

Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napětovém módu

Vratislav Michal, DTEE Brno University of Technology
Vratislav.michal@gmail.com, www.postreh.com/vmichal

Teoretický úvod:

Označení obvodů pracujících v proudovém módu vychází z principu činnosti těchto obvodů, tj. z použití proudu jako veličiny nesoucí informaci. Podle typu obvodu je potom zpracování signálu založeno pouze na operaci z proudy nebo na operaci s napětím i s proudy (obvod ve smíšeném módu). Tato úloha se zabývá měřením a porovnáním některých dynamických vlastností vybraných obvodů pracujících v proudovém a napětovém módu (AD844, LM13700, TL072).

1) Základní pojmy

Kmitočtový rozsah

Kmitočtový rozsah obvodu udává rozsah přenášeného kmitočtového pásma při dodržení určitých podmínek. Zpravidla se jedná o pásmo kmitočtů v němž pokles hodnoty napětového přenosu nepřesáhne hodnotu -3dB.

Rychlost přeběhu

Rychlost přeběhu (SR –Slew Rate) udává maximální rychlost nárůstu napětí za jednotku času na výstupu aktivního prvku. Hodnota SR je v podstatě velikost dV/dt odezvy výstupu zesilovače na jednotkový skok. Jednotka rychlosti přeběhu je V/s, či běžněji užívaná V/ μ s.

Na rozdíl od mezního tranzitního kmitočtu je rychlost přeběhu parametr, který má nelineární projevy a může proto způsobit zkreslení signálu. Zároveň jsou jeho projevy závislé na velikosti amplitudy a kmitočtu zpracovávaného signálu. Tímto se odlišuje od hodnoty tranzitního kmitočtu na které je jinak hodnota SR závislá.

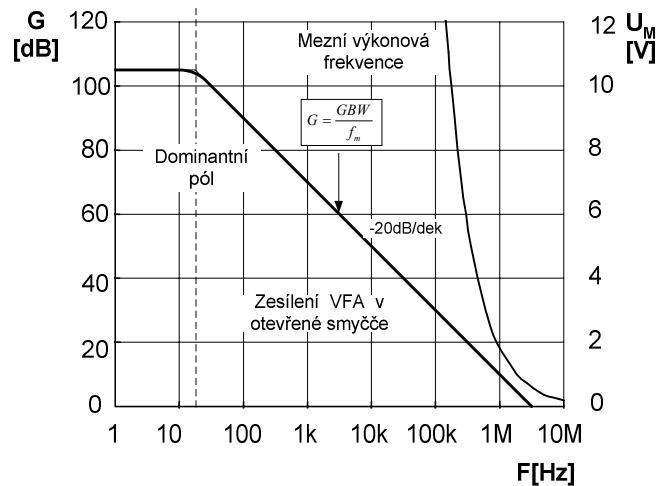
Harmonický (sinusový) signál dosahuje maximální rychlosti (strmosti) v místech průchodu nulou, kde lze vyjádřit jako derivace:

$$\frac{d}{dt} U_{\max} \sin(\omega t) | t = 0, \quad (1)$$

kdy po derivování dostáváme hodnotu (pro danou frekvenci a maximální požadovanou amplitudu) požadované rychlosti přeběhu:

$$SR = \omega U_m \text{ [V/s]}. \quad (2)$$

Budeme-li tedy chtít dosáhnout na výstupu zesilovače napětí sinusového průběhu o kmitočtu f a maximální hodnotě U_{\max} , musí hodnota SR zesilovače minimálně splňovat podmínku (2). V souvislosti s rychlostí přeběhu se někdy zmiňuje parametr „maximální výkonová frekvence“, což je frekvence při které je zesilovač schopen ještě dosahovat daného rozkmitu výstupního napětí U_M bez zkreslení vlivem omezení rychlosti přeběhu (viz. obr. 1).



Obr. 1: Porovnání kmitočtové charakteristiky zesílení G operačního zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby s maximálním rozkmitem harmonického výstupního napětí s vrcholovou hodnotou U_M v závislosti na jeho kmitočtu.

Transkonduktance g_m [S]

Uvažujme převodník typu napětí/proud s převodní konstantou K , zatížený rezistorem R . Tento převodník má ke vstupním svorkám připojený zdroj napětí U_{IN} a výstupní svorka je tak protékána proudem $K \cdot U_{IN}$. Rozměr hodnoty K lze určit z následujícího vztahu:

$$[K] = \frac{A}{V} = \frac{1}{\Omega} = S. \quad (3)$$

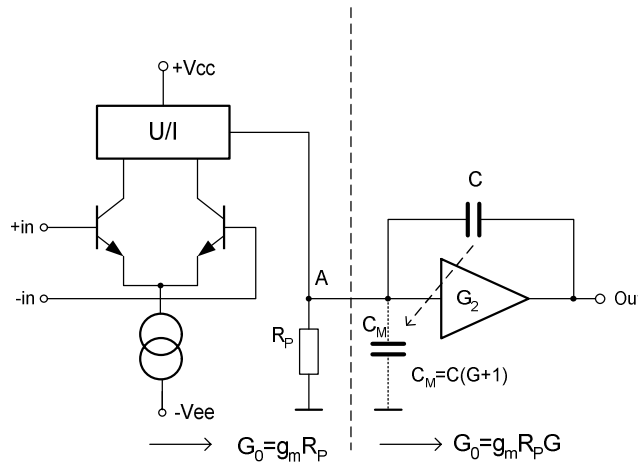
Hodnota K představuje tak přímo transkonduktanci g_m . Zatížíme-li výstup tohoto převodníku zatěžovacím rezistorem R_z , můžeme hodnotu výstupního napětí definovat rovnicí

$$U_{RZ} = I_{out} \cdot R_z = g_m \cdot R_z \cdot U_{in} \quad (4)$$

Shoda jednotek napětí/proud=Siemens není náhodná. Analýzou obvodu které vykazují transkonduktanci obvykle zjistíme, že její hodnota je určovaná určitým rezistivním prvkem. V literatuře je často transkonduktance udávána v jednotkách mho (ohm čteno pozpátku).

2) Dynamické vlastnosti operačního zesilovače s napětíovou zpětnou vazbou VFA (Voltage Feedback Amplifier)

Princip a základní vlastnosti operačního zesilovače jsou dostatečně popsány v literatuře. Z hlediska dynamických vlastností je vhodné zabývat se vnitřní strukturou operačního zesilovače.



Obr. 2: Zjednodušená vnitřní struktura operačního zesilovače s napětíovou zpětnou vazbou.

Libovolný operační zesilovač můžeme prakticky rozdělit na dvě hlavní části: vstupní diferenciální stupeň s převodníkem U/I a výstupní zesilovač (viz. obrázek 2). Vstupní diferenciální stupeň s převodníkem transformuje vstupní napětí na jediný, vzhledem k zemi souměrný signál. Proud z převodníku U/I je veden na impedanci R_p , která dosahuje vysokých hodnot (je realizována parazitními vodivostmi ve struktuře zesilovače). Označíme-li transkonduktanci převodníku U/I g_m (vztaženo k vstupním svorkám zesilovače), pak je zisk G_1 prvního stupně, tj. v uzlu A roven:

$$G_1 = g_m \cdot R_p. \quad (5)$$

Napětí je pak zesilováno ve druhé části zesilovače (v oddělovacím zesilovači) se zesílením G_2 . Tento zesilovač je z důvodů zajištění stability obvykle přemostěn kompenzační kapacitou C . Kapacita mezi vstupem a výstupem zesilovače tvoří ekvivalentní Millerovu kapacitu C_M transformovanou v poměru:

$$C_M = (G + 1) \cdot C. \quad (6)$$

Přenos v uzlu A je pak daný paralelním spojením rezistoru R_p a kapacity C_M (5):

$$G_1 = g_m \cdot Z = g_m \frac{R}{RCs + 1} = \frac{G_1}{\tau \cdot s + 1}, \quad (7)$$

kde Z je impedance paralelní kombinace R_p a C_M . Ze vztahu (7) je patrné že v přenosu operačního zesilovače vzniká pól, označovaný jako dominantní (obrázek 1). Celkové zesílení zesilovače pro kmitočty nižší než kmitočet dominantního pólu je pak $G_0 = G_1 \cdot G_2$. Vynásobením hodnoty kmitočtu dominantního pólu celkovým zesílením G_0 dostáváme tzv. Gain Bandwidth Product, označovaný jako GBW. Navrhujeme-li zesilovač s operačním zesilovačem na zesílení G , je hodnota mezního kmitočtu pro pokles -3dB dána:

$$f_M = \frac{GBW}{G}. \quad (8)$$

Je zřejmé, že pro jednotkové zesílení je hodnota mezního kmitočtu rovna přímo GBW.

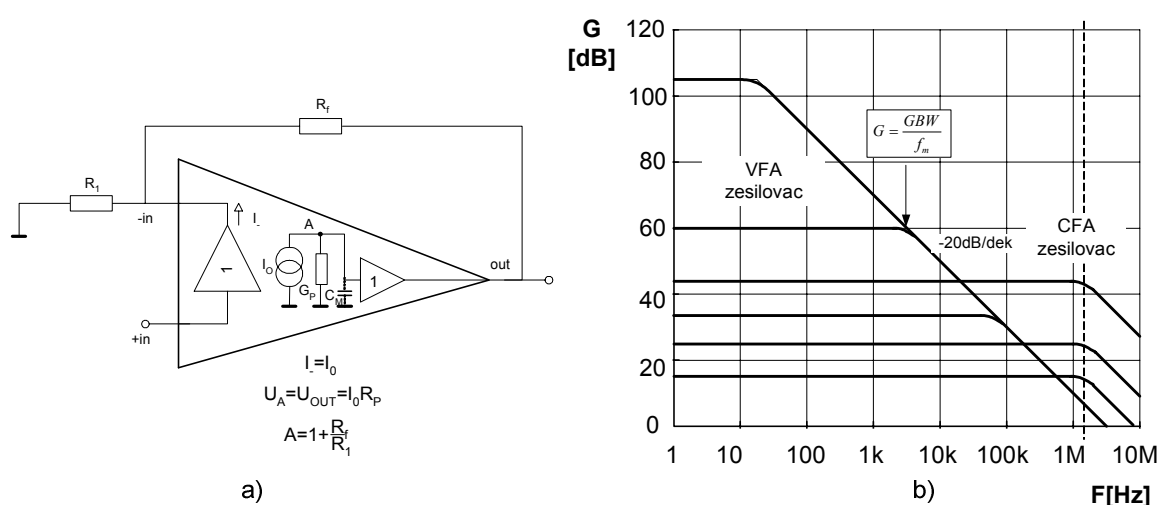
Vzhledem k vysoké hodnotě rezistoru R_p , tvoří převodník U/I z obrázku 2 a kapacita C_M integrátor proudu I . Odezvu napětí na kondenzátoru na jednotkový skok vstupního proudu I můžeme vyjádřit jako:

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \cdot I_{\max} \cdot t. \quad (9)$$

Jelikož hodnota proudu I nemůže dosahovat nekonečné hodnoty, je i rychlost odezvy integrátoru omezená. Je tedy zřejmý mechanismus původu konečné hodnoty rychlosti přeběhu SR.

3) Dynamické vlastnosti operačního zesilovače s proudovou zpětnou vazbou CFA (Current Feedback Amplifier)

Při zapojení klasického VFA zesilovače v lineárním obvodu je vlivem účinků zpětné vazby regulováno vstupní diferenciální napětí na nulovou hodnotu. U zapojení CFA zesilovače je na nulovou hodnotu nastavovaný proud tekoucí neinventující vstupem.



Obr. 3: Operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou: a) principiální uspořádání tohoto zesilovače b) porovnání vlivu nastaveného zesílení VFA a CFA zesilovačů na hodnotu mezního kmitočtu.

Princip CFA zesilovače je patrný z obrázku 3a). Vstupní část tvoří jednotkový zesilovač s napětovým (vysokoimpedančním) vstupem na kladné svorce a výstupem na záporném vstupu. Proud I_0 je obrazem proudu I_- , který prochází inventující vstupem. Tento proud vytváří na parazitní vodivosti G_p , která dosahuje vysokých hodnot úbytek napětí. V tomto bodě je realizováno veškeré zesílení obvodu. Zesílení oddělovacího stupně je nastaveno na 1 a je tedy zřejmé že parazitní Millerova kapacita dosahuje podstatně nižších hodnot než v porovnání s VFA zesilovačem. To je i hlavní důvod proč CFA zesilovače dosahují výrazně vyšších hodnot rychlosti přeběhu (v řádech až tisíců V/ μ s v porovnání s desítkami u VFA zesilovačů).

Snímání proudu I_- se nejčastěji provádí proudovými zrcadly zapojenými ve výstupním obvodu jednotkového zesilovače. Je zřejmé že přenos veličiny ze vstupních obvodů do výstupních je na úrovni proudů. Právě tato vlastnost je pro obvody v proudovém módu typická. Přenos proměnné veličiny např. proudovým zrcadlem vyvolává jen nepatrné variace napětí na jeho vstupu. Je tedy zřejmé že i případnými parazitními kapacitami tohoto vstupu

protéká zanedbatelný proud. Jejich vliv je tedy o poznání menší než u obvodů v napětovém módu.

Další zajímavou vlastností v porovnání s VFA zesilovači je, že velikost šířky pásma B s reálným zesilovačem nezávisí na celkovém zesílení G_0 , ale pouze na velikosti zpětnovazebního rezistoru R_f . (viz. obrázek 3b). Odvození a vysvětlení tohoto jevu je popsáno v dostupné literatuře. Pro volbu zpětnovazebního rezistoru R_f je z důvodu stability dodržovat doporučení výrobce.

Na druhou stranu je třeba zmínit, že transkonduktanční zesilovače nemají příliš vhodné stejnosměrné a šumové vlastnosti a při nedodržení podmínek daných výrobcem jsou i náchylnější k nestabilitě. Jejich použití je tedy vhodné pouze tam, kde vyžadujeme vysokou rychlost přeběhu (kapacitní zátěž, spínané kapacity, koaxiální vedení apod.) či neproměnnou šířku pásma v závislosti na nastaveném zesílení.

4) Transkonduktanční zesilovač OTA (Operational Transconductance Amplifier)

Transkonduktanční zesilovač je v podstatě napětím řízený zdroj proudu i_{out}

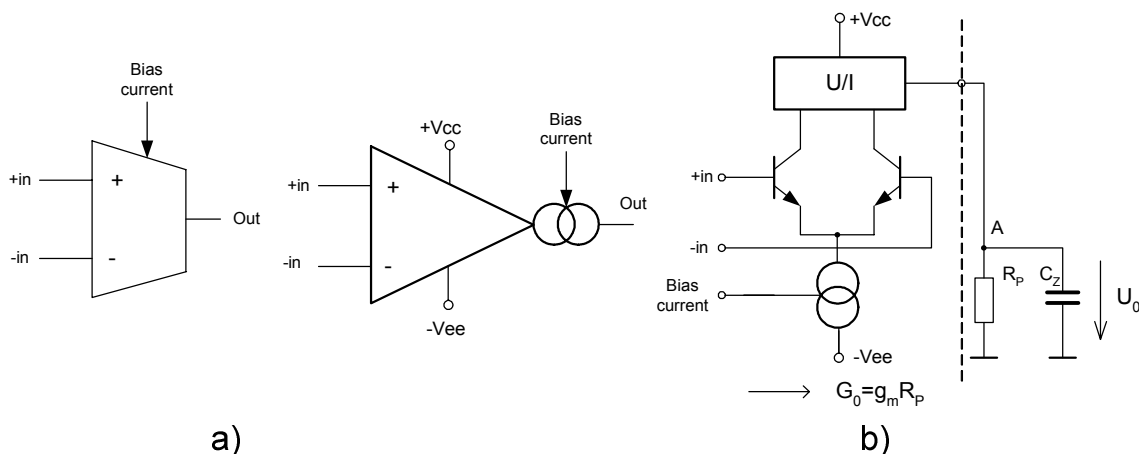
$$i_{out} = g_m \cdot (u_+ - u_-), \quad (10)$$

kde u_+ a u_- jsou napětí inventujícího a neinventujícího vstupu.

Vnitřní struktura transkonduktančního zesilovače je zobrazena na obrázku 4a). Vstupní obvod je tvořen diferenciálním vstupem a převodníkem U/I. Výstup z tohoto převodníku je již přímo výstupem transkonduktančního zesilovače. Transkonduktance g_m je obvykle říditelná externím proudem Bias current I_{ABC} . Připojením zatěžovacího rezistoru na jeho výstup obdržíme výstupní napětí naprázdno

$$u_{out} = R_z g_m \cdot (u_+ - u_-) = G_0 (u_+ - u_-). \quad (11)$$

Ze vztahu (11) vyplývá že transkonduktanční zesilovače mají z principu konečné zesílení a nevyžadují použití zpětné vazby. Tento fakt způsobuje že mezi vstupy transkonduktančního zesilovače není nulové napětí jako u VFA či CFA. Diferenciální stupeň je však více či méně nelineární a lze tedy připustit maximální vstupní rozdílové napětí v řádech stovek mV. Překročení této meze vede k výraznému zkreslení signálu. Absence zpětné vazby je výhodná z hlediska stability a kmitočtového rozsahu.



Obr. 4 a) *Transkonduktanční zesilovač: a) používané schematické značky těchto zesilovačů a b) zjednodušené vnitřní uspořádání s připojenou zátěží na výstupu.*

Připojením kondenzátoru C_z jako zátěže vzniká bezetrátový integrátor s přenosem:

$$F(s) = \frac{g_m}{s \cdot C}, \quad (12)$$

který je s výhodou (integrátor s uzemněným kapacitorem) používán v integrovaných realizacích kmitočtových filtrů. Zapojení se často označuje jako OTA-C. Ztrátový integrátor lze vytvořit z bezetrátového připojením paralelního rezistoru R . Kmitočtový přenos pak bude mít podobu:

$$H(s) = g_m \cdot Z = g_m R \frac{1}{RCs + 1} = \frac{G_0}{\tau \cdot s + 1}, \quad (13)$$

což formuje dolní propust prvního řádu s mezním kmitočtem $\omega = 1/RC$ a směrnici potlačení 20dB/dek.