

Vážení zákazníci,

dovolujeme si Vás upozornit, že na tuto ukázkou knihy se vztahují autorská práva, tzv. copyright.

To znamená, že ukáзка má sloužit výhradně pro osobní potřebu potenciálního kupujícího (aby čtenář viděl, jakým způsobem je titul zpracován a mohl se také podle tohoto, jako jednoho z parametrů, rozhodnout, zda titul koupí či ne).

Z toho vyplývá, že není dovoleno tuto ukázkou jakýmkoliv způsobem dále šířit, veřejně či neveřejně např. umístováním na datová média, na jiné internetové stránky (ani prostřednictvím odkazů) apod.

redakce nakladatelství BEN – technická literatura
redakce@ben.cz



IV. DYNAMICKÉ VLASTNOSTI OZ A JEJICH SOUVISLOST S ČINITELEM NELINEÁRNÍHO ZKRESLENÍ

Obvody lze zásadně rozdělit na lineární a nelineární. Pro lineární obvody je charakteristické to, že všechny jejich parametry jsou nezávislé na velikosti napětí nebo proudů. Platí v nich princip superpozice [17]. Nevznikají nové frekvenční složky. Vzniká pouze lineární zkreslení: amplitudové zkreslení (změna přenosu s frekvencí), fázové zkreslení (změna fáze s frekvencí). Například pro impulsní zesilovače požadujeme, aby přenos i fáze byly nezávislé na frekvenci (fáze může být v nejhrošším případě lineárně závislá na frekvenci - tomu odpovídá konstantní zpoždění). Jenom tak budou všechny harmonické složky vstupního signálu zesíleny stejně a na výstupu dostáváme patřičně zesílený vstupní impuls. Ve skutečnosti jsou tyto podmínky splněny vždy jen v omezeném rozsahu frekvencí.

V nelineárních obvodech se vyskytuje alespoň jeden obvodový prvek, jehož vlastnosti závisí na velikosti proudů nebo napětí. Typickou vlastností nelineárních obvodů je vznik subharmonických kmitočtů (rozdílové spektrální složky) a ultraharmonických kmitočtů (součtové spektrální složky a vyšší harmonické složky). V nelineárních obvodech neplatí princip superpozice.

Nelinearita může být:

- funkční (usměrňovače, detektory, omezovače,.....)
- nefunkční (parazitní - například saturace proudů a napětí)

V praxi považujeme za lineární i obvody s aktivními prvky. Vždy však musíme zkoumat, pro jaký rozsah signálů je možné obvod za lineární považovat (viz i článek 16). Míru nelinearity posuzujeme nejčastěji pomocí činitele nelineárního zkreslení (harmonického), který je definován vztahem

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}} \cdot 100 \quad [\%]$$

U_1 - první harmonická (efektivní hodnota),

U_2 - druhá harmonická (efektivní hodnota), atd.

Pokud na vstup zesilovače přivádíme pouze jeden harmonický signál o frekvenci f_1 , jsou na výstupu i nové složky: U_2 o frekvenci $2f_1$, U_3 o frekvenci $3f_1$, atd.

Přivádíme-li na vstup dva (nebo více) harmonické signály o frekvenci f_1 a f_2 , jsou na výstupu i součtové a rozdílové složky (f_1 , $2f_1$, $f_1 \pm f_2$, $2f_1 \pm f_2$,) - dochází ke křížové modulaci (intermodulaci). Pro vyhodnocení intermodulace potřebujeme selektivní voltmetr (nebo v ideálním případě spektrální analyzátor). Nežádoucí složky vztahujeme vůči některé základní harmonické složce.

Je nutno zdůraznit, že intermodulační zkreslení má největší dopad na kvalitu reprodukce, protože vnáší nové frekvence v „neoktávovém“ poměru.

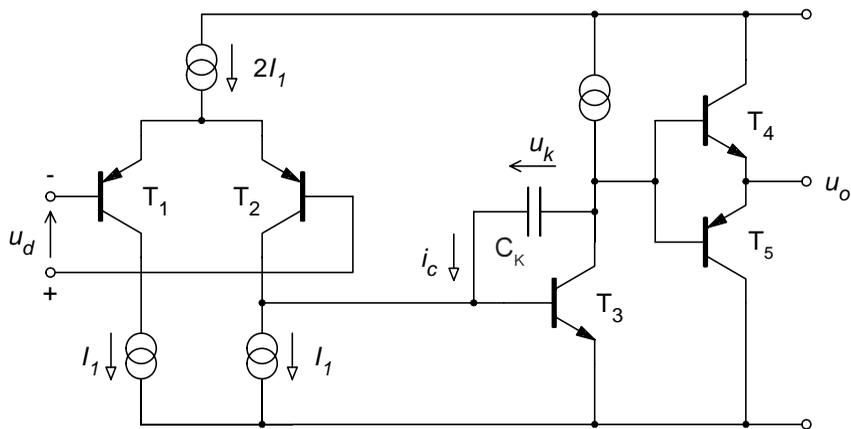
22. Omezení proudu - příčina konečné rychlosti přeběhu i zkreslení

Mnoho článků se zabývalo tzv. „TIM zkreslením“ (transient intermodulation distortion), případně „SID zkreslením“ (slew induced distortion - zkreslení způsobené konečnou rychlostí přeběhu).

Při pečlivém posouzení mechanismu vzniku konečné rychlosti přeběhu S a vzniku nelineárního zkreslení však zjistíme, že činitel nelineárního zkreslení na S nezávisí, ale spolu pouze souvisí. Konečná rychlost přeběhu S i nelineární zkreslení mají společnou příčinu - konečný proud ve vstupním dílu OZ (pomineme-li nelinearity jednotlivých aktivních prvků OZ a jiné mechanismy vzniku zkreslení) [19, 20, 21, 22].

Principiální schéma OZ je na obr. 67. Je-li tranzistor T_2 zcela sepnut ($u_d < 0$), je proud i_C roven hodnotě $i_{Cmin} = -2I_1 + I_1 = -I_1$. Je-li tranzistor T_2 rozepnut ($u_d > 0$), je proud i_C roven hodnotě $i_{Cmax} = +I_1$. Převodní charakteristika $i_C = f(u_d)$ je na obr. 68. (předpokládáme, že bazový proud tranzistoru T_3 je nulový). Je zřejmé, že převodní charakteristika je silně nelineární pro $|u_d| > U_{DM}$ kdy $|i_C|$ saturuje na hodnotu I_1 .

Rychlost přeběhu S udává maximální změnu výstupního napětí $(du_o / dt)_{max}$ a popisuje tak vliv konečné velikosti proudu I_1 v časové oblasti. Pro náboj q korekčního kondenzátoru C_k platí $q(t) = u_k(t)$. $C_{k'}$ dále platí $u_k(t) = +u_o(t)$



Obr. 67 Principiální schéma operačního zesilovače

(z hlediska změn signálu). Současně je ovšem dodáváný náboj omezen maximálním dostupným proudem, takže $q(t) = I_1 \cdot t$, větší nárůst náboje není možný. Z uvedeného lze určit, že $I_1 \cdot t = +u_o \cdot C_k$. Odsud

$$u_o = +I_1 \cdot t / C_k$$

větší nárůst napětí není možný. Nyní lze určit pro rychlost přeběhu S

$$S = \left| \frac{du_o}{dt} \right|_{\max} = I_1 / C_k \quad (97)$$

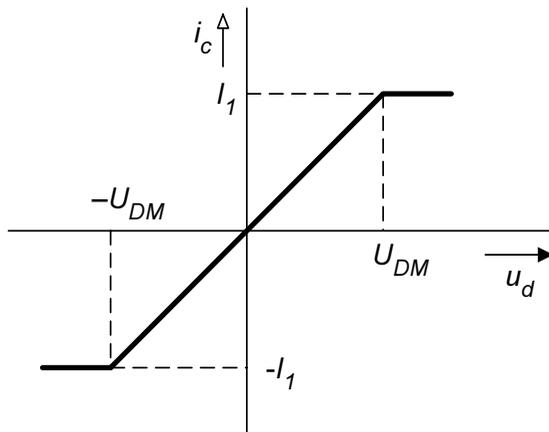
Ze vztahu (97) je zřejmé, že rychlost přeběhu S je omezena maximálním proudem (I_1), který je v uzlu k dispozici, a velikostí kapacity (C_k), která je do uzlu připojena.

Obecně nemusí být omezení proudu i_c symetrické (záleží na konstrukci diferenciálního zesilovače na vstupu OZ). Potom je jiná rychlost přeběhu pro nárůst napětí a jiná rychlost přeběhu pro pokles napětí.

V zesilovači musíme zkoumat každý uzel obvodu. Rychlost přeběhu určuje uzel, jehož poměr I/C je minimální. Při kapacitní zátěži (velké) to může snadno být i výstupní stupeň OZ.

Dosažení nelineární oblasti na obr. 68 lze „zajistit“ dvěma různými mechanismy díky tomu, že korekční kapacita C_k představuje frekvenčně závislou impedanci:

- a) Při konstantní frekvenci zvětšujeme u_d - roste zkreslení.
- b) Při konstantní hodnotě u_d zvětšujeme frekvenci vstupního signálu - klesá impedance kapacity C_k - a roste proud i_c - roste i zkreslení.



Obr. 68 Převodní charakteristika $i_c = f(u_d)$

Nyní lze sloučit „časový“ a „frekvenční“ náhled na problém. Předpokládejme, že na výstupu zesilovače je napětí $u_o(t) = U_{om} \sin(\omega t)$, kde U_{om} je amplituda výstupního napětí. Nemá-li dojít ke zkreslení signálu, musí platit, že $(du_o/dt)_{max} \leq S$ (ani nejrychlejší změna harmonického signálu nesmí přesáhnout rychlost přeběhu). Platí, že $(du_o/dt)_{max}$ je za daných podmínek rovno hodnotě ωU_{om} . Odsud dostaneme z hraniční podmínky $\omega_p U_{om} = S$ úpravou vztah pro mezní kmitočet f_p [$\omega_p = 2\pi f_p$ - kmitočet, na němž právě platí $(du_o/dt)_{max} = S$]:

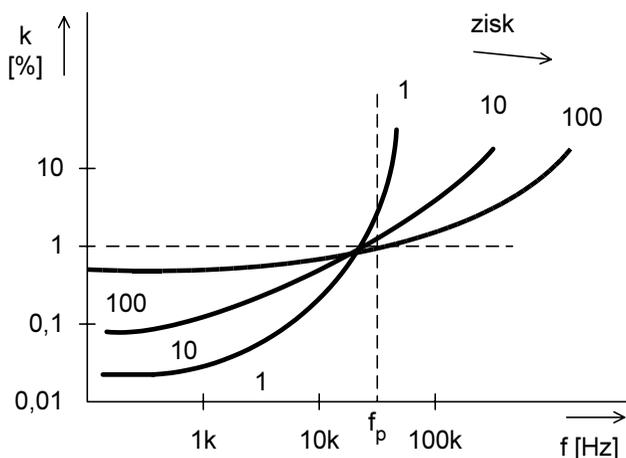
$$f_p = \frac{S}{2\pi U_{om}} \quad (98)$$

Tento vztah je totožný se vztahem (30).

Je zřejmé, že s růstem U_{om} (tedy i u_d) klesá f_p . Na frekvenci f_p je zkreslení asi 1 %.

Obecně platí, že záporná zpětná vazba vede ke zmenšení nelineárního zkreslení zesilovačů, čím menší zisk (větší β), tím menší zkreslení. Toto však platí pouze do „zhroutilí“ vlastností samotného zesilovače. Potom již malý zisk (větší β) znamená i větší zkreslení, protože nedokonalost samotného zesilovače se větší měrou přenáší zpět na vstup. Situace je znázorněna na obr. 69.

Různé testy nevedou k ničemu jinému než k tomu, že se různými metodami stále zkoumá stejná nelinearita (s kapacitní zátěží) na obr. 68. Protože proud I_1 není většinou možné změřit, měříme rychlost přeběhu OZ. „Kvalitu nelinearity“ stačí posoudit pomocí f_p a S (což je méně problematické než některé jiné testy).



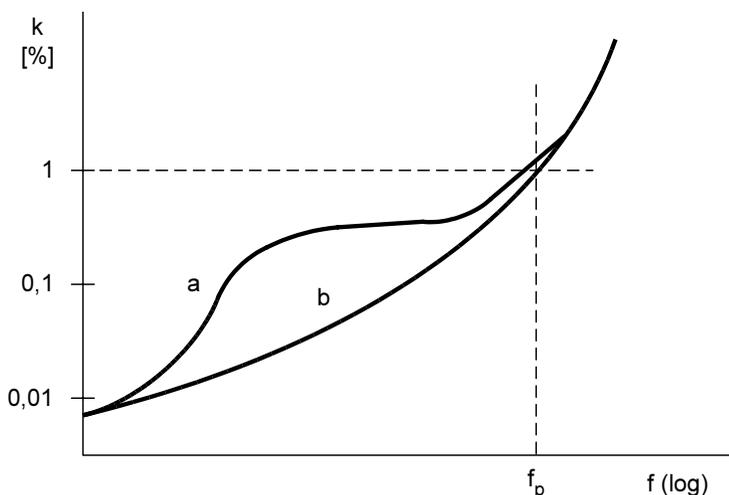
Obr. 69 Znárodnění vlivu zpětné vazby na činitel nelineárního zkreslení

23. Kritérium pro určení rychlosti přeběhu pro zesilovače NF

V zásadě vycházíme z faktu, že na frekvenci f_p je již zkreslení asi 1 % (až 5 %). Proto se snažíme vybrat takový zesilovač, který dosahuje pro maximální požadovanou amplitudu U_{om} co největší hodnoty f_p (násobky 20 kHz). Základní pravidlo zní - rychlejší OZ je obvykle i lepší.

Je však nutné, aby vysoké rychlosti přeběhu S nebylo dosaženo za cenu zvětšení nelinearity vstupního dílu OZ (slew enhanced OZ - u některých OZ je vstupní díl upraven tak, aby S bylo velké i při relativně malé tranzitní frekvenci f_T - např. NE535, $f_T = 1$ MHz, $S = 10$ V/ μ s). Tyto zesilovače mají relativně velké zkreslení bez zpětné vazby. Průběh činitele harmonického zkreslení v závislosti na frekvenci je kvalitativně na obr. 70. Pro oba zesilovače vychází f_p přibližně stejně, ale „slew enhanced“ OZ má větší nelinearitu, snáze vznikají intermodulační složky. Přednostně proto volíme zesilovače, které mají velkou rychlost přeběhu a současně velký tranzitní kmitočet f_T (zesilovače s velkou rychlostí přeběhu a tranzitní frekvencí pod 3 MHz jsou podezřelé).

Na rozdíl od některých dřívějších názorů se doporučuje používat silnou zpětnou vazbu, pokud posuneme f_p dostatečně vysoko nad akustické pásmo (umístění prvního zlomu bez zpětné vazby nad 20 kHz není nutné), protože dochází k podstatnému snížení zkreslení v akustickém pásmu (a zhroucení vlastností je vysoko nad akustickým pásmem).



Obr. 70

Činitel nelineárního zkreslení: a) „slew enhanced“ OZ (malé f_T)
b) „normální“ OZ (větší f_T)

Umístění f_p nad akustickým pásmem zaručuje následující kritérium:

Jestliže má být vliv nelinearity převodní charakteristiky (obr. 68) operačního zesilovače zanedbatelný, musí být rychlost přeběhu 0,5 V/μs až 1 V/μs na každý volt požadované amplitudy výstupního signálu.

Současně má být podle literatury zaručena dostatečná symetrie (pro obě polarity a náběžnou i sestupnou hranu by měla být rychlost přeběhu stejná - ±20 %). Tento požadavek je však zbytečně přísný. Stačí, aby na hranách nebyly výrazné zlomy (svědčily by o dalších nelinearitách). Má-li sestupná a nástupná hrana jinou rychlost přeběhu, hodnotíme OZ podle menší z nich.

Při dodržení kritéria dosahujeme toho, že mezní frekvence f_p určená podle vztahu (98) je 80 kHz pro $S / U_{om} = 0,5 \mu s^{-1}$ - rychlost přeběhu na 1 V amplitudy - a 160 kHz pro $S / U_{om} = 1 \mu s^{-1}$.

Činitel nelineárního zkreslení díky nelinearitě převodní charakteristiky je potom na 20 kHz řádově 0,01 % (vlivy ostatních případných nelinearit však nejsou tímto opatřením nijak potlačeny).

Kritérium lze vyjádřit vztahem

$$S = (0,5 \text{ až } 1) U_{om} \quad [V/\mu s; V] \quad (99)$$

Příklad: Zesilovač s výstupní amplitudou 10 V musí mít rychlost přeběhu $S = (0,5 \text{ až } 1) \cdot 10 = 5 \text{ až } 10 \text{ V}/\mu s$, tak aby nevzniklo zkreslení díky konečné hodnotě proudu I_j . Je-li požadována maximální amplituda na výstupu 0,5 V, stačí rychlost přeběhu 0,25 až 0,5 V/μs.

Výskyt „velkých“ signálů vně akustického pásma je vhodné omezit pomocí filtrů, jinak může dojít k podstatnému nárůstu zkreslení.

Kvalitu zkoumaného zesilovače můžeme vždy posoudit změřením f_p (při požadované maximální amplitudě U_{om}) a rychlosti přeběhu S . Jsou to testy jednoduché a snadno reprodukovatelné (na rozdíl od jiných testů). V zesilovači není nic „transientního“. Převodní charakteristika je stále „přítomná“, zkreslení vzniká stále, je vyvoláno vlastnostmi signálu, nikoliv zvláštním „zkreslovacím“ mechanismem. Snahou je volit takový zesilovač, aby v reálném rozsahu akustických signálů se nelinearita prakticky neuplatnila.

Zvětšování rychlosti přeběhu (u OZ s vnější korekcí) s růstem zisku je dáno tím, že pro větší zisky jsou používány menší korekční kapacity (část III.), přitom proud ve struktuře OZ zůstává stejný, podíl I/C se zvětšuje – viz i obr. 50, 53 a 54.