry porovnány s referenčním OTA zesilovačem. V případě návrhů OTA zesilovače využívajícího komplementární diferenciální stupně, jsou v grafu zaznamenány také závislosti jeho transkonduktance na vstupním souhlasném napětí, což je v případě tohoto obvodu cenný údaj. Původní simulační program OrCAD Pspice byl zaměněn za výkonnější simulační prostředí Cadence především z důvodu využití lepších modelů MOS tranzistorů. Při návrhu obvodů byla vždy používána technologie AMIS CMOS 0,7  $\mu\text{m}$ .

## 4 Seznam použitých zdrojů

- [1] SANSEN, M. C. S. *Analog Design Essentials* [e-book]. Springer, 2006. ISBN-10 0-387-25747-0
- [2] KHATEB, A.; MUSIL, V. *Very low voltage operational amplifiers*. In Proceedings of EDS 2003 Electronic Devices and Systems Conference. Brno: Nakl. Ing. Y. Novotný, 2003. s. 239-244. ISBN: 80-214-2452-4
- [3] KHATEB, F. *Cadance Step by Step Manual and Examples-Schematic*[PDF]. Brno: VUT, FEKT, Ústav mikroelektroniky, 2007. s. 1-54
- [4] GRAY, P. R. et al. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. 4th ed. John Wiley and Sons, 2001. ISBN 0-471-32168-0
- [5] HOGERVORST, R; HUIJSING, J. H. *Design of Low-Voltage Low-Power Operational Amplifier Cells*. Kluwer Academic Publishers, 1996. ISBN 0-7923-9781-9
- [6] YAN, S.; SANCHEZ-SINENECIO, E. *Low Voltage Analog Circuit Design Techniques: A Tutorial* [PDF]. IEICE Trans. Analog Integrated Circuits and Systems, VOL. E00–A, NO. 2, 2000
- [7] BIOLEK, D. et al. *Analogové elektronické obvody – přednášky* [PDF]. Brno: VUT, FEKT, 2007
- [8] ALLEN P. E. *CMOS Analog IC Design Short Course* [online]. 2006. Dostupné z WWW: <<http://www.aicdesign.org/scnotes06.html>>

## 5 Seznam použitých zkratek a symbolů

|                               |  |
|-------------------------------|--|
| $V_{DD}$ [V]                  | kladné napájecí napětí                       |
| $V_{SS}$ [V]                  | záporné napájecí napětí                      |
| $U_N$ [V]                     | napájecí napětí                              |
| $V_{in}$ [V]                  | vstupní napětí                               |
| $V_{out}$ [V]                 | výstupní napětí                              |
| $V_s$ [V]                     | souhlasné napětí                             |
| $A_0$ [dB]                    | zesílení stejnosměrného signálu              |
| $\varphi_m$ [°]               | fázová jistota                               |
| $f_T$ [Hz]                    | tranzitní kmitočet                           |
| $W$ [μm]                      | šířka kanálu MOS tranzistoru                 |
| $L$ [μm]                      | délka kanálu MOS tranzistoru                 |
| $V_T$ [V]                     | prahové napětí MOS tranzistoru               |
| $SR$ [V/μs]                   | rychlost přeběhu                             |
| $g_m$ [A/V <sup>2</sup> ]     | transkonduktance MOS tranzistoru             |
| $G_m$ [A/V <sup>2</sup> ]     | transkonduktance OTA zesilovače              |
| $g_{mbs}$ [A/V <sup>2</sup> ] | transkonduktance bulk-driven MOS tranzistoru |
| $V_{dsat}$ [V]                | saturační napětí MOS tranzistoru             |
| $C_L$ [F]                     | kapacita zátěže                              |