

Vážení zákazníci,

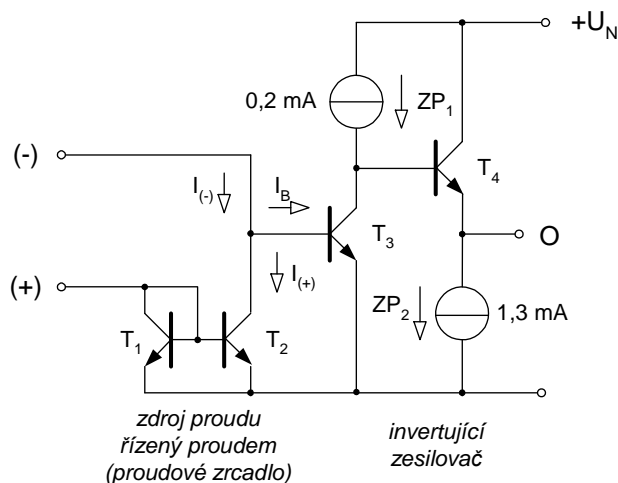
dovolujeme si Vás upozornit, že na tuto ukázkou knihy se vztahují autorská práva, tzv. copyright.

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



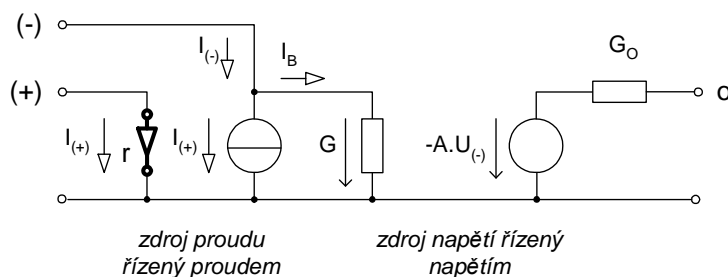


Obr.1.33 Zjednodušené schéma zapojení Nortonova zesilovače

Ve zjednodušeném obvodovém (vnitřním) schématu zapojení jsou tranzistory: T_1 a T_2 zapojeny jako proudové zrcadlo, proud tekoucí: T_2 je roven proudu, který je: T_2 vnutčen tranzistorem: T_1 .

Zbývající tranzistory tvoří invertující napěťový zesilovač, tranzistor: T_3 realizuje svým velkým činitelem: h_{21e} celé napěťové zesílení: A . Tranzistor: T_3 vlastně přerozděluje proud $0,2 \text{ mA}$ ze zdroje proudu: ZP_1 mezi proud do báze tranzistoru: T_4 a kolektoru tranzistoru: T_3 . Výstupní stupeň je pak tvořen emitorovým sledovačem s tranzistorem: T_4 .

Konečně za účelem popisu Nortonova zesilovače **zobecněnou metodou uzlových napětí** se v jeho náhradním schématu přidá na výstup zdroje napětí řízeného napětím výstupní vodivost: G_O , takže vznikne náhradní schéma, které je na obr.1.34.



Obr.1.34 Náhradní schéma reálného Nortonova zesilovače vhodné pro popis admitanční maticí

V tomto obvodu pak pro vstupní a výstupní proudy platí rovnice:

$$I_{(+)} = \frac{U_{(+)}}{r}$$

$$I_{(-)} = I_{(+)} + I_B$$

$$I_{(o)} = -\frac{-A.U_{(-)} - U_{(o)}}{R_O}$$

Náhradou odporů vodivostmi bude:

$$I_{(+)} = U_{(+)} \cdot g$$

$$I_{(-)} = U_{(+)} \cdot g + U_{(-)} \cdot G$$

$$I_{(o)} = A.U_{(-)} \cdot G_O + U_{(o)} \cdot G_{(o)}$$

a po zapsání do tvaru vhodného pro maticovou transkripci:

$$I_{(+)} = U_{(+)} \cdot g + U_{(-)} \cdot 0 + U_{(o)} \cdot 0$$

$$I_{(-)} = U_{(+)} \cdot g + U_{(-)} \cdot G + U_{(o)} \cdot 0$$

$$I_{(o)} = U_{(+)} \cdot 0 + U_{(-)} \cdot A \cdot G_o + U_{(o)} \cdot G_o$$

takže výsledná matice popisující Nortonův zesilovač při řešení zobecněnou metodou uzlových napětí má tedy tvar:

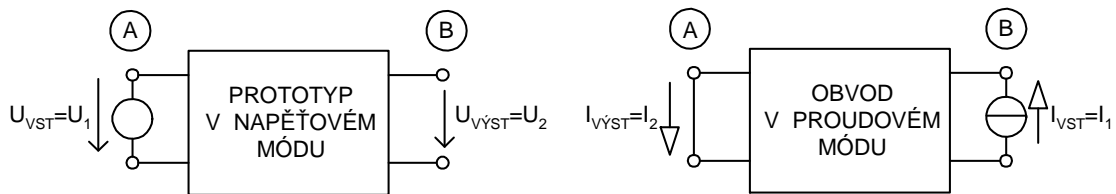
(+): (-): (o):

(+):	g		
(-):	g	G	
(o):		$A \cdot G_o$	G_o

1.10 Přidružená transformace

Přidružená transformace je jedním z prostředků pro návrh resp. syntézu obvodů v proudovém módu.

Vychází se z prototypu obvodu v módu napětovém, jemuž se přiřadí (resp. tzv. přidruží) obvod v módu proudovém. Tento obecný princip je ilustrován na obr.1.35.



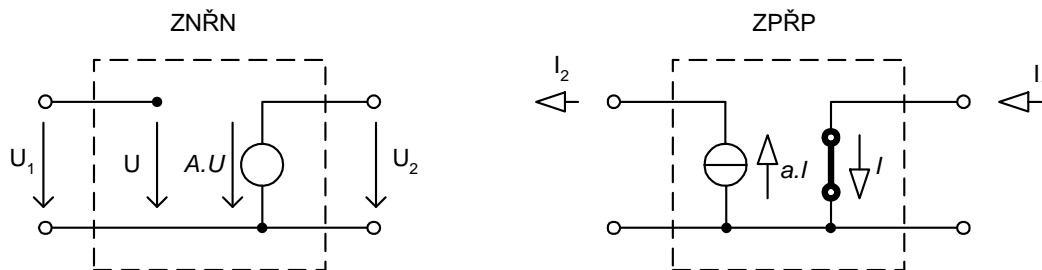
Obr.1.35 Princip přidružené transformace

Prototyp v napětovém módu má přenos napětí: $A = \frac{U_2}{U_1}$ a obvod v módu proudovém

má přenos proudu: $a = \frac{I_2}{I_1}$, přičemž oba tyto přenosy jsou po přidružené transformaci stejné,

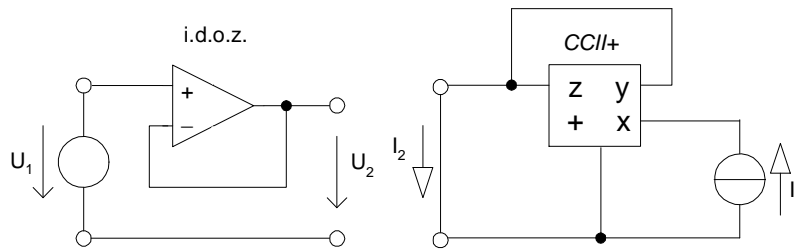
tedy: $A = a$. Proto je možný přímý a jednoznačný přechod mezi napětovým a proudovým módem.

Přidruženým ekvivalentem k ideálnímu zesilovači napětí (ZNŘN) je proto ideální zesilovač proudu (ZPŘP), jak je znázorněno na obr.1.36.



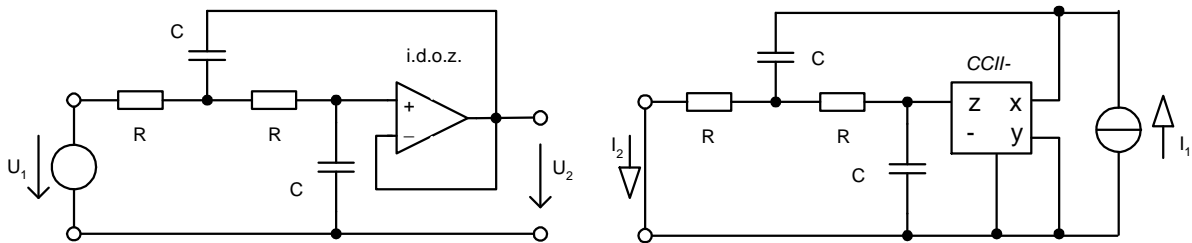
Obr.1.36 Přidružené prvky

Například aktivnímu filtru v napětovém módu s ideálním diferenciálním operačním zesilovačem i.d.o.z., jehož schéma zapojení je na obrázku 1.38 vlevo, bude přidružen aktivní filtr v módu proudovém s negativním proudovým konvejorem druhé generace CCII- podle principu, jehož schéma je na obr.1.37 vpravo.



Obr.1.37 Příklad přidružené transformace

Dále například aktivnímu filtru v napěťovém módu s ideálním diferenciálním operačním zesilovačem i.d.o.z., jehož schéma zapojení je na obrázku 1.38 vlevo, bude přidružen aktivní filtr v módu proudovém s negativním proudovým konveorem druhé generace CCII-, jehož schéma je na obr.1.38 vpravo. Stejně tak, jako zapojení ideálního diferenciálního operačního zesilovače jakožto napěťového sledovače v podstatě opakuje vstupní napětí na výstup, negativní proudový konveor (přidruženě) opakuje vstupní proud: I_x na svůj výstup: I_z .



Obr.1.38 Přidružená transformace filtrů druhého řádu

1.11 Základní obvody v proudovém módu

1.11.1 Integrátor v proudovém módu s CCII+

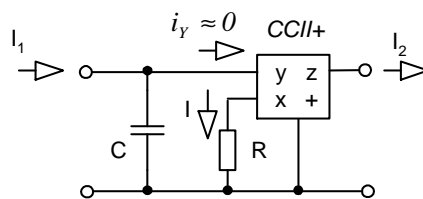
Proudový vstup integrátoru na obr.1.39 je připojen na vysokoimpedanční vstup: y konveoru CCII+, do něhož neteče proud: $i_y \approx 0$. Proto se celý vstupní proud: I_1 uzavírá do kapacitoru: C, na němž vzniká napětí: $u_C = \frac{1}{C} \int idt = \frac{1}{C} \int I_1 dt$. Toto napětí (vzhledem k tomu, že mezi vstupními svorkami: y a: x konveoru je napětí nulové: $u_i \approx 0$) se objevuje i na rezistoru, R, kterým protlačuje proud:

$$i_R = i_x = \frac{u_C}{R} = \frac{1}{RC} \int I_1 dt$$

a tento proud: i_x je konveorem opakován na výstup: z, takže výstupní proud: $i_z = I_2$ je:

$$I_2 = \frac{1}{RC} \int I_1 dt$$

tedy integrálem proudu vstupního: I_1 .



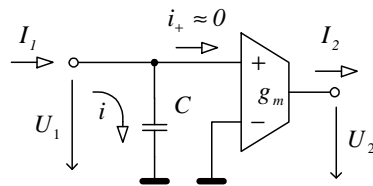
Obr.1.39 Integrátor s CCII+ v proudovém módu

1.11.2 Integrátor v proudovém módu s OTA

Proudový vstup integrátoru na obr.1.40 je připojen na vstup transadmitančního zesilovače (s transadmitancí: g_m), do něhož však neteče proud: $i_+ \approx 0$. Proto se celý vstupní proud: I_1 uzavírá do kapacitoru: C, na němž vzniká napětí: $u_C = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int I_1 dt$. Výstupní proud transadmitančního zesilovače je (obecně): $I_2 = g_m \cdot u$, kde vstupní napětí: $u = u_C = \frac{1}{C} \int I_1 dt$, takže výstupní proud: I_2 bude:

$$I_2 = g_m \cdot \frac{1}{C} \int I_1 dt$$

tedy integrál proudu vstupního: I_1 .



Obr.1.40 Integrátor s OTA v proudovém módu

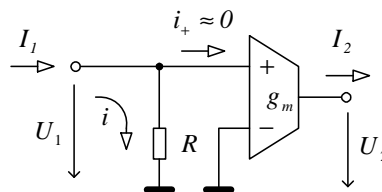
1.11.3 Zesilovač proudu s transadmitančním zesilovačem

Proudový vstup na obr.1.41 je připojen na vstup transadmitančního zesilovače (s transadmitancí: g_m), do něhož však neteče proud: $i_+ \approx 0$. Proto se celý vstupní proud: I_1 uzavírá do rezistoru: R, na němž vzniká napětí: $u_R = R \cdot I_1$. Výstupní proud transadmitančního zesilovače je (obecně): $I_2 = g_m \cdot u$, kde vstupní napětí: $u = u_R = R \cdot I_1$, takže výstupní proud: I_2 bude:

$$I_2 = g_m \cdot u = g_m \cdot R \cdot I_1$$

a tedy proudové zesílení obvodu je:

$$\frac{I_2}{I_1} = g_m \cdot R.$$



Obr.1.41 Zesilovač proudu s OTA v proudovém módu

2. Analogové obvody

2.1 Obvody s operačními zesilovači

Kromě základních zapojení operačního zesilovače jako invertujícího a neinvertujícího zesilovače existují další jeho typická zapojení, z nichž některá budou uvedena v dalším.

Základní parametry operačního zesilovače jsou přitom následující :

1) Diferenční vstupní napětí

$$u_i = u_N - u_P$$

je rozdíl mezi napětím invertujícího (negativního u_N) a neinverujícího (pozitivního u_P) vstupu.

Protože překročení tohoto maximálního vstupního napětí by mohlo operační zesilovač poškodit, jsou často vstupy chráněny proti přepětí antiparalelně zapojenými diodami, které se při překročení napětí 0,7 V otevrou, čili tím je maximální velikost u_i daná hodnotou 0,7 V

2) Souhlasné vstupní napětí

$$u_{cm} = \frac{u_N + u_P}{2}$$

je tedy střední hodnota vstupního napětí.

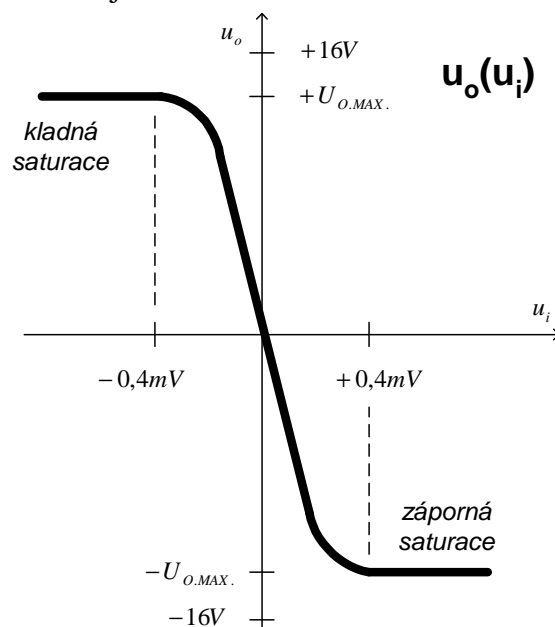
Protože však platí: $u_i = 0$, používá se velmi často jiná definice souhlasného vstupního napětí, a to:

$$u_{cm} = u_P$$

3) Výstupní proud operačního zesilovače má běžně velikost: 5 mA.

4) **Jmenovité výstupní napětí $U_{O.MAX}$** je maximální hodnota výstupního napětí, při kterém ještě nedochází k saturaci (omezování sinusového resp. harmonického průběhu).

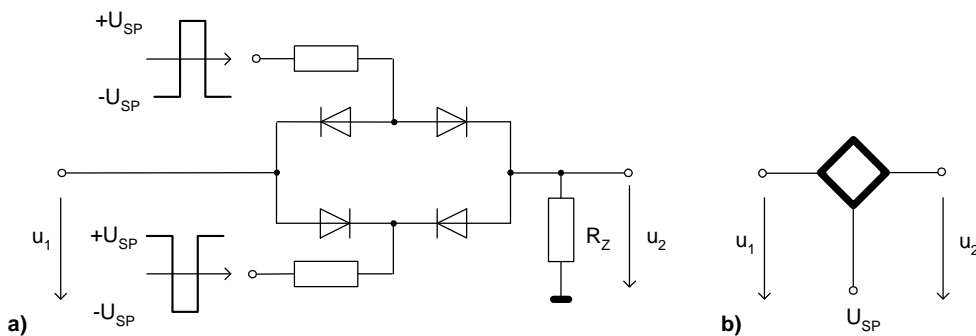
5) **Převodní charakteristiku** tedy závislost výstupního napětí u_o na napětí vstupním u_i operačního zesilovače ukazuje obr.2.1.



Obr.2.1 Převodní charakteristika operačního zesilovače

2.1.1 Spínače, vzorkovače

Diodové spínače a přepínače využívají odlišných vlastností polovodičových diod v propustném a závěrném směru, pro spínání se obvykle zapojují do můstků, jak je ukázáno na obr.2.2.



Obr.2.2 Schema diodového spínače a jeho schematická značka

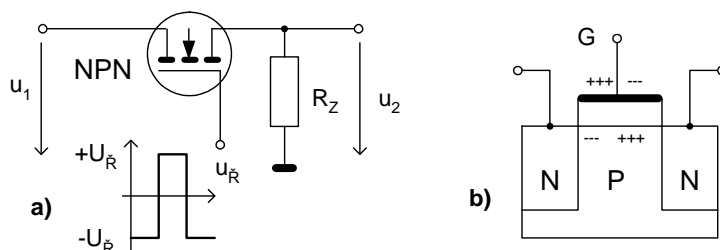
Je-li na anodách diod kladné spínací napětí: $+U_{SP}$ a na katodách záporné tj.: $-U_{SP}$, pak se všechny čtyři diody otevřou a protéká jimi proud od: $+U_{SP}$ do: $-U_{SP}$. Jsou-li však (již) otevřeny, může jimi zároveň procházet také i proud, protlačovaný vstupním napětím: u_1 přes zatěžovací odpor: R_Z (na kterém tím vzniká výstupní napětí: u_2). Diodový spínač je tak sepnut.

Jsou-li však diody záporným spínacím napětím: $-U_{SP}$ na anodách a kladným spínacím napětím: $+U_{SP}$ na katodách zahrazeny, nemůže jimi projít ani proud od napětí: u_1 . Diodový spínač je tedy nyní rozepnut. Některé parametry spínačů jsou pro porovnání shrnuty v tab.2.1

Tab.2.1 Některé parametry spínačů

parametr	relé	Ge dioda	Si dioda	J FET	MOS FET	Ge BJT	Si BJT
R_{SEP}	Ω	$<10^{-3}$	10	10	50	10	10
R_{ROZP}	Ω	$>10^9$	10^7	10^9	10^{10}	10^6	10^9
$t_{SEPNUTÍ}$	s	10^{-3}	10^{-7}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-3}	10^{-8}

Schéma zapojení spínače s unipolárním tranzistorem NPN s indukovaným kanálem, na jehož hradlo: G se přivádí řídicí napětí: u_R pak ukazuje obr.2.3. Je-li napětí $+U_R$ kladné, vytvoří se pod izolovaným hradlem záporný indukovaný náboj, který pozmění polovodivost P u NPN tranzistoru na N, čímž se vodivě propojí polovodiče typu N jeho krajních elektrod, takže tranzistor se chová jako sepnutý spínač.

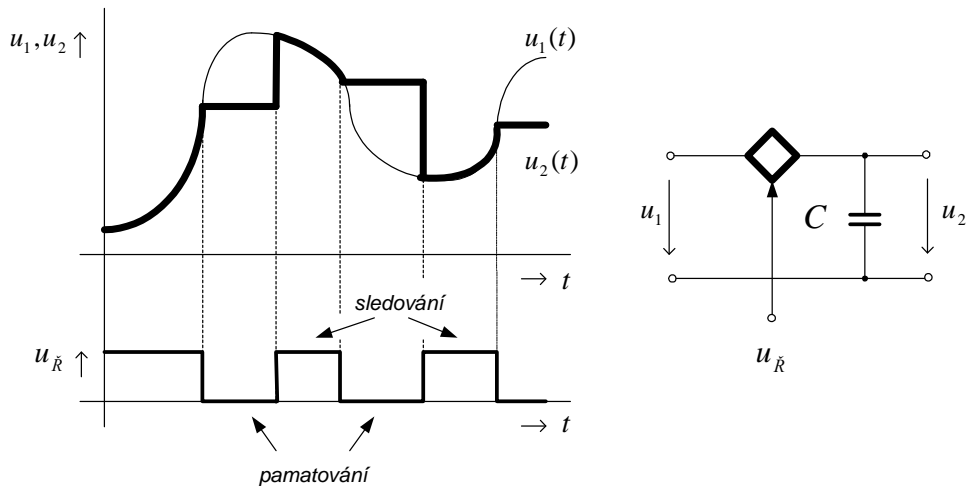


Obr.2.3 Schema spínače s FET (a), struktura IG FET typu NPN (b)

Oproti tomu záporné řídicí napětí: $-U_R$ má účinky přesně opačné: pod izolovaným hradlem se objeví záporný indukovaný náboj který posílí polovodič P, oddělující polovodič typu N obou krajních elektrod, takže tranzistor se chová jako rozepnutý spínač (tranzistor NPN se jím rozpojí).

Vzorkovače s pamětí (nebo-li obvody sample and hold: S/H) resp. sledovače s pamětí (čili obvody track and hold: T/H) jsou pak sestaveny ze spínače a paměťového kapacitoru: C, jak ukazuje schéma na obr.2.4. Přitom obvod S/H vznikne z obvodu S/H zkrátí-li se sledovací provoz na zanedbatelnou dobu (čili jde-li doba vzorkování k nule).

Časové průběhy, znázorněné na obr.2.4, platí pro případ ideálního spínače a paměťového kapacitoru, skutečný vzorkovač však vykazuje celou řadu chyb, a to sice 1) chyby vzorkování a 2) chyby (za)pamatování, jejichž význam přibližuje obr.2.5.



Obr.2.4 Schema vzorkovače s pamětí a časové průběhy

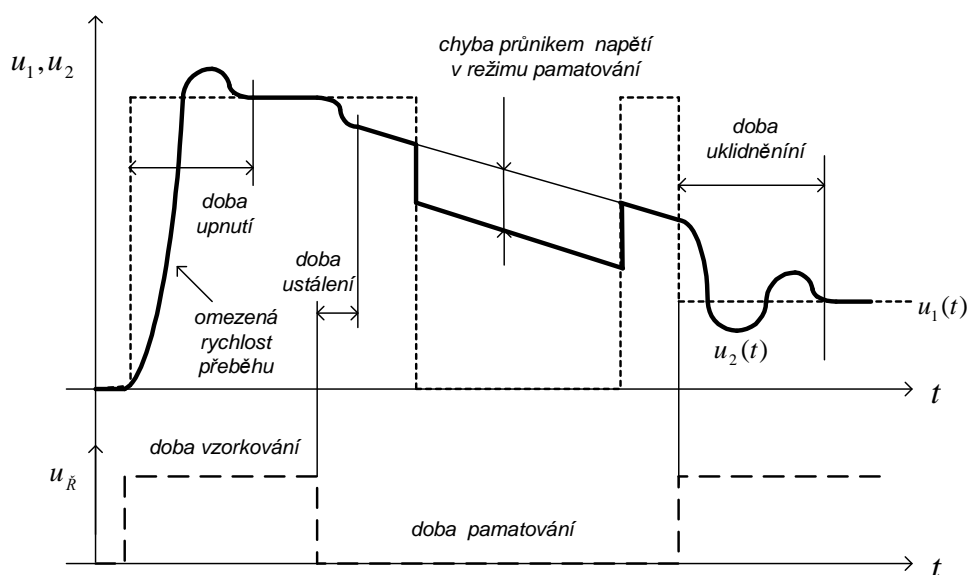
Mezi charakteristické parametry vzorkovacích obvodů s pamětí patří tedy zejména:

Doba upnutí (acquisition time) je doba potřebná k přechodu z paměťového (S/H) do sledovacího (T/H) režimu.

Rychlost přeběhu (slew rate) je maximální rychlost změny výstupního napětí. U provedení vzorkovače s vnějším: C_p se udává maximální nabíjecí proud. Paměťový kapacitor se nabíjí přes odpor sepnutého spínače R_{SP} , který je v sérii s výstupním odporem: R_I zdroje signálu, tedy s časovou konstantou: $\tau = (R_I + R_{SP}) \cdot C_p$. Z analýzy přechodového děje RC článku při tomto nabíjení lze určit dobu vzorkování: T_{VZ} potřebnou pro dosažení požadované přesnosti, která je v tabulce tab.2.2.

Činitel potlačení vstupního napětí (průnik vstupního napětí) resp. tzv. (feedthrough rejection ratio) udává převrácenou hodnotu přenosu vstupního napětí na výstup v paměťovém provozu (někdy se udává v závislosti na velikosti kapacity paměťového kapacitoru).

Rychlost klesání výstupního napětí (drop rate) je změna výstupního napětí za jednotku času po zapamatování napětí. Je způsobena svodovými proudy paměťového kapacitoru a klidovými proudy připojených obvodů.



Obr.2.5 Chyby vzorkovacího obvodu

Požaduje-li se, aby se zapamatovaná hodnota za dobu: T_p nezměnila vlivem tohoto