

# 1 ZÁKLADNÉ POJMY ELEKTRONICKÝCH OBVODOV

## UČEBNÉ CIELE

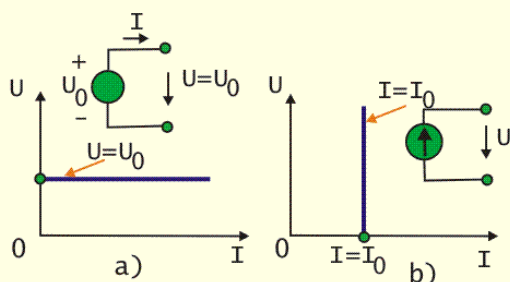
Oboznámiť sa so základnými pojmami, ktoré sa používajú pri analýze lineárnych elektronických obvodov. Študent by mal vedieť vytvoriť z reálneho zložitejšieho zapojenia náhradný obvod a na jeho základe určiť potrebné napätia alebo prúdy v obvode. Mal by vedieť ako ovplyvnia základné lineárne obvody amplitúdu harmonického signálu, resp. tvar impulzného signálu, aby mohol lepšie chápať činnosť elektronických obvodov, ktoré sa používajú v experimentoch jadrovej fyziky.

## KLÚČOVÉ SLOVÁ

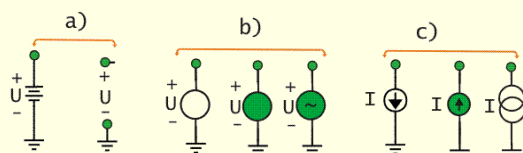
Aktívny a pasívny n-bran, nelineárny n-bran, prúdový a napäťový zdroj, vnútorný odpor zdroja, autonómny a neautonómny zdroj, statické a dynamické parametre, diferenciálne parametre, signál, náhradný obvod pre veľký signál, náhradný obvod pre malý signál, prenosová frekvenčná charakteristika, dolnopriepustný a hornopriepustný filter, prechodová a impulzová charakteristika, integračný a derivačný článok, kábel ako príklad obvodu s rozloženými parametrami, vlnová impedancia, prispôsobené vedenie, odrazy na vedení, kábel ako oneskorovací a tvarovací element.

## 1.1 AKTÍVNY A PASÍVNY N-BRAN

Pri analýze elektronických obvodov sa používa ako stavebná jednotka obvodov základný útvar: **n - bran** (z anglického n - port). V najjednoduchšom prípade každá súčiastka obvodu s 2 svorkami, napr. rezistor, kondenzátor, dióda a pod. predstavuje **jednobran** (resp. podľa staršej terminológie dvojpól).



Obr. 1-1.  
Voltampérová charakteristika ideálneho zdroja:  
a) napätia;  
b) prúdu.



Obr. 1-2.  
Symbolické značky rôznych variantov zdroja napätia a zdroja prúdu  
a) jednosmerný zdroj  $U$   
b) zdroj  $U$   
c) zdroj  $I$

**Dvojbran** si možno predstaviť ako čiernu krabičku s dvomi dvojicami svoriek. Napríklad dvojbranom je delič napätia, delič prúdu, transformátor, tranzistorový

zosilňovač, frekvenčný filter a pod., teda ľubovoľný obvod, ktorý je spojený s inými obvodmi dvomi dvojicami svoriek:

- vstupnou dvojicou, cez ktorú energia do dvojbranu vstupuje a
- výstupnou dvojicou, cez ktorú vystupuje.

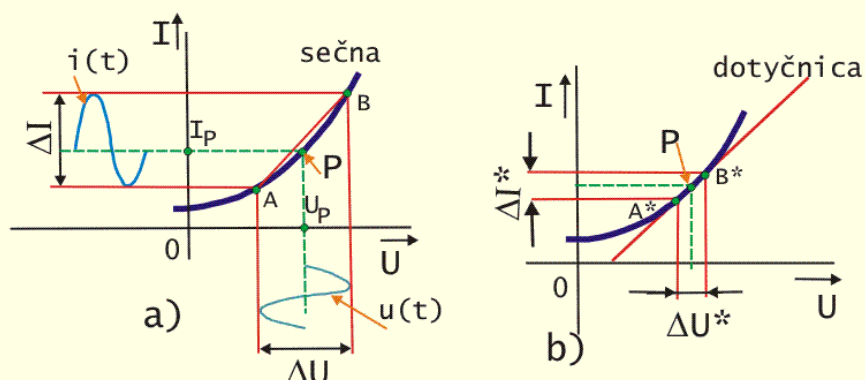
Podľa fyzikálnej štruktúry sa rozlišujú n-brany:

- pasívne, ktoré nedodávajú do vonkajšieho obvodu napätie alebo prúd a len ho odoberajú, t.j. správajú sa ako spotrebiče;
- aktívne - zdroje spravidla prijímajú neelektrickú formu energie (mechanickú, chemickú, tepelnú) a premieňajú ju na elektrickú. Napríklad aktívnym jednobranom je nezávislý zdroj napätia alebo nezávislý zdroj prúdu na obr. 1-1. Jediným parametrom ideálneho zdroja napätia na obr. 1-1a, je svorkové napätie  $U=U_0$ . Jediným parametrom ideálneho zdroja prúdu (obr. 1-1b), je dodávaný prúd  $I=I_0$ .

### 1.1.1 Lineárny a nelineárny obvod

Pasívne n-brany sa podľa fyzikálnej štruktúry sa rozlišujú na:

- **Lineárne** – zložené z lineárnych súčiastok, vlastnosti ktorých sú vyjadrené celkovým **parametrom** -  $R=U_R/I_R$ ,  $C=Q_C/U_C$  a pod. V lineárnych obvodoch je parameter konštanta, nezávislá od amplitúdy veličín, ktoré charakterizuje a nezávislý od pracovného bodu, v ktorom sa určuje.
- **Nelineárne**, keď V-A charakteristiky n-branu, nie sú lineárne, napr. podobného tvaru ako na obr. 1-4b. Pri malých zmenách obvodových veličín  $\Delta U$ ,  $\Delta I$  v okolí pracovného bodu možno, tak ako na obr. 1-3, linearizovať časť charakteristiky pomocou dotyčnice alebo pomocou sečny. Ak je V-A charakteristika v okolí pracovného bodu nahradená smernicou k tejto charakteristike hovoríme o **diferenciálnych parametroch**, napr.  $r=dU/dI$  a pod. a v prípade sečny charakteristiky hovoríme o **diferenčných parametroch**, napr.  $\Delta R=\Delta U/\Delta I$ .



Obr. 1-3.

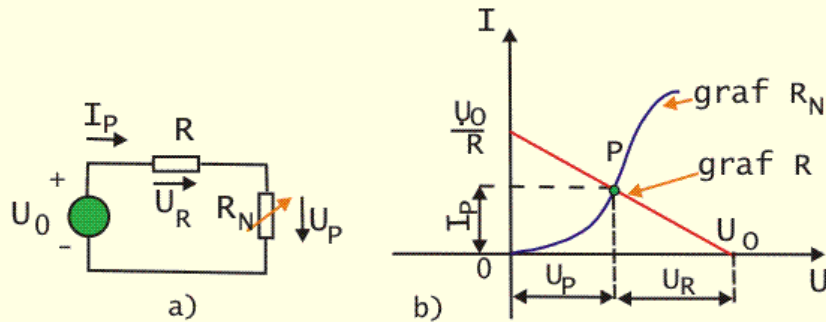
Linearizácia charakteristiky jednobranu v okolí pracovného bodu  $P (U_P, I_P)$ . Pre takýto prípad možno určiť pomocou:

- sečny AB linearizovaný diferenčný parameter  $\Delta R=\Delta U/\Delta I$ .
- dotyčnice linearizovaný **diferenciálny odpor**  $r=dU^*/dI^*$ .

Ak sú zmeny  $\Delta U$  a  $\Delta I$  v okolí pracovného bodu na obr. 1-3 realizované „pomalými“ skokovými zmenami, hovorí sa získaným parametrom **statické**.

Parametre určené pri premenlivom napätí a prúde s vyššou frekvenciou, teda pomocou „rýchlych“ zmien  $\Delta U$  a  $\Delta I$  sa nazývajú **dynamické parametre**.

**Linearizácia charakteristík** diódy alebo tranzistora na základe náhrady časti charakteristiky lineárnou úsečkou umožňuje jednoducho vypočítať prúd v obvode pri veľkej amplitúde napätia. Takouto linearizáciou vytvorený náhradný obvod sa nazýva **náhradný obvod pre veľký signál**, na rozdiel od **náhradného obvodu pre malý signál**, keď možno pracovať s diferenciálnymi parametrami nelineárnych súčiastok.

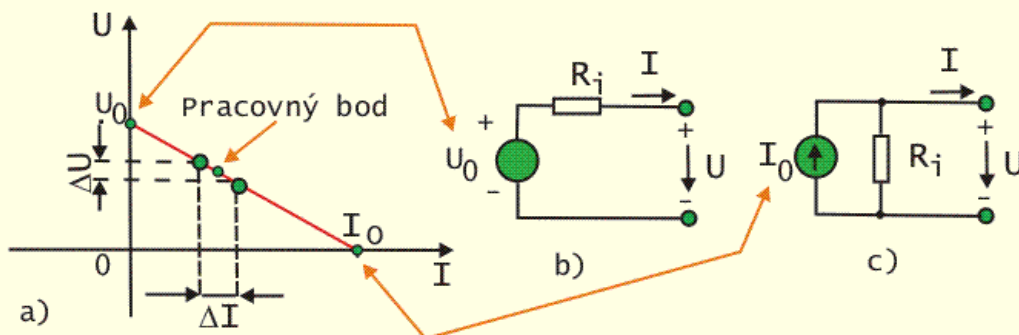


Obr. 1-4.

- Obvod s nelineárnym odporom  $R_N$  a zdrojom jednosmerného napätia  $U_0$ .
- Grafický stanovená poloha pracovného bodu  $P(U_P, I_P)$ .  $U_R$  - úbytok napätia na sériovom odpore  $R$ .

Na analýzu lineárneho obvodu s jedným nelineárnym prvkom možno použiť grafickú metódu, tak ako je to uvedené v príklade 1-1 a na obr. 1-4. Pre obvody s viacerými nelineárnymi jedno a dvojbranmi je vhodnejšie použiť metódu linearizácie charakteristík s použitím náhradného obvodu pre veľký signál a náhradného obvodu pre malý signál. Pri tom sa využíva poznatok plynúci z platnosti princípu superpozície v lineárnych obvodoch, na základe ktorého možno rozložiť analýzu obvodu do dvoch častí:

- Pre určenie pracovných podmienok, ktoré závisia od napájacieho napätia použiť náhradný obvod pre veľký signál, založený na aproximácii charakteristík úsečkami.
- Pre charakterizovanie pôsobenia (striedavého alebo impulzného) signálu s malou amplitúdou v okolí nastaveného pracovného bodu sú vhodné diferenciálne alebo deferenciálne parametre.



Obr. 1-5.

- Zaťažovacia charakteristika skutočného zdroja
- Sériový náhradný obvod skutočného zdroja s napätím naprázdno  $U_0$  a vnútorným odporom  $R_i$ .
- Paralelný náhradný obvod skutočného zdroja s prúdom nakrátko  $I_0$  a vnútorným odporom  $R_i$ .

### Príklad 1-1

S použitím grafu V-A charakteristiky  $U=f(I)$  nelineárneho jednobranu  $R_N$  učíte v obvode na obr. 1-4 prúd  $I_P$  cez odpor  $R_N$  a napätie  $U_P$  na odpore  $R_N$ , po pripojení jednosmerného napätia zo zdroja  $U_0$ . Na určenie pracovného bodu P použite grafickú metódu.

### Riešenie:

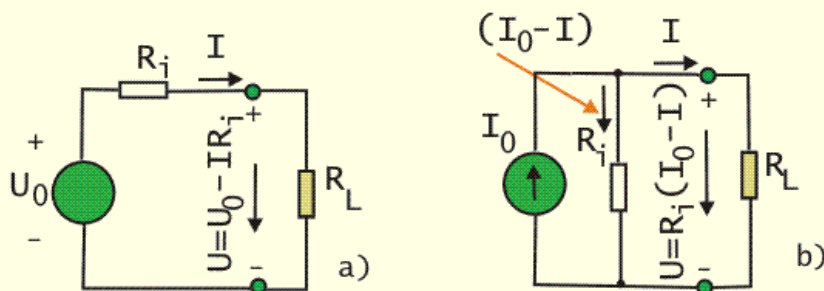
Grafická metóda analýzy elektrických obvodov sa používa hlavne pre svoju názornosť, napr. pri demonštrovaní funkcie obvodu. Za predpokladu, že poznáme napätie zdroja  $U_0$  a odpor  $R$ , t.j. ak poznáme **zaťažovaciu charakteristiku zdroja** s napätím naprázdno  $U_0$  a vnútorným odporom  $R$ , možno pre dve neznáme veličiny obvodový prúd  $I_P$  a napätie  $U_P$  zostaviť dve nezávislé rovnice:

- 1)  $RI + U - U_0 = 0$  - symbolický zápis pre priamku s priesečníkom  $I=U_0/R$  na osi y a  $U=U_0$  na osi x
- 2)  $U=f(I)$  - symbolický zápis pre nelineárnu V-A charakteristiku súčiastky  $R_N$ .

Grafickým riešením sústavy rovníc je dvojica hodnôt  $U_P$  a  $I_P$ , ktoré určujú súradnice pracovného bodu P ako priesečníku priamky a krivky.  $U_R$  je úbytok napätia na sériovom odpore  $R$ .

## 1.1.2 Reálny nezávislý zdroj

Reálne nezávislé zdroje majú na rozdiel od ideálnych zdrojov na obr. 1-1 obmedzenú schopnosť poskytovania prúdu a napätia. Pri odbere prúdu z reálneho zdroja napätia na obr. 1-5 bude jeho svorkové napätie  $U=U_0-IR_i$  odlišné od napätia naprázdno  $U_0$ , pri nulovom odberanom prúde  $I=0$ . Závislosť reálneho zdroja napätia  $U=f(I)$  od odberu prúdu sa nazýva **zaťažovacia charakteristika** napätového zdroja.



Obr. 1-6.

- a) Svorkové napätie  $U=U_0-R_i I$  sériového náhradného obvodu zdroja (napätia  $U_0$ ), zaťaženého rezistorom  $R_L$ ;
- b) Svorkové napätie  $U=R_i(I_0-I)$  paralelného náhradného obvodu zdroja (prúdu  $I_0$ ), zaťaženého rezistorom  $R_L$ ;

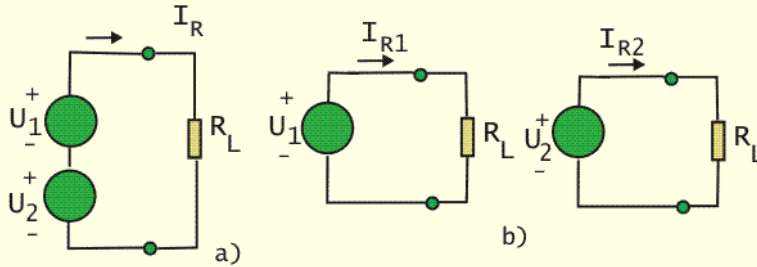
Základnými charakteristickými parametrami všetkých reálnych zdrojov, nielen jednosmerných na obr. 1-5, je **napätie naprázdno**  $U_0$ , **prúd nakrátko**  $I_0$  a **vnútorný odpor zdroja**  $R_i=U_0/I_0$ . O tom či bude reálny zdroj lepšie reprezentovať jeho napätový (sériový) náhradný obvod (obr. 1-5b) alebo prúdový (paralelný) náhradný obvod (obr. 1-5c) rozhoduje veľkosť vnútorného odporu  $R_i$  a zaťažovacieho odporu  $R_L$ .

Ak je  $R_i \ll R_L$  má zdroj vlastnosti bližšie k ideálnemu zdroju napätia, u ktorého je vnútorný odpor  $R_i = 0$  a vhodný náhradný obvod zobrazuje obr. 1-6a.

Ak je  $R_i \gg R_L$  má zdroj vlastnosti bližšie k ideálnemu zdroju prúdu, u ktorého je  $1/R_i = 0$  a vhodnejšou náhradou je obvod na obr. 1-6b.

### 1.1.3 Princíp superpozície v lineárnych obvodoch

V lineárnych obvodoch platí **princíp** (lineárnej) **superpozície**, na základe ktorého možno určiť výsledný účinok v obvode s viacerými zdrojmi na základe určenia reakcii od jednotlivých zdrojov. Vďaka platnosti tohto princípu možno napr. oddelene určiť jednosmerné prúdy a napätia v obvode a oddelene určiť striedavé prúdy a napätia v obvode a zložením oboch reakcii získať výsledný účinok pôsobenia oboch zložiek na obvod. Princíp superpozície umožňuje oddelene nastaviť pokojové pracovné podmienky tranzistorov, operačných zosilňovačov a iných dvojbranov, a oddelene skúmať prechod signálu cez dvojbran.

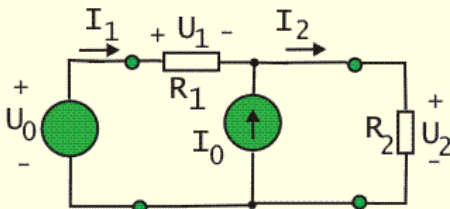


Obr. 1-7.

a) klasicky :  $I_R = (U_1 + U_2) / R_L$ ;

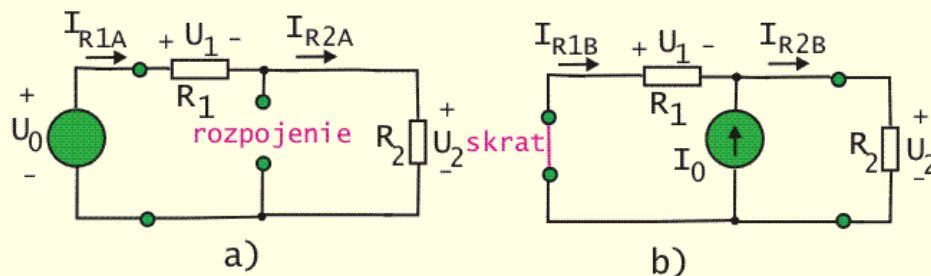
b) s použitím superpozície:  $I_{R1} = U_1 / R_L$ ;  $I_{R2} = U_2 / R_L$  je výsledok  $I_R = I_{R1} + I_{R2}$ .

Obrázok 1-7 ilustruje použitie metódy superpozície v obvode z 2 zdrojmi napätia  $U_1$  a  $U_2$ . Najprv sa pri deaktivovanom zdroji  $U_2$ , (t.j. keď druhý zdroj napätia je nahradený jeho vnútorným odporom, čo je v prípade ideálneho zdroja napätia skrat) sa určí prúdová odozva od prvého zdroja napätia  $I_{R1} = U_1 / R$ . Potom sa deaktivuje zdroj napätia  $U_1$  a vypočíta sa prúdová odozva  $I_{R2} = U_2 / R$  od druhého zdroja napätia. Nakoniec sa spočítajú jednotlivé prúdové odozvy  $I_R = I_{R1} + I_{R2} = (U_1 + U_2) / R$ .



Obr. 1-8.

Ilustrácia k príkladu 1.2 - obvod s nezávislým zdrojom napätia  $U_0$  a nezávislým zdrojom prúdu  $I_0$ .



Obr. 1-9.

Náhradný obvod zapojenia z obr. 1-8 po eliminovaní jednotlivých nezávislých zdrojov:

a) prúdu  $I_0 = 0$ . Potom prúd  $I_{R1A} = I_{R2A} = U_0 / (R_1 + R_2)$ ;

b) napätia  $U_0 = 0$ . Potom prúd  $I_{R1B} = -R_2 I_0 / (R_1 + R_2)$  a  $I_{R2B} = +R_1 I_0 / (R_1 + R_2)$ .

### Príklad 1-2

Vypočítajte prúd  $I_2$  v obvode na obrázku 1-8 s použitím metódy superpozície a výsledok porovnajte s výsledkom určeným klasickým spôsobom s použitím Kirchoffovho zákona pre prúd a napätie a tiež Ohmovho zákona.

### Riešenie:

V obvode na obr. 1-8 je prúd  $I_1$  a  $I_2$  superpozíciou príspevkov od každého zo zdrojov. Obrázok 1-9 ilustruje úpravu obvodu po odstránení nezávislých zdrojov - najprv zdroja napätia  $U_0$  (náhrada zdroja skratom) a potom zdroja prúdu  $I_0$  (náhrada zdroja rozpojením obvodu). Po potlačení vplyvu

a) prúdu  $I_0=0$  je prúd  $I_{R1A}=I_{R2A}=U_0/(R_1+R_2)$ ;

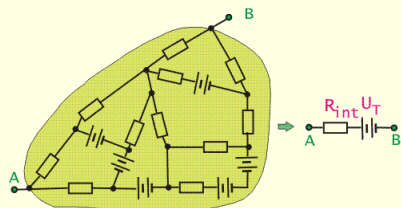
b) napätia  $U_0=0$  je prúd  $I_{R1B}=-R_2I_0/(R_1+R_2)$  a  $I_{R2B}=+R_1I_0/(R_1+R_2)$

Potom spočítaním odoziev od nezávislých zdrojov možno získať hľadaný výsledok:

$$I_2=I_{R2A}+I_{R2B}=U_0/(R_1+R_2)+I_0R_1/(R_1+R_2).$$

## 1.1.4 Théveninov a Nortonov náhradný obvod

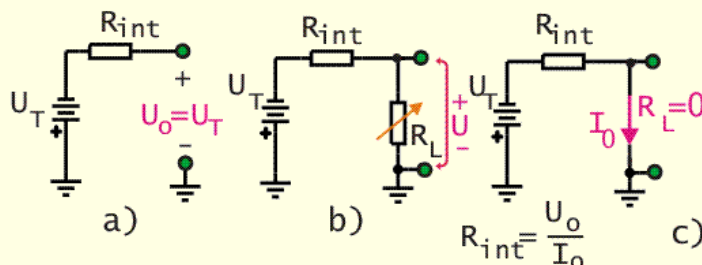
Obrázok 1-10 ilustruje spôsob, ktorým možno ľubovoľný zložitý lineárny obvod so zdrojmi napätia a prúdu, vzhľadom na zvolenú dvojicu svoriek „čiernej krabičky“, nahradiť jednobranou – **Théveninovým náhradným** obvodom na obr. 1-11, ktorý pozostáva zo zdroja napätia  $U_T$  a vnútorného odporu  $R_{int}$ . Théveninova poučka o ekvivalentnosti náhrady obvodu obecné platí nielen pre jednosmerné zdroje a odpory, ale aj pre impedancie a napr. aj pre operátorové vyjadrenie napätí a prúdov.



Obr. 1-10.

Princíp náhrady zapojenia „čiernej krabičky“, zloženého z rezistorov a zdrojov napätia, jedným náhradným obvodom s vnútorným odporom  $R_{int}$  a zdrojom napätia  $U_T$ .

Napätie náhradného zdroja  $U_T=U_0$  sa rovná napätiu naprázdno  $U_0$  medzi uvažovanými svorkami. Vnútorný odpor  $R_{int}=U_0/I_0$  charakterizuje náhradný zdroj, z hľadiska výstupných svoriek, pomocou napätia naprázdno  $U_0$  a prúdu nakrátko  $I_0$ . Výpočtom možno určiť odpor  $R_{int}$  tak, že sa deaktivujú všetky nezávislé zdroje vnútri „čiernej krabičky“ jednobranu - ideálne zdroje napätia v pôvodnom obvode sa nahradia skratmi a ideálne zdroje prúdu sa nahradia prerušením obvodu.



Obr. 1-11.

Theveninov náhradný obvod, charakterizovaný napätím  $U_T$  a vnútorným odporom  $R_{int}$ :

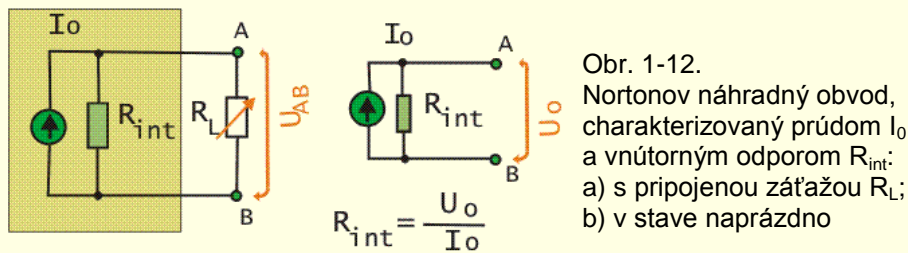
a) v stave naprázdno;

b) s pripojenou záťažou  $R_L$ ;

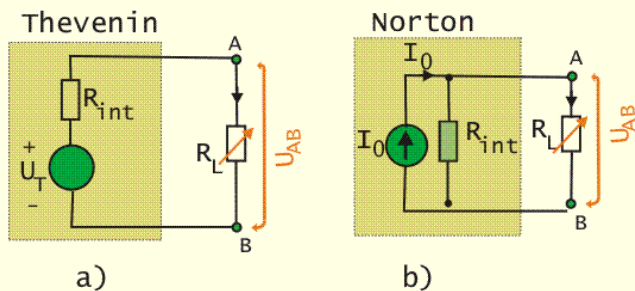
c) v stave nakrátko

Inou možnosťou ako vytvoriť náhradu zapojenia „čiernej krabičky“ na obr. 1-10 je paralelná modifikácia náhradného obvodu - **Nortonov náhradný obvod**,

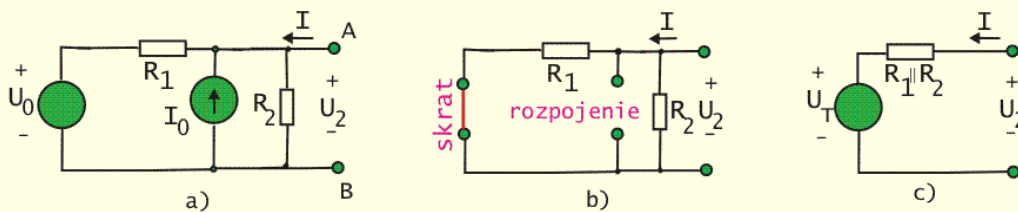
ktorý pozostáva, podľa obrázku 1-12, zo zdroja prúdu  $I_0$  a toho istého náhradného rezistora  $R_{int}$ . Prúd náhradného zdroja  $I_0$  sa rovná prúdu nakrátko medzi uvažovanými svorkami A-B.



Obrázok 1-12 potvrdzuje ekvivalentnosť Theveninovho a Nortonovho náhradného obvodu pri určení svorkového napätia  $U_{AB}$  na zaťažovacom odpore  $R_L$ , pripojeného k výstupným svorkám A-B obvodu. Svorkové napätie  $U_{AB}$  vyjadrené s použitím oboch náhradných obvodov je rovnaké.



Obr. 1-13.  
Theveninov (a) a Nortonov (b) náhradný obvod sú rovnocennou náhradou.



Obr. 1-14.  
a) Obvod z príkladu 1-3, pre ktorý treba vytvoriť náhradný obvod z hľadiska výstupných svoriek A-A':  
b) obvod pre určenie  $R_{int}$ , po eliminovaní nezávislých zdrojov:  $U_0=0$  a  $I_0=0$ ;  
c) výsledný náhradný Thévenin obvod so zdrojom  $U_T$  a vnútorným odporom  $R_{int}$ .

### Príklad 1-3

Vytvorte Théveninov náhradný obvod jednobranu Obr. 1-14a, z hľadiska svoriek A-B, ktorý umožní určiť prúd  $I$ . Rovnaký obvod bol riešený metódou superpozície už v príklade 1-1.

### Riešenie:

- a) Obvod na obr. 1-14a je "čierna krabička", s ktorej trčia výstupné svorky A-B. Vnútri "krabičky" sa nachádza zapojenie, pre ktoré treba vytvoriť náhradný obvod z hľadiska výstupných svoriek A-B.  
b) Na obr. 1-14b je obvod, v ktorom sú eliminované nezávislé zdroje tak, že sú nahradené nulovými zdrojmi napätia  $U_0=0$  a prúdu  $I_0=0$ , na základe ktorého možno určiť náhradný odpor  $R_{int}=R_1 || R_2=R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ .

c) Ďalším krokom je stanovenie napätia naprázdno  $U_T$  na svorkách A-B, ktoré možno určiť pomocou superpozície, podobne ako v príklade 1-2:

$$U_T = R_2 U_0 / (R_1 + R_2) + I_0 R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

Výsledný náhradný obvod je na obrázku 1-14c.

### Príklad 1-4

Vytvorte Théveninov a Nortonov náhradný obvod jednobranu na obr. 1-15a, z hľadiska svoriek 1-2.

### Riešenie:

Postup ilustruje obrázok 1-15.

Na obrázku 1-15a je pôvodný obvod s výstupom 1-2;

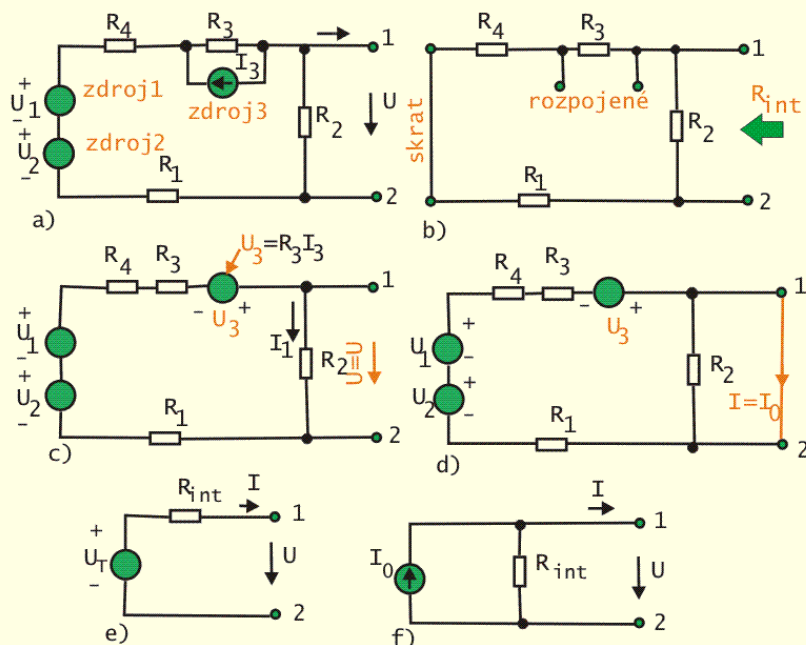
Na obrázku 1-15b je obvod s vyradenými zdrojmi na určenie  $R_{int}$ ;

Na obrázku 1-15c je rekonfiguráciou vytvorený zdroj  $U_3 = R_3 I_3$ , čo uľahčí určenie napätia naprázdno  $U_T$ ;

Na obrázku 1-15d je po skratovaní výstupu určený prúd nakrátko  $I_0$ ;

Na obrázku 1-15e je Théveninov náhradný obvod s odporom  $R_{int}$  a zdrojom napätia  $U_T$ ;

Na obrázku 1-15f je Nortonov náhradný obvod s odporom  $R_{int}$  a zdrojom prúdu  $I_0$ .



Obr. 1-15.

Postup pri tvorbe náhradného obvodu k príkladu 1-4.

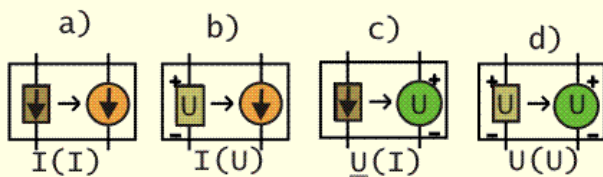
## 1.1.5 Neautonómne zdroje

Vlastnosti dvojbranov možno charakterizovať rovnicami pre vstupujúce a vystupujúce prúdy, napätia alebo aj kombinovaným tzv. hybridným spôsobom, podľa toho, aký tvar rovníc je vhodnejší pre aplikáciu dvojbranov, napr. či pôjde o charakterizovanie vlastností paralelne spojených dvojbranov na vstupe, kaskádne zapojenie dvojbranov a pod. Náhradný obvod dvojbranu má obvykle tvar -  $\pi$  článku, zloženého z impedancií.

Pri impulzných prúdoch a napätiach sa v rovniciach, charakterizujúcich vlastnosti dvojbranov, jedná o popis prechodných javov pomocou diferenciálnych rovníc s konštantnými koeficientmi. Slovom nájsť riešenie rovníc v takomto prípade môže byť obťažnejšie.



Pre praktické použitie je často postačujúce získať približnú predstavu o tvare, napr. výstupného impulzu, ktorá by sa mohla porovnať s experimentálne zisteným tvarom impulzu. Pre tieto účely možno pre určitú oblasť frekvencií, alebo pre určitú oblasť amplitúd, použiť zjednodušenie pôvodného  $\pi$ -článku na dvojbran, ktorý sa z hľadiska vstupných svoriek javí ako vstupný odpor a z hľadiska výstupných svoriek má vlastnosti zdroja napätia, alebo zdroja prúdu s výstupným odporom. Takýto tzv. **neautonómny (závislý alebo ovládaný) zdroj** prúdu (napätia) je pritom ovládaný prúdom (napätím), z inej časti obvodu. Obrázok 1-16 ilustruje rôzne možnosti ovládania a typu neautonómneho zdroja. Na strane vstupu ide o ovládanie prúdom alebo napätím a na strane výstupu o typ : zdroj prúdu alebo zdroj napätia.

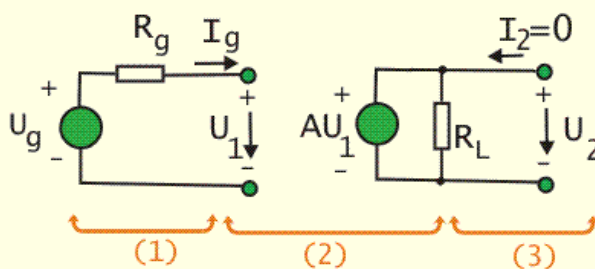


Obr. 1-16.

Príklad neautonómnych zdrojov:

- a) zdroj I ovládaný I
- b) zdroj U ovládaný I
- c) zdroj I ovládaný U
- d) zdroj U ovládaný U

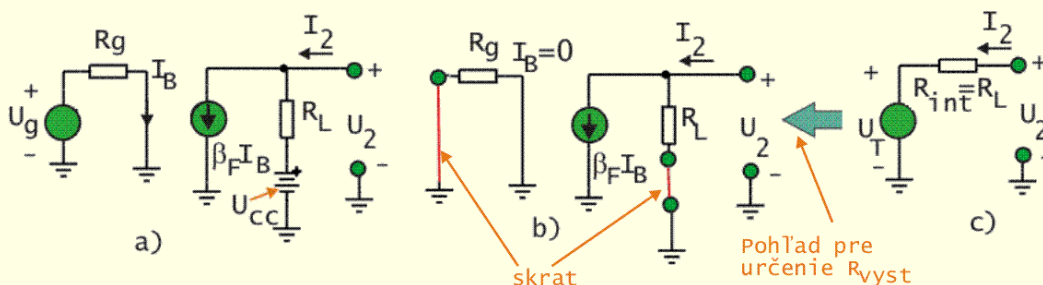
Na obr. 1-17 je príklad neautonómneho zdroja výstupného napätia  $AU_1$ , ktorého amplitúda je úmerná vstupnému napätiu  $U_1$ , z inej, vstupnej časti dvojbranu. Vstupný odpor tohto neautonómneho zdroja je nekonečne veľký a vo vetve (1) s generátorom netečie prúd. Napätie  $U_1=U_g$ , takže výstupné napätie  $U_2=AU_1=AU_g$  je úmerné napätiu  $U_g$  generátora. Ak je  $A>1$  tak je  $U_2>U_1$  a ovládaný zdroj sa správa ako **lineárny zosilňovač** so zosilnením  $A$ .



Obr. 1-17

- 1) vstupný obvod s generátorom;
- 2) ovládaný (neautonómny) zdroj napätia  $U_2=AU_g$ ;
- 3) záťaž  $R_L$  na strane výstupu.

Na obr. 1-18a je iný variant neautonómneho zdroja z príkladu 1-5. Vstupný odpor dvojbranu je nulový a na výstupe je zdroj prúdu  $\beta_F I_B$ , ktorého amplitúda je úmerná prúdu  $I_B$  vo vstupnom obvode. Takýto náhradný obvod dobre vystihuje vlastnosti bipolárneho tranzistora.



Obr. 1-18.

- a) a) Neautonómny zdroj prúdu  $I_C=\beta_F I_B$ , ovládaný prúdom  $I_B$  k príkladu 1-5.
- b) b) Obvod pre určenie  $R_{int}$ , po eliminovaní nezávislých zdrojov:  $U_g=0$  a  $U_{cc}=0$ .
- c) c) Výsledný náhradný Théveninov obvod so zdrojom  $U_T$  a vnútorným odporom  $R_{int}$ .

Na rozdiel od nezávislého (autonómneho) zdroja, ktorý môže trvale dodávať činný výkon, **ovládané zdroje sú závislé na niektorom napätí alebo prúde v iných častiach obvodu**. Môžu sa za istých podmienok chovať ako zdroje, avšak samostatne nemôže dodávať činný výkon. **Pri tvorbe náhradného obvodu pomocou princípu superpozície sa neautonómne zdroje neodstraňujú!**

### Príklad 1-5

Na obrázku 1-18 je príklad neautonómneho zdroja prúdu  $I_C = \beta_F I_B$ , ovládaného prúdom  $I_B$ , ktorý vzniká v inej vetve obvodu, v dôsledku pôsobenia generátora s napätím  $U_g$ . Takýto neautonómny zdroj je zjednodušeným modelom bipolárneho tranzistora, v ktorom malý bázový prúd  $I_B$  ovláda väčší kolektorový prúd  $I_C = \beta_F I_B$ . Určite parametre Theveninovho náhradného obvodu ( $R_{int}$  a  $U_T$ ), ktorý charakterizuje výstup  $U_2 = f(U_g)$ .

### Riešenie:

Vo vetve s generátorom tečie podľa obr. 1-18a prúd  $I_B = U_g / R_g$ .

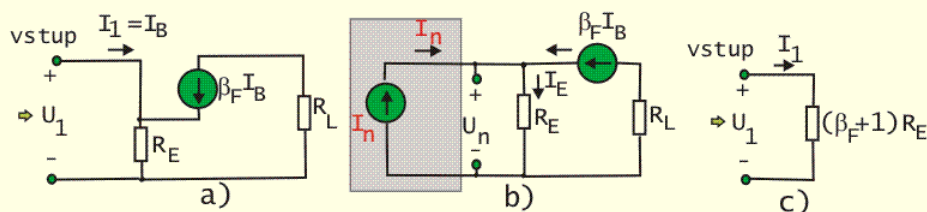
Výstup je naprázdno, lebo prúd  $I_2 = 0$ . Prúd cez zaťažovací odpor  $R_L$  je  $\beta_F I_B$ , takže na výstupe napätie

$$\text{naprázdno } U_2 = U_T = U_{cc} - \frac{\beta_F R_L}{R_g} U_g$$

Pre určenie  $R_{int}$  sa podľa obr. 1-18b deaktivujú nezávislé zdroje napätia  $U_{cc} = 0$  a  $U_g = 0$ . Nemožno však potlačiť neautonómny zdroj prúdu  $\beta_F I_B$ ;

Na základe obr. 1-18b je vnútorný odpor Theveninovho náhradného obvodu  $R_{int} = R_L$ .

Na obr. 1-18c je výsledný Théveninov náhradný obvod so zdrojom napätia  $U_T$  a vnútorným odporom  $R_{int}$ .



Obr. 1-19.

Ilustrácia použitia zdroja pomocného prúdu  $I_n$  pre obvod z príkladu 1-6, v ktorom nepôsobia nezávislé zdroje prúdu alebo napätia. Cieľom je určenie odporu  $R_{int}$ , ktorý bude podľa obr. 1-19c simulovať zo strany vstupných svoriek vlastnosti zapojenia na obr. 1-19a, s neautonómnyim zdrojom prúdu  $I_C = \beta_F I_B$ .

### Príklad 1-6

Určite Theveninov náhradný odpor, ktorý by zo strany vstupných svoriek, nahradzoval zapojenie s neautonómnyim zdrojom prúdu  $I_C = \beta_F I_B$  na obr. 1-19a. Tento obvod je len časťou nejakého iného obvodu, takže nie sú prítomné nezávislé zdroje, ktoré by bolo možné deaktivovať. Použite preto pomocný zdroj vstupného prúdu  $I_n$ , pomocou ktorého vytvoríte rovnaké pracovné podmienky, ako by boli v zložitejšom obvode za prítomnosti nezávislých zdrojov t.j. také, ako keby na vstupe pôsobilo napätie  $U_1$  a do obvodu vstupoval prúd  $I_1 = I_B$ .

### Riešenie:

a) Ak výstup neautonómneho zdroja nejakým spôsobom naviazaný na vstup, t.j. ak existuje v obvode spätná väzba nemusia v obvode existovať nezávislé zdroje a teda v obvode nemôže vzniknúť napätie naprázdno a prúd nakrátko. Na obrázku 1-19a je obvod s neautonómnyim zdrojom prúdu  $\beta_F I_B$ , ovládaného prúdom  $I_B$ , bez prítomnosti nezávislých zdrojov prúdu alebo napätia. Prúd  $I_n = I_B$  bude pretekať len v prípade existencie nejakého vstupného napätia  $U_1$ . Ak sa teda podarí pomocou vonkajšieho pomocného zdroja prúdu  $I_n = I_B$  vytvoriť rovnaké prúdy a úbytky napätí na odporoch ako v pôvodnom zapojení, možno z obvodu určiť Théveninov odpor  $R_{int}$  jeho náhradného obvodu. Postup ilustruje obrázok 1-19.

b) Náhradný obvod na obr. 1-19b po pripojení pomocného zdroja prúdu  $I_n$  ilustruje vytvorenie podmienok pre určenie  $R_{int}$ . Cez odpor  $R_E$  normálne tečie prúd  $I_E = I_B + \beta_F I_B$  a preto vplyvom prúdu  $I_n$  bude na ňom napätie  $U_n = (\beta_F + 1)R_E I_n$  čo umožňuje určiť Théveninov odpor  $R_{int} = U_n / I_n = (\beta_F + 1)R_E$ ;  
 c) Na obr. 1-19b je náhradný obvod s odporom  $R_{int}$ , pomocou ktorého sa vytvorí na vstupe rovnaké napätie  $U_1$  a rovnaký vstupný prúd  $I_1$  ako v pôvodnom zapojení na obr. 1-19a.

### Príklad 1-7

Na obrázku 1-20 je obvod s neautonómnym zdrojom prúdu  $\beta_F I_B$ , bez prítomnosti nezávislých zdrojov prúdu alebo napätia. Pomocou vonkajšieho zdroja pomocného napätia  $U_n$ , podobne ako v príklade 1-6, určíte Théveninov odpor  $R_{int}$ , ktorý bude zo strany vstupných svoriek simulovať vlastnosti zapojenia na obr. 1-20a, s neautonómnym zdrojom prúdu  $I_C = \beta_F I_B$ .

### Riešenie:

a) Na obrázku 1-20a je obvod s neautonómnym zdrojom prúdu  $\beta_F I_B$ , bez prítomnosti nezávislých zdrojov prúdu alebo napätia. Podobne ako v príklade 1-6, ak sa podarí pomocou vonkajšieho pomocného zdroja napätia  $U_n$  vytvoriť rovnaké prúdy a úbytky napätí na odporoch ako v pôvodnom zapojení, možno určiť Théveninov odpor  $R_{int}$ , ktorý bude mať vlastnosti náhradného obvodu. Postup ilustruje obrázku 1-20.

b) Na obr. 1-20b je pre určenie odporu  $R_{int}$  vytvorený obvod s pripojeným zdrojom pomocného napätia  $U_n$ , ktoré vytvorí rovnaké podmienky ako v „zložitejšom“ obvode, v ktorom by existovali nezávislé zdroje.

Vstupujúci prúd  $I_o = -(\beta_F + 1)I_B$ ,

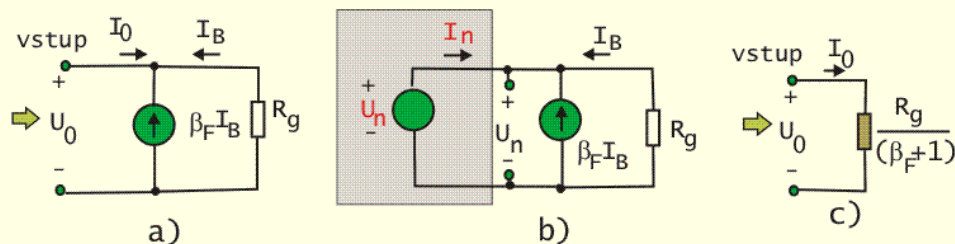
Po pripojení pomocného napätia  $U_n$  bude prúd

$$I_B = -U_n / R_g,$$

$$I_n = U_n(\beta_F + 1) / R_g$$

a preto bude Théveninov odpor  $R_{int} = -U_n / I_n = R_g / (\beta_F + 1)$ .

c) Na obr. 1-20c je náhradný odpor  $R_{int} = -U_n / I_n = R_g / (\beta_F + 1)$ , pomocou ktorého sa simulujú na svorkách rovnaké  $U_o$  a  $I_o$  ako v zapojení na obr. 1-20a.



Obr. 1-20.

Ilustrácia použitia zdroja pomocného napätia  $U_n$  pre obvod z príkladu 1-7, v ktorom nepôsobia nezávislé zdroje prúdu alebo napätia. Treba určiť odpor  $R_{int}$ , ktorý by bol zo strany vstupných svoriek náhradou zapojenia na obr. 1-20a s neautonómnym zdrojom prúdu  $i_C = \beta_F i_B$ .

a) Pôvodný obvod z príkladu 1-7.

b) Pripojenie pomocného napätia  $U_n$  na sfunkčnenie obvodu.

c) Výsledná náhrada zo strany vstupných svoriek - odpor  $R_{int}$

### Príklad 1-8

Na obr. 1-21a je  $\pi$ -článok, zložený z impedancií, ktorý predstavuje zjednodušený náhradný obvod unipolárneho tranzistora (FET) s neautonómnym zdrojom prúdu  $g_m U_\pi$ , ovládaného napätím  $U_\pi$ . V operátorovom tvare na základe Laplaceovej transformácie určíte  $Z_{int}$  a  $U_T$  Théveninovo náhradného obvodu z hľadiska výstupu 3-4, ku ktorému je pripojený zaťažovací odpor  $R_L$ .

### Riešenie:

Obvod na obrázku 1-21a predstavuje náhradný obvod unipolárneho tranzistora v oblasti malých signálov s kapacitou vstupu  $C_\pi$  medzi hradlom G a emitorom S a kapacitou  $C_u$  medzi kolektorom D a hradlom G. Vstupný odpor FET medzi G a S je veľmi veľký a na obrázku nie je nakreslený. Výstupný odpor FET medzi D a S je už zahrnutý do záťaže  $R_L$ . Zdroj prúdu  $g_m U_\pi$ , ovládaný napätím  $U_\pi$  závisí od strmosti  $g_m$  tranzistora, slúži ako príklad neautonómného zdroja prúdu  $g_m U_\pi$ , ovládaného napätím  $U_\pi$ .

a) Podľa Kirchhoffovho zákona pre uzol 3 na obr. 1-21a platí:

$$(U_{\pi}(p) - U(p))pC_{\mu} = g_m U_{\pi}(p) + I(p), \text{ alebo}$$

$$pC_{\mu} U(p) = -I(p) + U_{\pi}(p)(pC_{\mu} - g_m), \text{ z ktorého}$$

$$U(p) = -\frac{I(p)}{pC_{\mu}} + \frac{p - (g_m / C_{\mu})}{p} U_{\pi}(p)$$

b) Na základe analógie s Theveninovým ekvivalentným obvodom, u ktorého platí, podobne ako na obr. 1-21b:

$$U(p) = -Z_{\text{int}} I(p) + U_T(p),$$

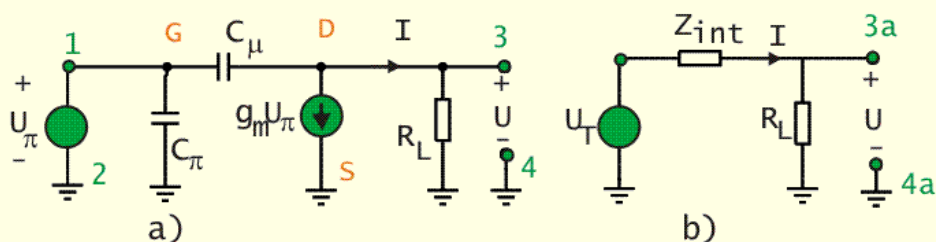
Predstavujú členy v predchádzajúcom vzťahu napätie naprázdno  $U_T(p)$  a ekvivalentnú impedanciu  $Z_{\text{int}}$ :

$$U_T(p) = \frac{p - (g_m / C_{\mu})}{p} U_{\pi}(p)$$

$$Z_{\text{int}} = 1 / (pC_{\mu}).$$

Na základe náhradného obvodu na obr. 1-21b je operátorový tvar napätia  $U(p) = f[U_{\pi}(p)]$  na výstupných svorkách 3-4:

$$U(p) = \frac{R_L U_T(p)}{R_L + Z_{\text{int}}(p)} = \frac{p - (g_m / C_{\mu})}{p + (1 / R_L C_{\mu})} U_{\pi}(p)$$



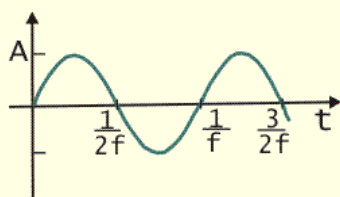
Obr. 1-21.

a) Náhradný obvod tranzistora typu FET v tvare  $\pi$  - článku pre príklad 1-8.

b) Theveninov náhradný obvod s napätím  $U_T$  a vnútornou impedanciou  $Z_{\text{int}}$ .

## 1.2 SIGNÁL

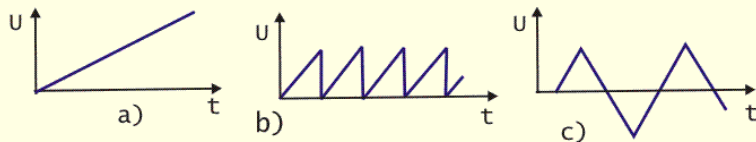
Pravidlá pre analýzu jednosmerných obvodov (Ohmov zákon, Théveninova poučka a pod.) sú použiteľné aj pre obvody s meniacou sa v čase amplitúdou prúdu alebo napätia. Vhodne upravené napätie alebo prúd môžu byť ako **signál** použité na prenos správ alebo údajov. Informácia môže byť pri harmonickom tvare nosiča informácie (obr. 1-22) zakódovaná pomocou namodulovanej amplitúdy, frekvencie, fázy alebo aj iným spôsobom, napr. pomocou postupnosti impulzov. Obrázky 1-22 až 1-25 ilustrujú niektoré často používané tvary napätí, ktoré by mohli slúžiť ako nosič na zakódovanie informácie pre signál.



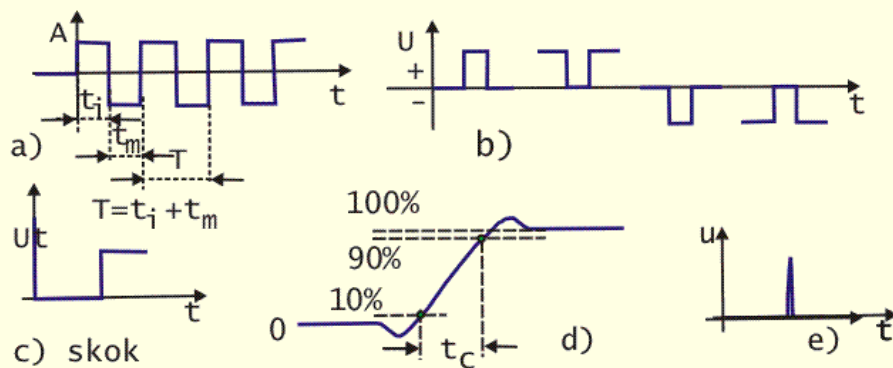
Obr. 1-22.

Tvar harmonického napätového signálu

$u(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi)$  s frekvenciou  $f$ , periódou  $T = 1/f$  fázou  $\varphi$  a amplitúdou  $A$

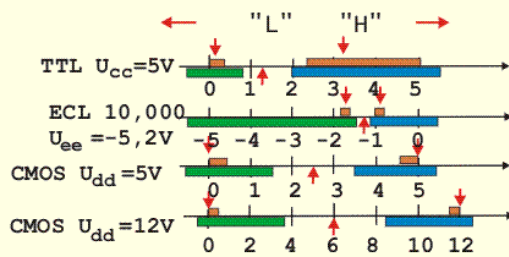


Obr. 1-23. Tvar pílovitého signálu:  
 a) rovnomerný nárast napätia ;  
 b) periodický tvar pílovitého napätia;  
 c) trojuholníkový tvar.



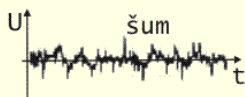
Obr. 1-24.  
 a) Periodický sled obdĺžnikovitých impulzov s periódou  $T=t_i+t_m=1/f$ ;  
 b) impulzy s kladnou a zápornou polaritou;  
 c) ideálna skoková zmena amplitúdy;  
 d) skutočný priebeh reálnej skokovej zmeny amplitúdy, charakterizovaný čelom  $t_c$  (nárast z 10% na 90% ustálenej hodnoty);  
 e) impulz krátkeho trvania v tvare "hrotu", typický pre niektoré poruchové javy.

Na obr. 1-25 sú napätové úrovne zodpovedajúce vysokej "H" a nízkej "L" úrovni pre niektoré typy logických obvodov.



Obr. 1-25.  
 Napätové úrovne zodpovedajúce vysokej "H" a nízkej "L" úrovni pre rôzne typy logických obvodov .

Šípka označuje rozhodujúcu úroveň  $U_r$ , pri ktorej sa mení logická úroveň, napr. pre TTL je  $U_r=1,4V$ ).



Obr. 1-26.  
 Ilustrácia osciloskopického priebehu šumu.

Na obr. 1-26 je osciloskopický priebeh šumu, teda poruchy, ktorá na rozdiel od signálu má náhodnú povahu. Šum býva charakterizovaný spektrálnou hustotou a frekvenčným spektrom (šírkou frekvenčného pásma).

Na základe impulzu z niektorých detektorov ionizujúceho žiarenia možno získať informáciu o pohltenej energii častice v objeme detektora, o mieste a čase preletu častice, poprípade aj identifikovať typ častice. Takéto detektory ionizujúceho žiarenia sú teda zdrojmi impulzného signálu (v tvare napätia, prúdu alebo náboja).

Detektory ionizujúceho žiarenia majú, nehľadiac na rôzne princípy funkcie, analogický spôsob zapojenia. Detektory potrebujú napájací zdroj VN, na zabezpečenie zberu nosičov náboja a vhodne zapojený **pracovný alebo zaťažovací odpor  $R_L$** . **Napájací zdroj** – najčastejšie jednosmerný zdroj vysokého napätia – umožňuje vytvoriť potrebné pracovné podmienky (**pracovný bod**), pre zber náboja, vytvoreného pri interakcii ionizujúceho žiarenia s náplňou detektora. Vďaka platnosti princípu superpozície v lineárnych obvodoch možno potom oddelene nastaviť pokojové pracovné podmienky a určiť jednosmerné prúdy a napätia v obvode, vyvolané zdrojom napájacieho napätia a oddelene určiť premenlivé impulzné prúdy a napätia v obvode, vyvolané účinkom ionizujúceho žiarenia a zložením oboch reakcií získať výsledný účinok pôsobenia oboch zložiek na obvod.

Na lepšie charakterizovanie vlastností detektora slúži jeho náhradný obvod. Na základe metód analýzy elektronických obvodov potom možno:

- Skontrolovať nastavenie jednosmerných pracovných podmienok detektora, ako aj ďalších súčastí elektronickej aparatúry.
- Určiť prenosové vlastnosti aparatúry s detektorom v ustálenom stave na základe aproximácie impulzného signálu sumárnym účinkom zdrojov striedavého napätia alebo prúdu, periodického, najčastejšie harmonického tvaru s frekvenciami  $\omega$ ,  $2\omega$ ,  $3\omega$  ...  $n\omega$ , podobne ako pri aproximácii funkcie členmi Fourierovho radu. Tento **spôsob spektrálnej analýzy** signálu využíva na sledovanie frekvenčné závislosti prenosových charakteristík amplitúdy  $A(\omega)$  a fázy  $\varphi(\omega)$  dvojbranov, tvoriacich prenosovú cestu signálu.
- Na posúdenie prechodového javu na tvar impulzného signálu sa používa **spôsob časovej analýzy** pomocou prechodových a impulzných charakteristík, založený na sledovaní rýchlosti reakcie na zmeny vstupného signálu špeciálneho tvaru): skokového impulzu ideálneho tvaru -  $1(t)$  alebo impulzu s krátkym trvaním -  $\delta_n(t)$ .

## 1.3 ANALÝZA LINEÁRNYCH OBVODOV

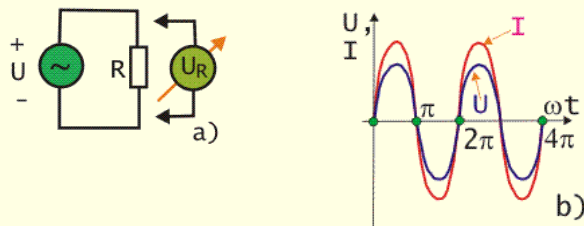
S hľadiska obtiažnosti riešenia rovníc, popisujúce prúdy a napätia v lineárnych obvodoch, sa pristupuje odlišne k analýze:

- **obvodov s zdrojmi jednosmerného** napätia alebo prúdu v ustálenom stave alebo skrátene **jednosmerných obvodov**;
- **obvodov so zdrojmi striedavého** napätia alebo prúdu periodického, najčastejšie harmonického tvaru, v ustálenom stave alebo skrátene **striedavých obvodov**;
- **prechodových javov v obvodoch**, ktoré vzniknú pri pripojení alebo odpojení napájacích zdrojov alebo v dôsledku náhlych zmien tvaru signálu alebo skrátene **impulzných obvodov**.

### 1.3.1 Striedavé obvody - súhrn základných poznatkov

#### 1.3.1.1 Odpor v obvode striedavého prúdu

Súčiastka **rezistor** má vlastnosť elektrického **odporu  $R$** . Prúd tečúci cez rezistor a napätie na rezistore sú vo fáze. Reálna zložka komplexnej impedancie sa nazýva **rezistancia**. Napätie na odpore pri prechode prúdu cez odpor je vo fáze.



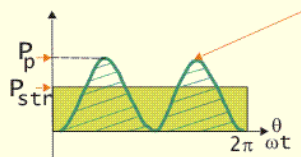
Obr. 1-27.

a) Odpor R pripojený k zdroju s napätím  $u(t)=U_p\sin(\omega t)$

b) Napätie  $u(t)$  na odpore a prúd  $i(t) = (U_p/R)\sin(\omega t) = I_p\sin(\omega t)$  tečúci cez odpor sú vo fáze. Maximálna hodnota prúdu (amplitúda)  $I_p = U_p/R$

### 1.3.1.2 Efektívna hodnota prúdu a napätia

Pri prechode jednosmerného prúdu cez elektrickú súčiastku (rezistor, diódu) sa súčiastka chová ako **spotrebič** - zahrieva sa. Odoberaný výkon  $P_{DC}=UI$  sa nazýva **stratový výkon**. Pri dlhodobej činnosti spotrebiča by tento stratový výkon nemal prekročiť max prípustný stratový výkon, zadaný výrobcom pre danú súčiastku.



$$P_{str} = \frac{R}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\theta = \frac{I_p R}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2 \theta d\theta = \frac{I_p R}{2};$$

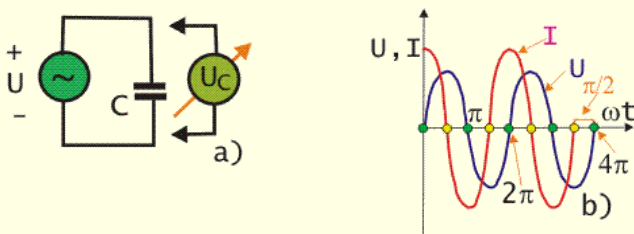
efektívne hodnoty :

$$U_{ef} = \frac{U_p}{\sqrt{2}}; \quad I_{ef} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

Obr. 1-28.

Striedavý prúd s amplitúdou  $I_p$  má rovnaký **stredný výkon** ako ustálený jednosmerný prúd  $I=I_{ef}=0,707 I_p$ .

Pre obvody v **harmonickom ustálenom stave** možno formulovať Kirchhoffove zákony a Ohmov zákon v analogickom tvare ako pre jednosmerné obvody. V ustálenom stave je činný výkon striedavého prúdu  $P_{str}=I_{ef}U_{ef}$  tečúceho cez rezistor R mierou energie, ktorá sa prevádza na teplo. Je teda rovnaký ako výkon ustáleného jednosmerného prúdu  $P_{DC}=IU$  vtedy, ak za prúd  $I=I_{ef}$  a napätie  $U=U_{ef}$  použijeme efektívne hodnoty prúdu  $I_{ef}$  a napätia  $U_{ef}$ .



Obr. 1-29.

a) Kondenzátor v obvode striedavého prúdu.

b) Okamžitá hodnota prúdu  $i(t)=I_p\sin(\omega t+\pi/2)$  cez kondenzátor predbieha napätie  $u(t)=U_p\sin(\omega t)$

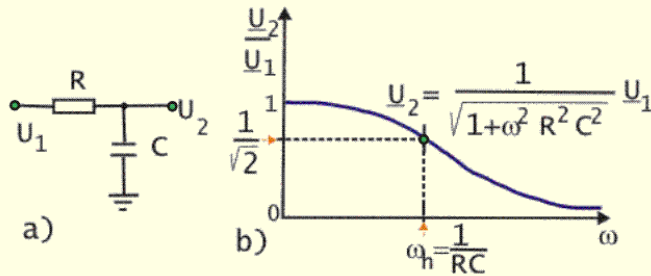
### 1.3.1.3 Kapacitná reaktancia $X_C$ v obvode striedavého prúdu

Imaginárna zložka komplexnej impedancie  $\underline{Z}$  sa nazýva **reaktancia  $\underline{X}$** . Veličina  $X_C=1/\omega C$  sa nazýva kapacitná reaktancia (**kapacitancia**). Kondenzátor je

lineárny jednobran, pretože jeho kapacita  $C=Q/U$  alebo pre diferenciálne zmeny  $i=C(du/dt)$ . Okamžitá hodnota prúdu cez kondenzátor je úmerná zmene napätia a preto na kapacitnej reaktancii  $X_C$  je medzi prúdom a napätím fázový posuv  $\pi/2$  (i predbieha u).

### 1.3.1.4 Indukčná reaktancia $X_L$ v obvode striedavého prúdu

Imaginárna zložka komplexnej impedancie  $\underline{Z}$  sa nazýva **reaktancia  $X$** . Veličina  $X_L=\omega L$  sa nazýva indukčná reaktancia (**induktancia**). Okamžitá hodnota napätia na indukčnosti je úmerná rýchlosti zmeny prúdu a preto na indukčnej reaktancii je medzi prúdom a napätím fázový posuv  $\pi/2$  (u predbieha i).



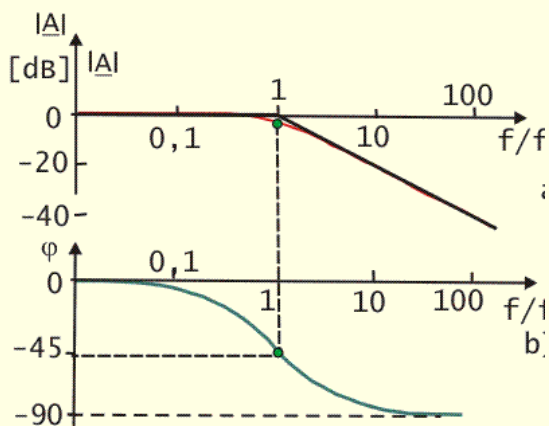
Obr. 1-30.

- a) Dolno-priepustný RC filter
- b) Amplitúdová frekvenčná charakteristika tohto filtra.

### 1.3.1.5 Impedancia R,L,C jednobranu v obvode striedavého prúdu

Pri analýze elektronických obvodov s ustálenými priebehmi harmonických prúdov a napätí sa často používa **symbolicko - komplexná metóda**, v ktorej namiesto pôvodného časového priebehu funkcie, napr.  $u(t)=U_m \cos(\omega t + \varphi)$  sa použije reálna zložka funkcie -  $\text{Re}[U_m \cdot \exp(j(\omega t + \varphi))] = U_m \cdot \exp(j\varphi) \cdot \exp(j\omega t) = \underline{U}_m \exp(j\omega t)$ , s komplexnou amplitúdou – fázorom  $\underline{U}_m$ . Pri použití tejto metódy sa v rovniciach popisujúcich obvodu formálne namiesto derivácie vyskytuje násobenie  $j\omega$  a namiesto integrálu delenie  $j\omega$ . Napr. komplexná impedancia zložená z  $R$ ,  $L$ , a  $C$  má tvar:  $\underline{Z} = R + j\omega L + 1/(j\omega C)$ .

Komplexná impedancia  $\underline{Z} = \underline{U}/\underline{I}$  pasívneho jednobranu je definovaná ako pomer fázorov jeho svorkového napätia  $\underline{U}$  a svorkového prúdu  $\underline{I}$ . Pri určitých hodnotách  $\omega$ ,  $R$ ,  $L$ , a  $C$  sa jednobran RLC môže chovať ako odpor, pretože napätie na jeho svorkách a prechádzajúci prúd sú vo fáze. Tento pracovný režim sa nazýva **rezonancia**.



Obr. 1-31.

- Bodeho frekvenčná charakteristika dolnopriepustného RC filtra:
- a) Amplitúdová
- b) Fázová (pri hornej hraničnej frekvencii  $f_n=1/2\pi RC$  je fázový posun  $\varphi=45^\circ$ )

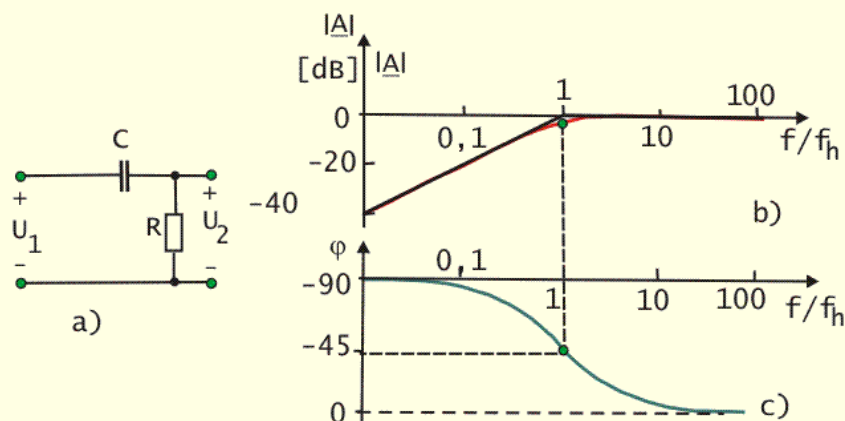


### 1.3.1.6 Dolno-priepustný filter RC

Jednobran RC, zapojený podľa obrázku 1-30, má vlastnosti dolno-priepustného filtra, nakoľko pre frekvencie nižšie ako frekvencia  $f \leq f_h = 1/2\pi RC$  je amplitúda na jeho výstupe  $U_2$  približne rovnaká ako na vstupe  $U_1$ . Pri ďalšom zvyšovaní frekvencie nad  $f_h$  dochádza k poklesu amplitúdy  $U_2$ . Pri hornej hraničnej frekvencii  $f_h = 1/2\pi RC$  je výstupná amplitúda  $U_2 = U_1/\sqrt{2} \sim 0,7U_1$ .

Na obr. 1-31a je amplitúdová frekvenčná charakteristika z obr. 1-30b, upravená podľa metódy navrhutej H.W. Bodeom tak, že pomer amplitúd  $U_2/U_1$  je zobrazený v logaritmických jednotkách decibeloch - dB (decibel  $\text{dB}=20\log_{10}(U_2/U_1)$ ) a na osi frekvencii je použitá relatívna logaritmická mierka. Podľa Bodeho metódy možno amplitúdovú charakteristiku aproximovať dvoma asymptotami:

- $|A|=U_2/U_1=1$ , čomu zodpovedá 0dB, takže možno jednoducho porovnať amplitúdy dvoch signálov v oblasti frekvencii  $f \ll f_h$ .
- Frekvencia zodpovedajúca zlomu je horná hraničná frekvencia  $f_h$ .
- V oblasti vysokých frekvencii  $f \gg f_h$ , je  $|A| \sim 1/(\omega RC)$  t.j. pomer amplitúd  $|A|=U_2/U_1$  je nepriamo úmerný frekvencii. Pri 10 násobnom zvýšení frekvencie sa  $|A|$  zmenší 10 krát, teda o pokles 20 dB na dekádu.
- Pri frekvencii  $f=f_h$  je  $|A|=U_2/U_1=1/\sqrt{2}$ , teda pokles o - 3dB (resp. odchýlka aproximácie od skutočného priebehu frekvenčnej charakteristiky).



Obr. 1-32.

Bodeho frekvenčná charakteristika:

a) hornopriepustného CR filtra;

b) Amplitúdová;

c) Fázová (pri dolnej hraničnej frekvencii  $f_d=1/2\pi RC$  je fázový posun  $\varphi=45^\circ$ ).

### 1.3.1.7 Hornopriepustný filter CR

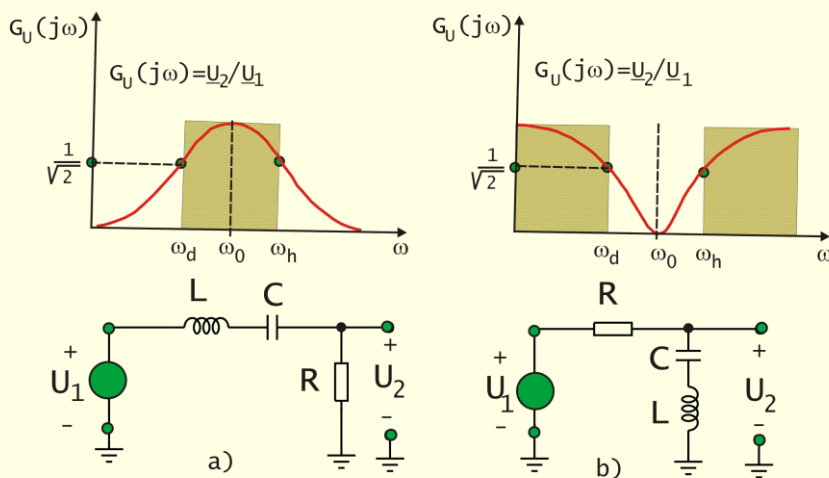
Jednobran, zapojený podľa obrázku 1-32a má vlastnosti hornopriepustného filtra, nakoľko pre vysoké frekvencie ( $f \geq f_d = 1/2\pi RC$ ) je amplitúda  $U_2$  na jeho výstupe približne rovnaká ako na vstupe  $U_1$ . Napríklad RC člen s  $R=1\text{k}\Omega$  a  $C=0,01\mu\text{F}$  má dolnú hraničnú frekvenciu (pri ktorej je pokles o 3 dB)  $f_d=15,9\text{kHz}$ .

Logaritmickú amplitúdovú charakteristiku na obr. 1-32b, navrhnutá podľa Bodeho metódy má 2 asymptoty:

- $|A|=1$ , čomu zodpovedá 0dB (decibel  $\text{dB}=20\log_{10}(U_2/U_1)$ ), takže možno jednoducho porovnať amplitúdy dvoch signálov v oblasti frekvencii  $f \geq f_d$ .
- Frekvencia zodpovedajúca zlomu je dolná hraničná frekvencia  $f_d$ .

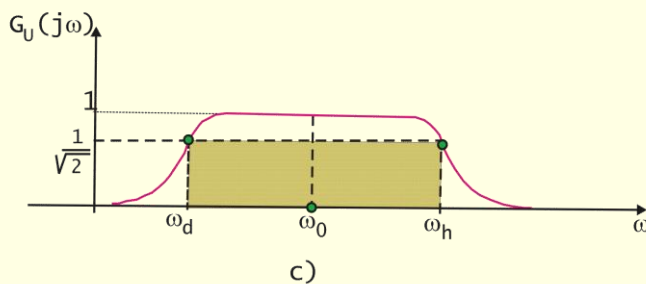
- V oblasti nízkych frekvencií  $f \ll f_d$ , je  $|\underline{A}| \sim \omega RC$ , t.j. pomer amplitúd  $|\underline{A}| = U_2/U_1$  je priamo úmerný frekvencii. Pri 10 násobnom zvýšení frekvencie sa  $|\underline{A}|$  zvýši 10 krát, teda o stúpanie 20 dB na dekádu.
- Pri frekvencii  $f = f_d$  je  $|\underline{A}| = U_2/U_1 = 1/\sqrt{2}$ , teda pokles o - 3dB (resp. odchýlka aproximácie od skutočného priebehu frekvenčnej charakteristiky).

Obrázok 1.33 zobrazuje charakteristiky prenosovej funkcie  $\underline{G}_U(j\omega) = \underline{U}_2/\underline{U}_1$  pásmovej RLC priepuste, resp. zádrže, so šírkou frekvenčného pásma  $\Delta\omega = \omega_h - \omega_d$ . Zosilňovače, v dôsledku existencie vlastných RC a CR článkov majú obmedzený frekvenčný prenos  $\underline{G}_U(j\omega) = \underline{U}_2/\underline{U}_1$  v oblasti nízkych a v oblasti vysokých frekvencií, podobný obr. 1-33c. Existuje určité **frekvenčné pásmo**  $\Delta f = f_h - f_d$ , v ktorom má zosilňovač neskreslený prenos so stálym súčiniteľom prenosu, čo môže byť dôležité napr. pre poslucháčov hi-fi muziky.



Obr. 1-33.

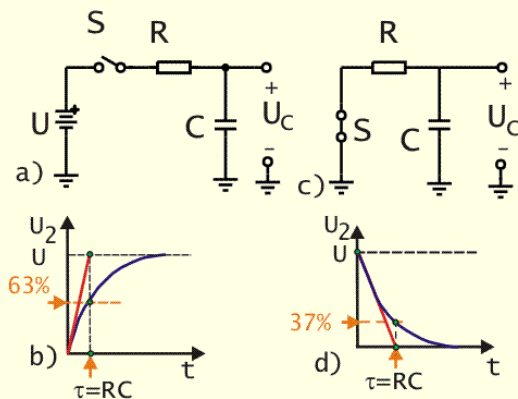
- a) RLC pásmová priepusť s prenosom  $\underline{G}_U(i\omega) = \underline{U}_2/\underline{U}_1$   
 b) RLC pásmová zádrž s prenosom  $\underline{G}_U(i\omega) = \underline{U}_2/\underline{U}_1$



Obr. 1-33c.  
 Prenosová funkcia zosilňovača so šírkou pásma  $\Delta\omega = \omega_h - \omega_d$ .

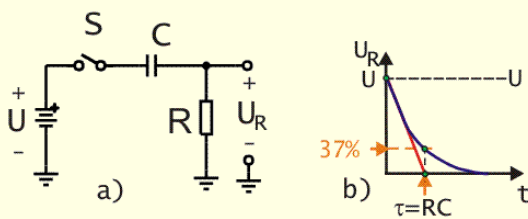
### 1.3.2 Prechodné javy v RC a RL obvodoch

Po pripojení jednosmerného napätia  $U$  k vstupným svorkám RC článku na obrázku 1.34a sa vybitý kondenzátor  $C$  ( $U_C = 0$ ) nabíja a jeho napätie narastá podľa priebehu  $u_2(t) = U[1 - \exp(-t/RC)]$  na obr. 1-34b. Poprípade neskôr (obr. 1-34c) po odpojení batérie  $U$  a skratovaní vstupných svoriek dochádza k postupnému vybitiu nabitého ( $U_C = U$ ) kondenzátora, podľa priebehu  $u_2(t) = U \exp(-t/RC)$  na obr. 1-34d.



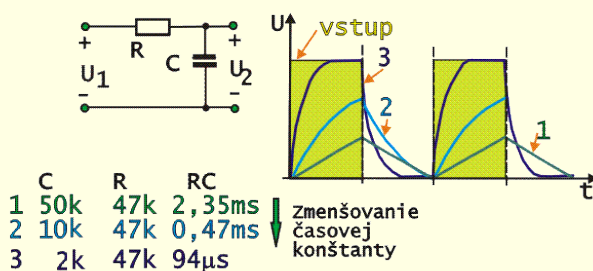
Obr. 1-34a.  
Prechodový jav na kondenzátore v obvode RC:  
a/ obvod pri pripojení napätia U,  
b/ prechodový jav pri nabíjaní kondenzátora C,  
c/ obvod pri pripojení napätia U=0V (skratu),  
d/ prechodový jav pri vybíjaní kondenzátora C.

Keby boli súčiastky R a C prehodené, tak prechodný jav na odpore R v CR článku  $u_R(t) = U \exp(-t/RC)$  by mal priebeh napätia uvedený na obr. 1-34b, pretože, ak kondenzátor bol pre pripojením napätia vybitý ( $U_C=0$ ), musí podľa Kirchhoffovho zákona zostať rozdelenie napätia  $U = U_R + U_C$  na odpore  $U_R$  a napätia na kondenzátore  $U_C$  zachované.



Obr. 1-34b.  
Prechodový jav  $U_R$  na odpore R v obvode CR s napätím U.

Obidva priebehy sú charakterizované rovnakou rýchlosťou priebehu prechodného javu - **časovou konštantou**  $\tau = RC$ . Pri nabíjaní vybitého kondenzátora ( $U_C=0$ ) v RC článku na obr. 1-34a sa za čas  $\tau \sim 5RC$  ustáli napätie s presnosťou 1% na svojej konečnej hodnote  $U_C$ .



Obr. 1-35.  
Porovnanie deformácie tvaru obdĺžnikových impulzov  $u_1(t)$  po prechode integračným článkom RC pre rôzne veľkej časovej konštanty.  
Trvanie čela impulzu  $U_2$  merané od úrovne 10% po úroveň 90% tzv. **aktívne trvanie čela impulzu**  $t_{ca} = 2,2RC$ .

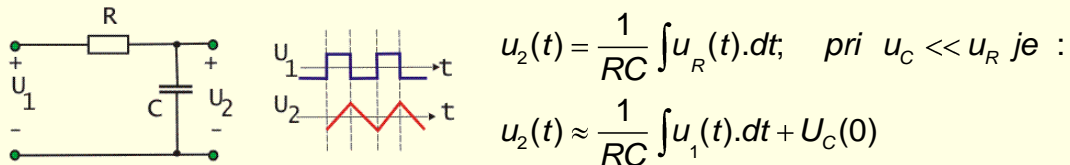
Iný spôsob ocenenia rýchlosti prechodového javu je možný, podobne ako v jadrovej fyzike pri premene rádionuklidu, na základe **polčasu** trvania prechodného javu  $\tau_{1/2} = RC \ln 2 \sim 0,7RC$ .

Pri osciloskopickom pozorovaní priebehu prechodného javu bude vhodná grafická interpretácia časovej konštanty - ako dotyčnice k exponenciálnej funkcii v čase  $t=0$  (obr. 1-42).

Obrázok 1-35 ilustruje pôsobenie RC článku na napätie v tvare obdĺžnikových impulzov. **Miera deformácie výstupného priebehu závisí od**

**časovej konštanty  $\tau=RC$ .** Čím je menšia časová konštanta  $\tau=RC$ , tým je výstupná odozva "rýchlejšia" a menej odlišná od vstupného obdĺžnikového priebehu.

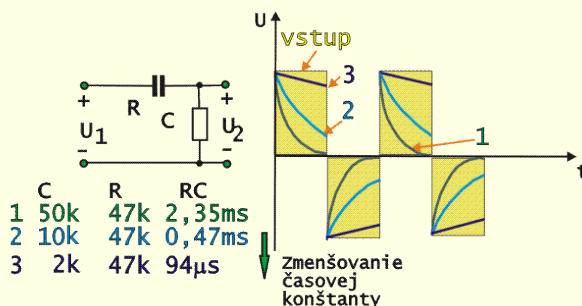
Ak je  $U_C \ll U_R$ , čo sa dosiahne pri vhodnom pomere trvania impulzu a časovej konštanty  $t_i \ll RC$ , možno z exponenciálneho priebehu nabíjania kondenzátora na obr. 1-34b využiť počiatočnú lineárnu časť (okolo 10%  $U_1$  na obr. 1-36) **na integrovanie vstupného signálu  $U_1$** . Preto sa dolno-priepustný RC článok v prípade použitia na tvarovanie impulzov nazýva aj **integračný článok CR**.



Obr. 1-36.

Použitie integračného RC článku na tvarovanie pílovitých impulzov. Čím menšiu časť exponenciály využijeme, tým je priamková aproximácia presnejšia.

Obrázok 1-37 ilustruje pôsobenie CR článku na napätie v tvare obdĺžnikových impulzov. **Miera deformácie výstupného priebehu závisí od časovej konštanty  $\tau=RC$ .** Čím je väčšia časová konštanta  $\tau=RC$ , tým je výstupná odozva menej odlišná od vstupného obdĺžnikového priebehu, resp. tým dlhšie impulzy prechádzajú článkom neskreslene.



Obr. 1-37.

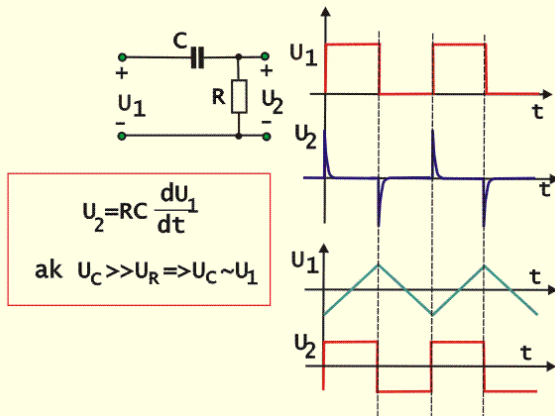
Porovnanie deformácie tvaru obdĺžnikových impulzov  $u_1(t)$  po prechode derivačným článkom CR pre rôzne veľkej časovej konštanty.

Ak je  $U_C \gg U_R$ , čo možno dosiahnuť pri vhodnom pomere trvania impulzu  $t_i \gg RC$  a časovej konštanty  $RC$ , stihne sa kapacita  $C$  rýchlo nabiť a možno z exponenciálneho priebehu vybíjania kondenzátora využiť počiatočnú lineárnu časť **na derivovanie vstupného signálu  $U_1$** . Preto sa hornopriepustný CR článok v prípade použitia na tvarovanie impulzov, predovšetkým na skracovanie trvania impulzov, nazýva aj **derivačný článok RC**.

Obrázok 1-39 ilustruje použitie CR a RC článkov pri tvarovaní logických impulzov. Na obr. 1-39a sa využíva integračný RC článok na generovanie oneskoreného logického impulzu. Pri tom sa využíva skutočnosť, že narastajúce napätie na kondenzátore začne pôsobiť na spínač CMOS až po prevýšení vstupnej rozhodujúcej úrovne napätia, čo v prípade logického obvodu CMOS je okolo 50% výstupnej amplitúdy. Teda spínač CMOS zareaguje tým neskoršie, čím je pomalší prechodový jav na RC integračnom článku.

Na obr. 1-39b sa na skrátenie impulzu používa derivačný CR článok. Pri prechode obdĺžnikového impulzu cez derivačný CR článok však vznikajú dva impulzy, opačnej polarít. Pre dané logické obvody sa dá využiť len kladný skok amplitúdy, čím sa v danom prípade generuje impulz, v korelácii s okamihom začiatku

kladného impulzu. Vďaka prechodu cez logický obvod sa impulz, s exponenciálnym spádom, pretvaruje na obdĺžnikovitý tvar logického impulzu.

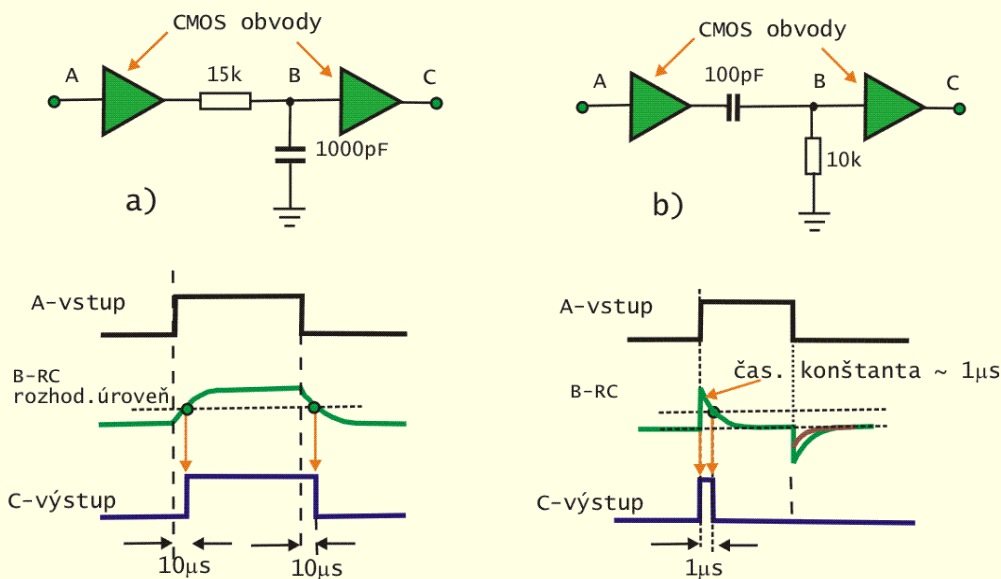


Obr. 1-38.

Pri vhodnej voľbe  $U_C \gg U_R$  sa stihne kapacita C rýchlo nabiť takže výstupné napätie  $u_2(t)$  je deriváciou vstupného  $u_1(t)$ .

Prechodový jav v článku RL má podobný charakter ako v RC článku, ak sa rýchlosť prechodného javu charakterizuje **časovou konštantou**:  $\tau = L/R$ . Použitie pojmu časová konštanta ( $\tau = RC$  a  $\tau = L/R$ ) umožňuje zapísať prechodové javy v RC a RL obvode obdobnými vzťahmi.

- Napätie na indukčnosti  $u_L(t) = U_0 \exp(-t/\tau)$  a **RL článok má vlastnosti derivačného obvodu.**
- Napätie na odpore  $u_R(t) = U_0 [1 - \exp(-t/\tau)]$  a **LR článok má vlastnosti integračného obvodu.**



Obr. 1-39.

Príklad použitia článkov CR a RC na tvarovanie logických impulzov.

a) Integračný článok RC ( $R=15k\Omega$ ,  $C=1000pF$ ) ako oneskorovací obvod. Trojuholníkové symboly na obrázku reprezentujú logické obvody CMOS, ktorých úlohou je oddeliť obvody a tiež fungovať ako spínač. Po uplynutí  $\sim 0,7RC=10\mu s$  dosiahne prechodový jav napätia B na kondenzátore úroveň okolo 50% výstupnej amplitúdy, čo je rozhodujúca úroveň pri ktorej sa zmení stav výstupu C obvodu CMOS.

b) Pomocou CR článku sa skráti vstupný obdĺžnikovitý impulz a následne sa tvaruje na obdĺžnikový tvar v logickom obvode.

## 1.4 CHARAKTERIZOVANIE VLASTNOSTÍ DVOJBRANOV

Dvojbrany, rôzneho typu, sú spravidla súčasťou prenosovej cesty medzi zdrojom a spotrebičom. V elektronike sú typickými dvojbranami deliče napätia a prúdu, zosilňovače, oneskorovacie vedenia, frekvenčné filtre, prispôsobovacie články, derivačné a integračné obvody. **Frekvenčné vlastnosti** týchto dvojbranov dobre vyjadrujú ich obvodové funkcie. Delia sa na:

- **prenosové funkcie**, ktoré vyjadrujú informáciu o prenose signálu z jednej brány na druhú, napríklad **prenos napätia**  $\underline{K}_u = \underline{U}_2 / \underline{U}_1$  ;
- **imitačné funkcie**, ktoré vyjadrujú vzťahy medzi napätím a prúdom dvojbranu, napríklad komplexná **vstupná impedancia**  $\underline{Z}_{in} = \underline{U}_{in} / \underline{I}_{in}$ .

V lineárnych obvodoch so zdrojom harmonického signálu, ktorý má frekvenciu  $\omega = 2\pi f$  sú obvodové funkcie komplexnými funkciami frekvencie. Napríklad závislosť medzi prúdom a napätím, charakterizovanú komplexnou veličinou  $\underline{Z} = Z(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$  sa nazýva **komplexná frekvenčná charakteristika** impedancie.

- Modul komplexnej frekvenčnej charakteristiky  $|\underline{Z}| = Z(\omega)$  sa nazýva **amplitúdová frekvenčná charakteristika**.
- Závislosť argumentu  $\varphi(\omega)$  **fázová frekvenčná charakteristika**.

Vhodným grafickým vyjadrením frekvenčných charakteristík (Bodeho metóda) možno dosiahnuť, že sú do značnej miery nezávislé na parametroch sledovaného obvodu (použitie označenia  $\tau$  pre časovú konštantu namiesto RC, L/R a pod.), že platia pre veľký frekvenčný rozsah (logaritmická mierka, vynášanie pomerných hodnôt:  $\omega/\omega_0$  na pozdĺžnu os a  $A/A_0$  na svislú os) a že amplitúdové charakteristiky možno aproximovať asymptotami k skutočnému priebehu.

Vo väčšine elektronických obvodov sa pri analýze požadujú vlastnosti blízke lineárnym obvodom. Napríklad v zosilňovači požadujeme neskreslený prenos, t.j. aby okamžité hodnoty výstupného napätia (prúdu) boli  $K$ -násobkom zodpovedajúcich hodnôt napätia (prúdu) na vstupe, kde  $K$  je zosilnenie. To bude splnené, ak bude zosilnená každá harmonická zložka vstupného signálu rovnako a ak budú zachované fázové posuny medzi týmito zložkami tak, ako v lineárnom obvode, t.j. bez amplitúdového a fázového skreslenia. V ideálnom zosilňovači by teda amplitúda signálu na výstupe mala závisieť len od vstupnej amplitúdy a nemala by závisieť od frekvencie signálu. V reálnom zosilňovači sú tieto podmienky splnené len približne a to ešte len v istom frekvenčnom intervale; hovoríme o **frekvenčnom pásme**, v ktorom sú podmienky splnené s danou odchýlkou (napríklad s relatívnou odchýlkou  $\delta \leq 10\%$ ). Okrem toho reálny zosilňovač je schopný zabezpečiť lineárny prenos signálu len do určitého tzv. **dynamického rozsahu amplitúdy**, pokiaľ sa nezačne prejavovať nelinearita charakteristík elektronických prvkov - diód, tranzistorov a pod.

Okrem tohto spôsobu prenosových charakteristík, spočívajúcom na sledovaní frekvenčnej závislosti amplitúdy  $A(\omega)$  a fázy  $\varphi(\omega)$  dvojbranu, sa používa aj spôsob **prechodových charakteristík**, založený na sledovaní rýchlosti reakcie na zmeny vstupného signálu.

Na posúdenie prechodového javu možno použiť :

- skokový impulz ideálneho tvaru tzv. **jednotkový skok -  $1(t)$** , ilustrovaný obr. 1-40. Vzniknutá odozva na vstupný signál jednotkového skoku  $1(t)$  sa nazýva **prechodová charakteristika**.
- veľmi krátkeho impulzu tvaru Diracovej delta "funkcie"  $\delta_n(t)$ , ilustrovaného obrázkom 1-41. Odozva na vstupný signál tvaru delta funkcie  $\delta_n(t)$  s infinitívne krátkym trvaním sa nazýva **impulzová charakteristika**.

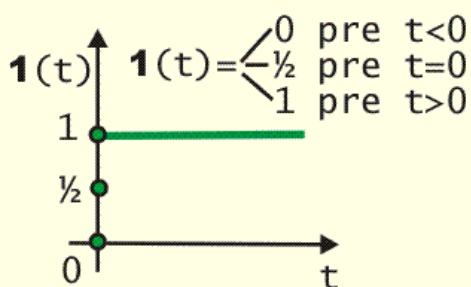
V praxi sa na kontrolu prenosu lineárnych obvodov používajú obdĺžnikové impulzy (obr. 1-35 a obr. 1-37). Ak voči samotnému trvaniu impulzu  $t_i$  majú krátke vlastné trvanie čela impulzu  $t_{ca} \ll t_i$  možno ich pokladať za imitáciu jednotkových skokov, resp. delta impulzov.

Po sformulovaní rovníc pre prúdy a napätia, popisujúcich prechodové javy v elektronických obvodoch treba riešiť diferenciálne rovnice s konštantnými koeficientmi:

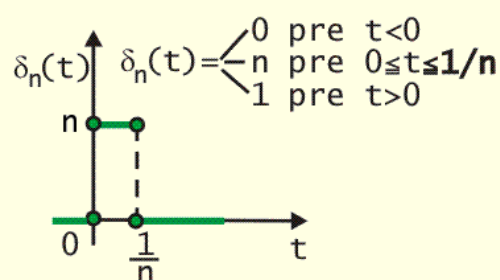
- Klasickou metódou riešenia lineárnych diferenciálnych rovníc s konštantnými koeficientmi;
- Laplaceovou operátorovou metódou, založenou na vytvorení obrazových (algebraických) rovníc z lineárnych diferenciálnych rovníc s konštantnými koeficientmi. Po vyriešení algebraických obrazových rovníc treba vykonať spätnú Laplaceovu transformáciu obrazového tvaru riešenia na originál.

**Výhodou operátorovej metódy** je, že odpadá určovanie integračných konštánt. **Prednosťou klasickej metódy** je jednoduchšia fyzikálna interpretácia výsledku, nakoľko získané riešenie pozostáva z obecného riešenia homogénnej rovnice, ktoré charakterizuje prechodný jav, a partikulárneho riešenia nehomogénnej rovnice, ktoré charakterizuje ustálený stav.

V obrazovom obore sa matematický popis obvodu zjednoduší, nakoľko analytické operácie (derivovanie, integrovanie) sú nahradené algebraickými (násobenie, delenie). Okrem toho existuje analógia medzi obrazovými rovnicami obvodu a medzi jeho rovnicami pre ustálený stav, vyjadrený symbolicky – komplexným zobrazením. Laplaceova transformácia má pre teóriu obvodov hlbší význam, než len ako obyčajná matematická metóda. V obore komplexnej premennej  $p$  – v obrazovom obore, platí medzi obrazom napätia a prúdu operátorové vyjadrenie Ohmovho zákona. Platia tiež Kirchhoffove zákony v operátorovom tvare. Tiež možno použiť známe metódy analýzy obvodov, napr. Theveninov náhradný obvod a pod. Napr. obrazová impedancia - operátorový tvar impedancie  $Z$ , zloženej z  $R$ ,  $L$  a  $C$  je:  $Z(p) = R + pL + 1/(pC)$ . Operátorová metóda je pre prax výhodná nakoľko nahradzuje derivovanie násobením  $p$  a integrovanie delením  $p$  (analogicky ako pri analýze ustáleného stavu obvodov s harmonickým napätím alebo prúdom, v ktorej  $p = j\omega$ ).



Obr. 1-40.  
Jednotková funkcia  $1(t)$ , ktorá zjednodušuje popis náhlej zmeny podmienok prechodového javu.



Obr. 1-41.  
Technická realizácia Diracovej delta funkcie  $\delta_n(t)$ , na uľahčenie definovania okamžitých amplitúd impulzov prechodového javu.

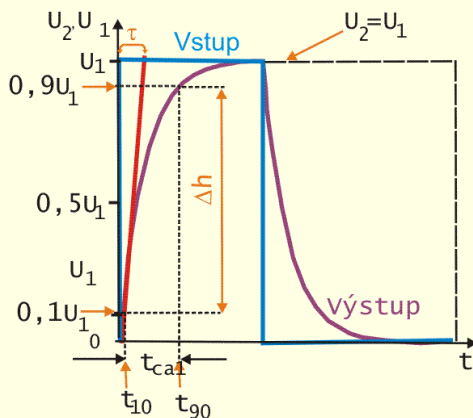
## 1.4.1 Frekvenčná vs. prechodová charakteristika

### 1.4.1.1 Horno-priepustný RC filter - integračný článok RC

Pre praktické osciloskopické porovnávanie impulzov je potrebné poznať trvanie nárastu impulzu. Na spresnenie merania, často exponenciálne sa meniacich priebehov, sa používa tzv. **aktívne trvanie čela impulzu**  $t_{ca}$ , definované podľa obrázku 1-42 ako nárast impulzu od okamihu dosiahnutia 10% amplitúdy po dosiahnutie 90% amplitúdy impulzu. Reálne obdĺžnikové impulzy nie sú nekonečne rýchle skoky amplitúdy, ale exponenciálne nárasty amplitúdy, ktoré možno charakterizovať určitou časovou konštantou  $\tau_i$ , závislou od kvality generátora impulzov alebo od prítomnosti rôznych parazitných kapacít. Na základe výpočtu na obrázku 1-42 možno určiť, že aktívne trvanie čela impulzu  $t_{ca}$  trvá  $2,2\tau_i$ .

Obrázok 1-42 ilustruje ako súvisí aktívne trvanie čela  $t_{ca}$  impulzu s **časovou konštantou**  $\tau_i$ . Ak má RC filter hornú frekvenciu  $\omega_h = 2\pi f_h = 1/\tau_i = 1/RC$  a časovú konštantou **integračného článku**  $\tau_i = RC = t_{ca}/(2.2)$ , potom porovnaním časovej konštanty  $\tau_i$  z integračného článku a hornej hraničnej frekvencie hornopriepustného filtra RC možno vyjadriť vzťah, ktorý je medzi hornou hraničnou frekvenciou filtra  $f_h$  a trvaním čela výstupného impulzu  $t_{ca}$ .

$$f_h = (2.2)/2\pi t_{ca} \sim (0.35)/t_{ca}$$



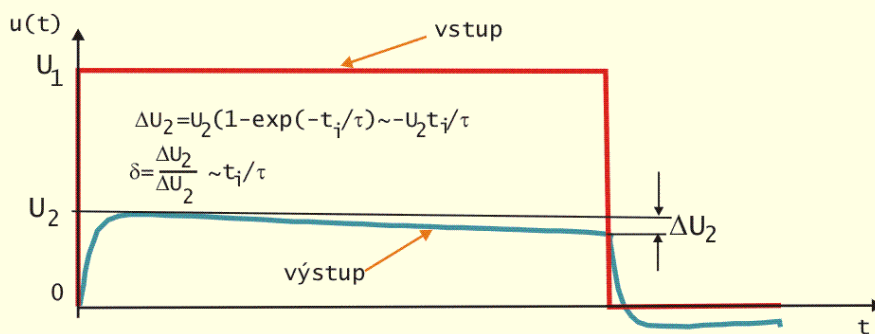
Obr. 1-42. Definovanie aktívneho trvania čela impulzu  $t_{ca} = 2.2 \tau_i$ .

Ak je amplitúda označená ako  $h$ , tak aktívne trvanie čela impulzu medzi okamihmi  $t_{10}$  až  $t_{90}$ :

$$0,1h = h(1 - \exp(-t_{10}/\tau) \rightarrow t_{10} = \tau \ln\left(\frac{10}{9}\right) \sim 0,1\tau;$$

$$0,9h = h(1 - \exp(-t_{90}/\tau) \rightarrow t_{90} = \tau \ln(10) \sim 2,3\tau;$$

$$t_{ca} = t_{90} - t_{10} = 2,3\tau - 0,1\tau = 2,2\tau$$



Obr. 1-43. Porovnanie vstupného obdĺžnikového impulzu s málo deformovaným impulzom na výstupe derivačného článku CR.



### 1.4.1.2 Dolno-priepustný RC filter - derivačný článok RC

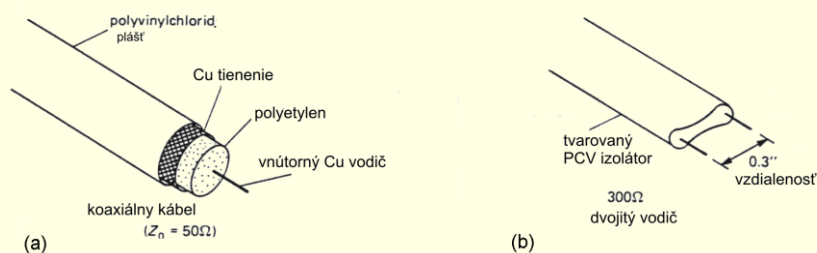
Cez CR článok sa dostávajú na výstup bez skreslenia tvaru tým dlhšie impulzy (menej sa deformuje tvar impulzu o trvaní  $t_i$ ), čím je dolná hraničná frekvencia obvodu  $f_d = \omega_d / 2\pi = 1/\tau_d = 1/RC$  nižšia.

Deformáciu tvaru výstupného obdĺžnikového impulzu možno charakterizovať podľa obrázku 1-43 prípustným poklesom vrcholu impulzu na konci jeho trvania  $\Delta U$ , resp. relatívnou veľkosťou tohto poklesu vrcholu impulzu  $\delta = \Delta U/U$ . Za málo skreslený tvar výstupného impulzu možno pokladať relatívny pokles  $\delta \leq 10\%$ .

Pre malé  $x \ll 1$  možno približne nahradiť exponenciálnu závislosť  $(1 - \exp(-x)) \sim x$ , tak že pre malé  $t_i/\tau_d \ll 1$  je  $u(t) = U_0(1 - \exp(-t_i/\tau_d)) \sim U_0(1 - t_i/\tau_d) \sim U_0 t_i/\tau_d$ . S použitím  $1/\tau_d = 2\pi f_d$  možno vyjadriť **relatívny pokles vrcholu impulzu** na konci trvania impulzu  $\delta = \Delta U_0/U_0 = t_i/\tau_d = t_i 2\pi f_d$  a získať potrebný vzťah:

$$f_d = \delta / 2\pi t_i \sim 0,16\delta / t_i,$$

ktorý platí pri  $t_i/\tau_d \ll 1$ , keď je pokles exponenciálneho priebehu lineárny – teda tvar impulzu je blízky obdĺžniku. Pre relatívny **pokles vrcholu impulzu**  $\delta = \Delta U/U$  na konci trvania impulzu  $t_i$  menší ako 10% treba **nízku dolnú hraničnú frekvenciu  $f_d$** .



Obr. 1-44.

Príklady vedení s rozloženými parametrami používané v bežnej praxi:

a) kábel;

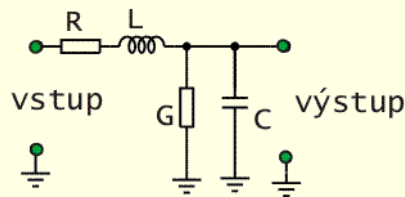
b) TV dvojlinka.

## 1.5 VEDENIE A KÁBEL

Koaxiálny kábel zabezpečuje svojim tienením dobrú ochranu pred interferenciou porúch. To je jeden dôvod prečo v jadrove -fyzikálnych experimentoch na dopravu signálu medzi jednotlivými časťami elektronickej aparatury, napr. z predzosilňovača na tvarovač alebo zosilňovač, sa používajú káblové prepojenia.

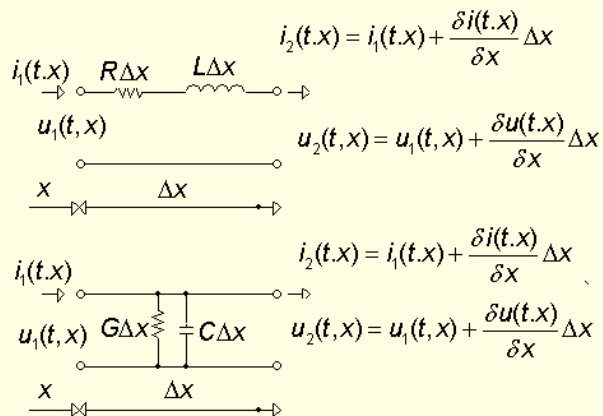
Okrem toho treba vedieť, že pri spracovávaní impulzov s krátkym trvaním, alebo s rýchlym nárastom amplitúdy impulzu, nemožno zanedbať rýchlosť šírenia elektromagnetického vlnenia voči rozmerom elektronických súčiastok a ich geometrickému usporiadaniu.

Keď uvažujeme elektromagnetickú vlnu s frekvenciou  $f$ , ktorá sa šíri cez médium s dielektrickou konštantou  $\epsilon$  rýchlosťou  $v = c/\epsilon$  ( $c$  - rýchlosť svetla vo vákuu), potom jej prislúcha vlnová dĺžka  $\lambda = v/f \sim c/f$ . Napríklad pre 1000MHz je  $\lambda = 30\text{cm}$ , čo môže byť porovnateľné s rozmermi zapojenia obvodu. Parametre (pozdĺžne R, L a priečne C, G) vedenia nemožno už pokladať za bodovo sústredené, ale za spojitě rozdelené v priestore - definované na jednotku dĺžky (obr. 1-45).



Obr. 1-45.

Náhradný obvod jednotkového úseku homogénneho vedenia.



Obr. 1-46.

Prúd  $i(t,x)$  a napätie  $u(t,x)$  pozdĺž jednotkového úseku vedenia.

Vedenia (obr. 1-44) určené pre signály s frekvenciami okolo 1GHz bývajú v 2 prevedeniach:

- vedenia z 2 paralelných vodičov - dvojliniek;
- koaxiálneho vedenia (pre krátke káble na spojenie prístrojov s konektormi BNC)

V pásme v ultra - vysokých frekvenciách sa používa technika "pásikových vedení". V "mikrovlnovej" oblasti frekvencií (nad 2GHz) sú bežné vedenia nahradzované vlnovodmi.

Ustálený stav v dvojbrane možné popísať sústavou lineárnych rovníc pre vstupné a výstupné napätia a prúdy, z ktorých možno určiť vstupnú, výstupnú, prenosovú impedanciu a pod. na charakterizovanie vlastností dvojbranu. Na charakterizovanie prechodových javov v dvojbrane už je potrebná sústava diferenciálnych rovníc s konštantnými koeficientami. Ešte zložitejší bude spôsob charakterizovania činnosti dvojbranu s rozloženými parametrami.

Homogénne vedenie ako **obvod s rozloženými parametrami** možno charakterizovať pomocou veličín:  $u(t,x)$ ,  $i(t,x)$ , ktoré pôsobia vo vzdialenosti  $x$  na elementárny dvojbran (obr. 1-46).

$$-\frac{\delta u(t,x)}{\delta x} = Ri(t,x) + L \frac{\delta i(t,x)}{\delta t}$$

$$-\frac{\delta i(t,x)}{\delta x} = Gu(t,x) + C \frac{\delta u(t,x)}{\delta t}$$

Obr. 1-47.

Diferenciálne tzv. "telegrafné" rovnice, charakterizujúce rozdelenie prúdu  $i(t,x)$  a napätia  $u(t,x)$  pozdĺž jednotkového úseku vedenia na

Obr. 1-46.

Diferenciálne rovnice na obr. 1-47, charakterizujúce rozdelenie prúdu  $i(t,x)$  a napätia  $u(t,x)$  pozdĺž jednotkového úseku homogénneho vedenia, vedú k riešeniu založenom na superpozícii 2 vln (obr. 1-48):

- hlavnej vlny s indexom  $h$ , postupujúcej od zdroja k záťaži;
- odrazenej vlny s indexom  $o$ , charakterizujúcu kvalitu prispôsobenia záťaže.

$$i(t, x) = \varphi_h\left(t - \frac{x}{v}\right) + \varphi_o\left(t - \frac{x}{v}\right) = i_h + i_o$$

$$u(t, x) = \phi_h\left(t - \frac{x}{v}\right) + \phi_o\left(t - \frac{x}{v}\right) = u_h + u_o$$

Obr. 1-48.

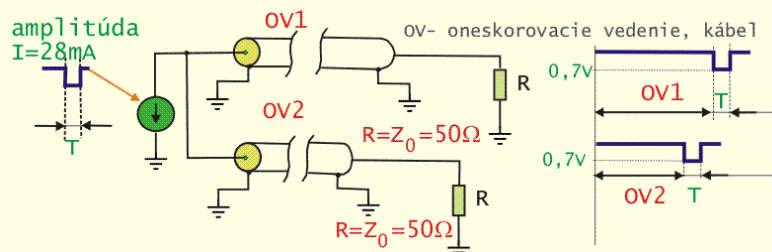
Riešenie diferenciálnej "telegrafnej" rovnice založené na superpozícii 2 vln:

- h - hlavnej (postupujúcej) vlny ;
- o - odrazenej vlny.

Dôležitým parametrom vedenia je **vlnová impedancia**

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \sim \sqrt{\frac{L}{C}},$$

určená ako pomer napätvej a prúdovej vlny, v ľubovlnom mieste pozdĺž vedenia. Pre krátky úsek vedenia s  $R=0$  and  $G=\infty$ , ktorý možno považovať za **bezstratové vedenie** má vlnová impedancia  $Z_0$  charakter odporu v rozsahu  $50 \Omega$  do  $100 \Omega$ .



Obr. 1-49.

Oneskorenie  $T$  realizované pomocou 2 úsekov kábla s rôznou dĺžkou.

Na obr. 1-49 sa demonštruje prechod impulzu cez rôzne dlhé úseky kábla. Pretože vedenie je na oboch stranách prispôbené, nedochádza k odrazom impulzov. Úsek bezstratového vedenia o dĺžke  $d$  možno použiť ako **oneskorovací element s oneskorením  $T$** , závislé od dĺžky  $d$  kábla:

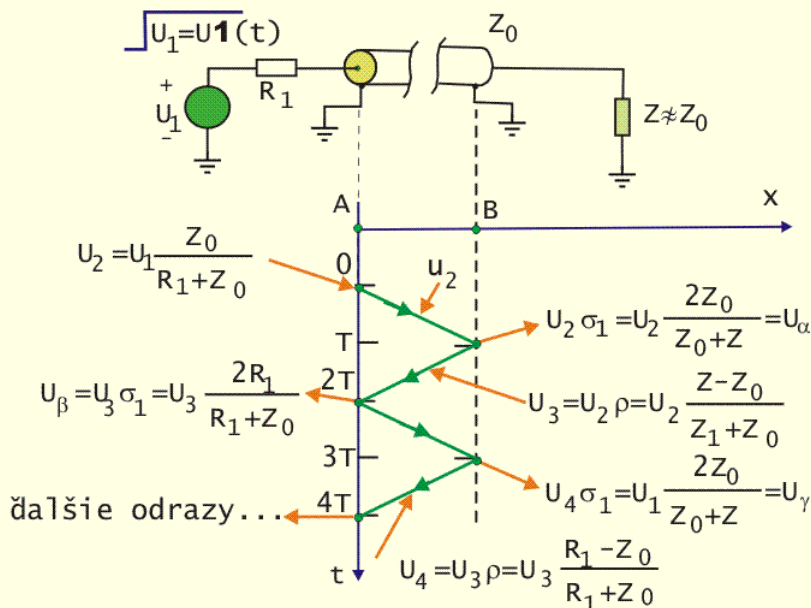
$$T = \frac{d}{\sqrt{LC}}.$$

Rýchlosť šírenia vlny v koaxiálnom kábli predstavuje približne dve tretiny rýchlosti svetla, takže 1m tenkého koaxiálneho kábla má oneskorenie  $\sim 5\text{ns}$ .

### 1.5.1 Neprispôbené vedenie

Keď sa vedenie používa na transport impulzov s krátkym trvaním nárastu amplitúdy, je dôležité "**prispôbiť**" **záťaž** k vlnovej impedancii vedenia, aby odrazená vlna bola minimálna. Vedenie zakončené záťažou rovnou jeho vlnovej impedancii, resp. pre krátke úseky bezstratového homogénneho vedenia rovnou jeho vlnovému odporu:

- bude transportovať impulzy k záťaži **bez tzv. odrazov**. V tomto prípade celý výkon signálu sa odovzdá na záťaž.
- Impedancia v hociktorom úseku prispôbeného vedenia, nezávisle od frekvencie signálu, bude rovná jeho vlnovej impedancii.

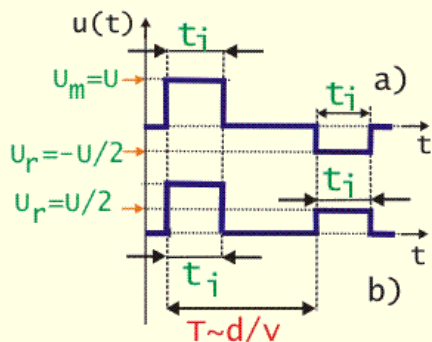


Obr. 1-50.

Vznik odrazov na neprispôsobenom konci vedenia. Hlavná vlna na konci vedenia sa čiastočne odrazí (koeficient odrazu napätia  $\rho$ ) a čiastočne šíri ďalej (koeficient prenosu napätia  $\sigma_1$ ).

Na obr. 1-50 je zobrazené šírenie napät'ovej vlny tvaru jednotkového skoku  $U_1(t)$  na neprispôsobenom vedení.

- Hlavná vlna postupujúca z generátora sa na konci vedenia čiastočne odrazí (koeficient odrazu napätia  $\rho$ ) a čiastočne šíri ďalej (koeficient prenosu napätia  $\sigma_1$ ).
- Po návrate odrazenej časti vlny na stranu ku generátoru dochádza znova na neprispôsobenom konci vedenia k odrazu, a záleží len na konkrétnej nekvalite prispôsobenia (koeficientoch  $\rho, \sigma_1, \sigma_2$ ), ako rýchle sa kmity utlmia.



Obr. 1-51.

Vplyv veľkosti záťaže R na odraz pri:  
 a)  $R = Z_0/2$   
 b)  $R = 2Z_0$

Pomer medzi amplitúdou odrazenej a vstupujúcej vlny charakterizuje **koeficient odrazu**:

$$\rho = \frac{A_h}{A_o} = \sqrt{\frac{R - Z_0}{R + Z_0}}$$

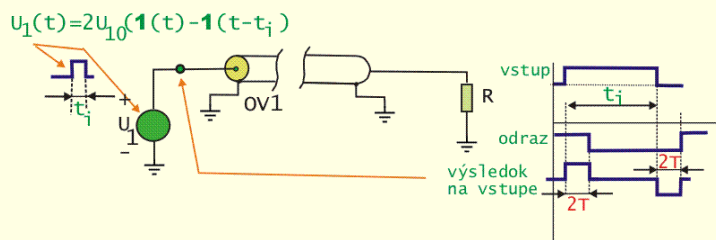
Podobne ako je definovaný koeficient odrazu  $\rho$  je zavedený **koeficient prenosu**:

$\sigma_1$  (napätia)

$$\sigma_1 = \frac{2Z}{Z + Z_0} = 1 + \rho;$$

$\sigma_2$  (prúdu)

$$\sigma_2 = \frac{2Z_0}{Z + Z_0} = 1 + \rho$$



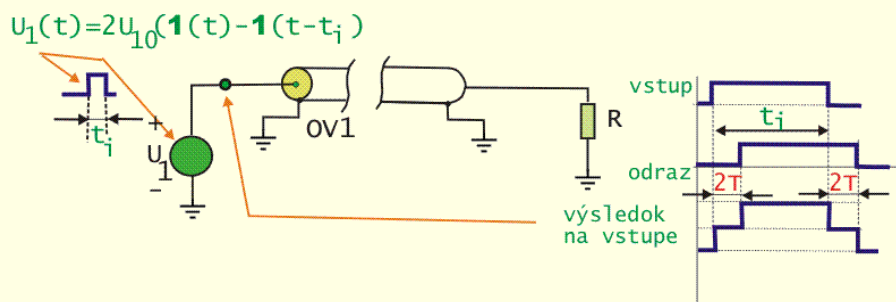
Obr. 1-52.

Pri záťaži  $R < Z_0$  je odrazená vlna invertovaná.

Odrazom napätivej alebo prúdovej vlny možno zabrániť tzv. **prispôbením vedenia k záťaži**. Na obr. 1-51 je zobrazené ako sa mení amplitúda a polarita odrazeného impulzu pri rôznom odpore záťaže.

Vedenie **ukončené na konci skratom** generuje invertovaný odrazený impulz podľa obr. 1-52, ktorého trvanie závisí od elektrickej dĺžky kábla. Z hľadiska poznatkov z jednosmerných obvodov je tento jav nepochopiteľný, nakoľko koniec kábla je skratovaný a je teda na nulovom potenciáli.

Na obr. 1-53 je vedenie **na konci rozpojené**. Nulový prúd na rozpojenom zakončení vedenia vytvára podmienky pre generovanie neinvertovaného odrazeného impulzu, s amplitúdou rovnou vstupujúcemu impulzu. Ak má generovaný impulz zo zdroja dostatočne dlhé trvanie môže sa po odraze nasuperponovať na postupujúci impulz, čím napr. pri analýze impulzov z detektora sa môže zaregistrovať falošný pík s dvojnásobnou amplitúdou.

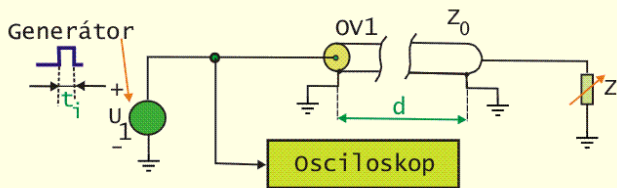


Obr. 1-53.

Pri  $R > Z_0$  dochádza k odrazu vo fáze, čo môže spôsobiť superponovanie vln.

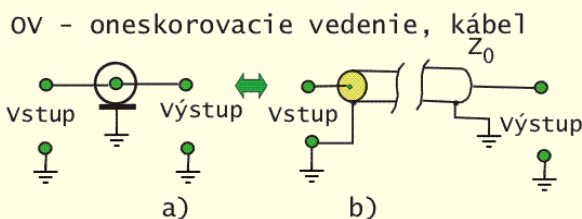
Krátke úseky kábla so skratom na konci sa niekedy využívajú na generovanie krátkych impulzov zo skokovej zmeny dlhších impulzov, napr. pri úprave impulzov zo scintilačných detektorov na krátke trvanie referenčných impulzov pre časové merania.

Na obr. 1-54 je zapojenie na demonštrovanie kvality prispôbenia vedenia. Skoková zmena impulzu z generátora, ktorého vnútorný odpor je rovný vlnovému odporu kábla  $Z_0$ , po odraze z konca kábla sa po určitom oneskorení, závislom od dĺžky cesty, vracia na vstup generátora, kde môže interagovať so vstupným impulzom. Takto možno osciloskopicky sledovať vstupný a odrazený impulz pri rôznom prispôbení.



Obr. 1-54.  
Demonštračné zariadenie na test prispôsobenia kábla OV1 o dĺžke  $d$  k záťaži  $Z$ .

V jadrovo - fyzikálnych experimentoch sa využíva mnoho káblových prepojení medzi časťami elektronickej aparatury. Ľahko sa môže stať, že sa zabudne znovu zapojiť kábel, ktorý bol kvôli skúške odpojený od konektora aparatury. Tento kábel môže byť príčinou generovania falšných impulzov, vzniklých odrazom na odpojenom konci kábla.



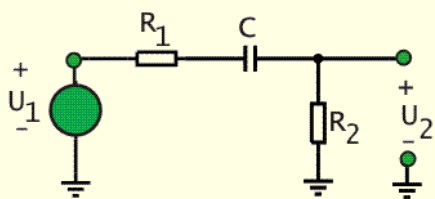
Obr. 1-55.  
Niektoré používané symboly na označovanie oneskorovacieho vedenia OV v tvare kábla.

### Príklad 1-9

Na obr 1-56 predstavuje zdroj  $u_1$  s odporom  $R_1$  výstupný obvod zosilňovača. K zosilňovaču je prostredníctvom kondenzátora  $C$  pripojený ďalší vstup zosilňovača, reprezentovaný odporom  $R_2$ . Navrhnete kapacitu  $C$  tak, aby na ďalší stupeň prechádzal signál s frekvenciou  $\omega_d$  bez zoslabenia.

### Riešenie:

Na základe prenosovej funkcie na obr. 1-56 možno určiť hraničnú frekvenciu  $\omega_d$ . Pri tejto frekvencii je však zosilnenie len  $\sim 70\%$  voči zosilneniu pri vyšších frekvenciách. Preto by kondenzátor mal byť 3 až 5 krát väčší ako hodnota, vyplývajúca z medznej podmienky, pre dolnú hraničnú frekvenciu  $\omega_d$ , uvedená na obr. 1-56.



Obr. 1-56. obvod k príkladu

$$\left| \frac{U_2}{U_0} \right| = \frac{j\omega C R_2}{(1 + j\omega C (R_1 + R_2))};$$

$$\Rightarrow \omega_d = \frac{1}{C(R_1 + R_2)}; \Rightarrow C > \frac{1}{\omega_d (R_1 + R_2)};$$

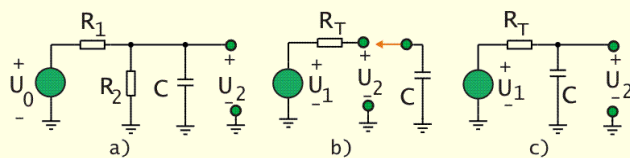
Obr. 1-57. Návrh kondenzátora

### Príklad 1-10

Na obr. 1-58 predstavuje zdroj  $U_0$  s odporom  $R_1$  výstupný obvod zosilňovača. K zosilňovaču je pripojená impedancia: paralelne spojenie odporu  $R_2$  a kondenzátora  $C$ . Odpor  $R_2$  predstavuje vstup ďalšieho zosilňovacieho stupňa a kapacita reprezentuje kapacitu montáže. Určíte vplyv kapacity  $C$  na hornú hraničnú frekvenciu  $\omega_h$ .

### Riešenie:

Obrázok 1-58b ilustruje vytvorenie Theveninovho náhradného zdroja z obvodu na obr. 1-58a, po odpojení kondenzátora  $C$ , s parametrami: napätím naprázdno  $U_1 = U_0 R_2 / (R_1 + R_2)$  a vnútorným odporom  $R_T = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ . Z výsledného náhradného obvodu na obr. 1-58c sa potom určí, podľa vzťahu z obr. 1-58, vhodná kapacita kondenzátora  $C$ .



Obr. 1-58.

- a) analyzovaný obvod  
 b) Theveninov náhradný obvod po odpojení C  
 c) Výsledný obvod pre výpočet

$$\left| \frac{U_2}{U_0} \right| = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)(1 + j\omega CR_T)};$$

$$R_T = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)}; \Rightarrow C > \frac{1}{\omega_p R_T};$$

Obr. 1-59.

Určenie závislosti kapacity C na základe hraničnej frekvencie prenosovej funkcie

### Príklad 1-11

Pre náhradný obvod výstupu impulzného zosilňovača na obr. 1-56 určite kapacitu väzobného kondenzátora C tak, aby na vstupný odpor  $R_2$  ďalšieho zosilňovača prechádzali obdĺžnikové impulzy tvarovo blízke obr. 1-43, s maximálnym relatívnym poklesom vrcholu impulzu  $\delta < 10\%$ . Trvanie impulzov je  $t_i$  a ich perióda výskytu  $T = 2t_i$ .

### Riešenie

S použitím výsledku príkladu 1-9 je časová konštanta  $\tau = C(R_1 + R_2)$  náhradného obvodu, z ktorej vyplynie vzťah pre výpočet kapacity C, pri ktorej sa zachová relatívny poklesu vrcholu impulzu  $\delta = \Delta U / U \sim t_i / \tau < 10\%$ . Hľadaná kapacita by mala byť 3 – 5 krát väčšia ako kapacita určená z hraničnej podmienky:  $C = t_i / (\delta((R_1 + R_2)))$ .

### Príklad 1-12

Pre náhradný obvod výstupu impulzného zosilňovača na obr. 1-56 určite trvanie čela výstupného impulzu, za predpokladu, že vstupné impulzy  $u_0(t) = \mathbf{1}(t)$  sú skokové zmeny napätia s nekonečne rýchlym nárastom amplitúdy ( $t_c = 0$ ).

### Riešenie

S použitím výsledku príkladu 1-10 je časová konštanta  $\tau = C(R_1 || R_2) = CR_T$  náhradného obvodu, ktorá vplýva na trvanie čela výstupného impulzu, nakoľko u vstupného impulzu je  $t_c = 0$ . Podľa obrázku 1-42 je trvanie čela impulzu  $t_c = 2,2CR_T$ .

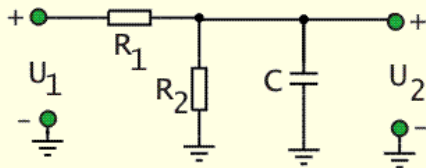
## KONTROLNÉ OTÁZKY

1. Určite, ktorý jednobran z nasledujúcich súčiastok: rezistor, dióda, kondenzátor, cievka, termistor nie je lineárny ?
2. Akumulátor by bolo výstižnejšie charakterizovať prúdovým alebo napät'ovým zdrojom?
3. Scintilačný detektor by bolo výstižnejšie charakterizovať prúdovým alebo napät'ovým zdrojom?
4. Bipolárny tranzistor by bolo výstižnejšie charakterizovať prúdovým alebo napät'ovým zdrojom?
5. Porovnajte dolnú hraničnú frekvenciu RC článku, určenú pomocou harmonického signálu s frekvenciou  $f$  a dolnú hraničnú frekvenciu, určenú s pomocou impulzného obdĺžnikového signálu s frekvenciou  $f = 1/T$  a periódou  $T$ .
6. Určite potrebnú dĺžku kábla, s vlnovou impedanciou  $Z_0 = 50\Omega$  na realizovanie oneskorenia 100ns.
7. Určite trvanie impulzu, ktorý možno vytvarovať z napät'ového skoku  $U\mathbf{1}(t)$ , pomocou dĺžky kábla 1m so skratom na konci.

## ÚLOHY

- 1.1 K odporovému deliču na obrázku 1-59 pripojte zdroj jednosmerného napätia  $U_1 = 20V$  a odmerajte napätie na výstupe  $U_2$ . Kapacita C sa nedá

zo zapojenia odstrániť, pretože ju spôsobuje samotný voltmeter. Merací prístroj: voltmeter má na štítku napísané, že jeho vnútorný odpor je  $1\text{M}\Omega$ . Odmeranú hodnotu  $U_2$  skontrolujte výpočtom a porovnajte.

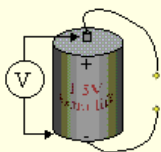


Obr. 1-59.  
Odpory rezistorov deliča  $R_1=1\text{M}\Omega$ ,  
 $R_2=1\text{M}\Omega$ ,  
Vstupná kapacita  $C=100\text{pF}$   
osciloskopu.

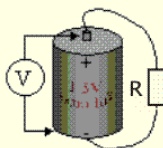
1.2 K odporovému deliču na obrázku 1-59 pripojte zdroj striedavého napätia s amplitúdou  $U_1=20\text{V}$  a s frekvenciou  $10\text{MHz}$  a odmerajte napätie na výstupe  $U_2$  voltmetrom a osciloskopom. Kapacita  $C$  sa nedá zo zapojenia odstrániť, pretože ju spôsobuje samotný merací prístroj: osciloskop, voltmeter. Merací prístroj: osciloskop, voltmeter má na štítku napísané, že jeho vnútorný odpor je  $1\text{M}\Omega$ . Voltmeter odmeria efektívnu hodnotu a osciloskopom sa dá učiť amplitúda, t.j. piková hodnota. Odmeranú hodnotu  $U_2$  skontrolujte výpočtom a porovnajte. (Návod: najprv bez kapacity  $C$  si určíte Theveninov náhradný odpor (obr. 1-58), ktorý potom po pripojení kapacity  $C$  bude charakterizovať časovú konštantu obvodu.)

1.3 V obchode sme zakúpili 2 kusy  $1,5\text{V}$  bateriek. Po príchode domov sme ich odmerali ideálnym voltmetrom s nekonečne veľkým vstupným odporom.

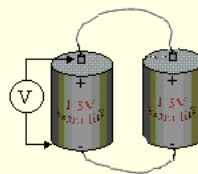
- Zistili sme, že jedna na ktorej bolo  $U_{10}=1,41\text{V}$  je asi stará. Na druhej mladšej bolo (obr. 1-60a) napätie  $U_{20}=1,54\text{V}$ .
- Pri ich skúšaní s odporom  $R_z=10\Omega$  (obr.1-60b) sa nameralo na staršej baterke napätie  $U_{1z}=1,175\text{V}$  a na mladšej napätie  $U_{2z}=1,4\text{V}$ .
- Z dôvodov nie celkom jasných, asi sme chceli, aby nám dávali väčší prúd, sme ich zapojili paralelne podľa obr. 1-60c a v stave naprázdno sme na nich odmerali výsledne napätie  $U = ?$ , ktoré treba určiť.



Obr. 1-60a.



Obr. 1-60b.



Obr. 1-60c.

1.4 Máme spotrebič, ktorý má odpor  $R=600\Omega$  a jeho dovolený maximálny výkon je  $5\text{W}$ . Chceme pripojiť spotrebič na striedavý zdroj  $240\text{V}$ ,  $50\text{Hz}$ . Určite vhodnú kapacitu kondenzátora, ktorú chceme zapojiť v sérii so spotrebičom tak, aby spotrebič odoberal maximálne výkon  $5\text{W}$  podľa typového doporučenia.



## SÚHRN

Elektronický obvod možno, z pohľadu užívateľa - fyzika experimentátora, pokladať za čiernu krabičku so vstupným a výstupným konektorom a popri prípade ešte s konektorom, ktorým sa privádzajú do obvodu napájacie napätia, resp. ešte ďalšie napr. vysoké napätie, ktoré je potrebné pre zabezpečenie funkcie zariadenia. Pri analýze elektronických obvodov sa takejto čiernej krabičke - stavebnej jednotke obvodov hovorí - **n – bran**. V najjednoduchšom prípade každá súčiastka obvodu s 2 svorkami, napr. rezistor, kondenzátor, dióda a pod. predstavuje **jednobran**.

**Dvojbranom** je delič napätia, delič prúdu, transformátor, tranzistorový zosilňovač, frekvenčný filter a pod., teda ľubovoľný obvod, ktorý je spojený s inými obvodmi dvomi dvojicami svoriek.

Podľa fyzikálnej štruktúry sa rozlišujú n-brany na pasívne – spotrebiče a aktívne – zdroje. Pasívne n – brany môžu byť lineárne alebo nelineárne. V lineárnych obvodoch platí **princíp superpozície**, na základe ktorého možno určiť výsledný účinok v obvode s viacerými zdrojmi na základe určenia reakcii od jednotlivých zdrojov. Vďaka platnosti tohto princípu možno napr. oddelene určiť jednosmerné prúdy a napätia v obvode a oddelene určiť striedavé prúdy a napätia v obvode a zložením oboch reakcii získať výsledný účinok pôsobenia oboch zložiek na obvod. Princíp superpozície umožňuje oddelene nastaviť pokojové pracovné podmienky tranzistorov, operačných zosilňovačov a iných dvojbranov, a oddelene skúmať prechod signálu cez dvojbran.

Aktívne n-brany: zdroje môžu byť nezávislé (autonómne) alebo závislé (neautonómne). Nezávislé zdroje svojimi vlastnosťami sú blízke buď ideálnym zdrojom napätia alebo ideálnym zdrojom prúdu. Základnými charakteristickými parametrami zdrojov je **napätie naprázdno  $U_0$** , **prúd nakrátko  $I_0$**  a **vnútorný odpor zdroja  $R_i=U_0/I_0$** . Ľubovoľný zložitý lineárny obvod so zdrojmi napätí a prúdov možno nahradiť, vzhľadom na zvolenú dvojicu svoriek, jedným náhradným obvodom - **Theveninovým** alebo tzv. **Nortonovým**.

Vlastnosti dvojbranov možno charakterizovať rovnicami pre vstupujúce a vystupujúce prúdy, napätia alebo aj kombinovaným tzv. hybridným spôsobom, podľa toho aký tvar rovníc je vhodnejší pre aplikáciu dvojbranov napr. či pôjde o charakterizovanie vlastností paralelne spojených dvojbranov na vstupe, kasádne zapojenie dvobranov a pod. Náhradný obvod dvojbranu má obvykle tvar -  $\pi$  článku, zloženého z impedancií. Okrem toho pri impulzných prúdoch a napätiach sa v dvojbranových rovniciach jedná o popis prechodných javov pomocou diferencálnych rovníc. Slovom nájsť riešenie rovníc v takomto prípade môže byť obtiažnejšie.

Pre praktické použitie je často postačujúce získať približnú predstavu o tvare, napr. výstupného impulzu, ktorá by sa mohla porovnať s experimentálne zisteným tvarom impulzu. Pre tieto účely možno pre určitú oblasť frekvencií alebo pre určitú oblasť amplitúd použiť zjednodušenú predstavu o náhradnom obvode, ktorá zjednodušuje pôvodný -  $\pi$  článok na vstupný odpor ( vstupnú impedanciu) medzi vstupnými svorkami dvojbranu a zdroj napätia alebo zdroj prúdu s výstupným odporom (výstupnou impedanciou) z hľadiska výstupných svoriek dvojbranu. Pri takejto predstave tzv. **ovládaného (neautonómneho) zdroja** má **náhradný obvod dvojbranu tvar zdroja prúdu alebo zdroja napätia, ktoré sú ovládané prúdom alebo napätím, z inej časti obvodu**, pretože vstupná časť náhradného obvodu nie je galvanicky spojená s výstupnou časťou. Do tejto kategórie ovládaných zdrojov patria napríklad dvojbrany obsahujúce tranzistory, operačné zosilňovače a pod.

Vhodne upravené napätie alebo prúd môžu byť ako **signál** použité na prenos správ alebo údajov. Informácia môže byť pri harmonickom tvare nosiča informácie zakódovaná pomocou namodulovanej amplitúdy, frekvencie, fázy alebo aj iným spôsobom, napr. pomocou postupnosti impulzov. Na základe impulzu z niektorých detektorov ionizujúceho žiarenia možno získať informáciu o pohltenej energii častice v objeme detektora, o mieste a čase preletu častice, poprípade aj identifikovať typ častice. Takéto detektory ionizujúceho žiarenia sú teda zdrojmi impulzného signálu (v tvare napätia, prúdu alebo náboja).

S hľadiska obtiažnosti riešenia pristupuje sa odlišne k analýze:

- **obvodov s zdrojmi jednosmerného** napätia alebo prúdu v ustálenom stave alebo skrátene **jednosmerných obvodov**;
- **obvodov so zdrojmi striedavého** napätia alebo prúdu periodického, najčastejšie harmonického tvaru, v ustálenom stave alebo skrátene **striedavých obvodov**;
- **prechodových javov v obvodoch**, ktoré vzniknú pri pripojení alebo odpojení napájacích zdrojov alebo v dôsledku náhlych zmien tvaru signálu alebo skrátene **impulzných obvodov**.

Pri analýze elektronických obvodov s ustálenými priebehmi harmonických prúdov a napätí sa často používa **symbolicko - komplexná metóda**, v ktorej namiesto pôvodného časového priebehu funkcie, napr.  $u(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi)$  sa použije reálna zložka funkcie  $\text{Re}[U_m \cdot \exp(j(\omega t + \varphi))] = U_m \cdot \exp(j\varphi) \cdot \exp(j\omega t) = \underline{U}_m \exp(j\omega t)$ , s komplexnou amplitúdou – fázorom  $\underline{U}_m$ . Pri použití tejto metódy sa v rovnicach popisujúcich obvody formálne namiesto derivácie vyskytuje násobenie  $j\omega$  a namiesto integrálu delenie  $j\omega$ .

Dvojbrany sú spravidla súčasťou prenosovej cesty medzi zdrojom a spotrebičom. V elektronike sú typickými dvojbranami zosilňovače, oneskorovacie vedenia, frekvenčné filtre, prispôsobovacie články, derivačné a integračné obvody. Frekvenčné vlastnosti týchto dvojbranov dobre vyjadrujú ich obvodové funkcie. Delia sa na:

- **prenosové funkcie**, ktoré vyjadrujú informáciu o prenose signálu z jednej brány na druhú, napríklad **prenos napätia**  $K_u = \underline{U}_2 / \underline{U}_1$  ;
- **imitačné funkcie**, ktoré vyjadrujú vzťahy medzi napätím a prúdom dvojbranu, napríklad komplexná **vstupná impedancia**  $\underline{Z}_{in} = \underline{U}_{in} / \underline{I}_{in}$ .

V lineárnych obvodoch so zdrojom harmonického signálu, ktorý má frekvenciu  $\omega = 2\pi f$  sú obvodové funkcie komplexnými funkciami frekvencie. Napríklad závislosť medzi prúdom a napätím, charakterizovanú komplexnou veličinou  $\underline{Z} = Z(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$  sa nazýva **komplexná frekvenčná charakteristika** impedancie.

- Modul komplexnej frekvenčnej charakteristiky  $|\underline{Z}| = Z(\omega)$  sa nazýva **amplitúdová frekvenčná charakteristika**.
- Závislosť argumentu  $\varphi(\omega)$  **fázová frekvenčná charakteristika**.

Vhodným grafickým vyjadrením frekvenčných charakteristík (Bodeho metóda) možno dosiahnuť, že sú do značnej miery nezávislé na parametroch súčiastok (použitie označenia  $\tau$  pre časovú konštantu namiesto RC, L/R a pod.), že platia pre veľký frekvenčný rozsah (logaritmická mierka, normovanie - vynášanie pomerných hodnôt:  $\omega/\omega_0$  na pozdĺžnu os a  $A/A_0$  na zvislú os) a že amplitúdové charakteristiky možno aproximovať asymptotami k skutočnému priebehu.

Vo väčšine elektronických obvodov sa pri analýze požadujú vlastnosti blízke lineárnym obvodom. Napríklad v zosilňovači požadujeme neskrátený prenos, t.j. aby okamžité hodnoty výstupného napätia (prúdu) boli  $K$ -násobkom zodpovedajúcich

hodnôt napätia (prúdu) na vstupe, kde  $K$  je zosilnenie. To bude splnené, ak bude zosilnená každá harmonická zložka vstupného signálu rovnako a ak budú zachované fázové posuny medzi týmito zložkami tak ako v lineárnom obvode, t.j. bez amplitúdového a fázového skreslenia. V ideálnom zosilňovači by teda amplitúda signálu na výstupe mala závisieť len od vstupnej amplitúdy a nemala by závisieť od frekvencie signálu. V reálnom zosilňovači sú tieto podmienky splnené len približne a to ešte len v istom frekvenčnom intervale; hovoríme o **frekvenčnom pásme**, v ktorom sú podmienky splnené s danou odchylkou (napríklad s relatívnou odchylkou  $\delta \leq 10\%$ ). Okrem toho reálny zosilňovač je schopný zabezpečiť lineárny prenos signálu len do určitého tzv. **dynamického rozsahu amplitúdy**, pokiaľ sa nezačne prejavovať nelinearita charakteristík elektronických prvkov - diód, tranzistorov a pod.

Okrem tohto spôsobu prenosových charakteristík, založenom na sledovaní frekvenčnej závislosti amplitúdy  $A(\omega)$  a fázy  $\varphi(\omega)$  dvojbranu, sa používa aj spôsob **prechodových charakteristík**, založený na sledovaní sledovaní rýchlosti reakcie na zmeny vstupného signálu. Na posúdenie prechodového javu možno použiť :

- skokový impulz ideálneho tvaru tzv. **jednotkový skok -  $1(t)$** . Vzniknutá odozva na vstupný signál jednotkového skoku  $1(t)$  sa nazýva **prechodová charakteristika**.
- veľmi krátko impulzu tvaru Diracovej delta "funkcie"  $\delta_n(t)$ . Odozva na vstupný signál tvaru delta funkcie  $\delta_n(t)$  s infinitívne krátkym trvaním sa nazýva **impulzová charakteristika**.

Pri riešení diferenciálnych rovníc s konštantnými koeficientmi, ktoré popisujú prechodové javy v elektronických obvodoch, po sformulovaní rovníc pre prúdy a napätia možno použiť:

- Klasickú metódu riešenia lineárnych diferenciálnych rovníc s konštantnými koeficientmi;
- **Laplaceovu operátorovu metódu**, založenú na vytvorení obrazových (algebraických) rovníc z lineárnych diferenciálnych rovníc s konštantnými koeficientmi. Po vyriešení algebraických obrazových rovníc treba vykonať spätnú Laplaceovu transformáciu obrazového tvaru riešenia na originál.

Výhodou operátorovej metódy je, že odpadá určovanie integračných konštánt. Prednosťou klasickej metódy je jednoduchšia fyzikálna interpretácia výsledku, nakoľko získané riešenie pozostáva z obecného riešenia homogénnej rovnice, ktoré charakterizuje prechodný jav, a partikulárneho riešenia nehomogénnej rovnice, ktoré charakterizuje ustálený stav.

V obrazovom obore sa matematický popis obvodu zjednoduší, nakoľko analytické operácie (derivovanie, integrovanie) sú nahradené algebraickými (násobenie, delenie). Okrem toho existuje analógia medzi obrazovými rovnicami obvodu a medzi jeho rovnicami pre ustálený stav, vyjadrený symbolicko – komplexným zobrazením. Laplaceova transformácia má pre teóriu obvodov hlbší význam, než len ako obyčajná matematická metóda. V obore komplexnej premennej  $p$  – v obrazovom obore, platí medzi obrazom napätia a prúdu operátorove vyjadrenie Ohmovho zákona. Platia tiež Kirchhoffove zákony v operátorovom tvare. Tiež možno použiť známe metódy analýzy obvodov, napr. Theveninovu vetu a pod. Napr. obrazová impedancia - operátorový tvar impedancie  $Z$ , zloženej z  $R$ ,  $L$  a  $C$  je:  $Z(p) = R + pL + 1/(pC)$ . Operátorová metóda je pre prax výhodná nakoľko nahradzuje derivovanie násobením  $p$  a integrovanie delením  $p$  (analogicky ako pri analýze ustáleného stavu obvodov s harmonickým napätím alebo prúdom, v ktorej  $p = j\omega$ ).

Funkciu dvojbranu možno hodnotiť pomocou prenosových alebo pomocou prechodových charakteristík. Čím má dvojbran vyššiu hornú hraničnú frekvenciu tým

menej predlžuje trvanie čela impulzu a čím je nižšia dolná hraničná frekvencia dvojbranu tým menej sa deformuje tvar dlhších impulzov.

V jadrovo - fyzikálnych experimentoch sa využíva mnoho káblových prepojení medzi časťami elektronickej aparatury. **Koaxiálny kábel** zabezpečuje svojim tnením dobrú ochranu pred interferenciou porúch a je dobrým prostredím pre transport impulzov s krátkym trvaním, alebo s rýchlym nárastom amplitúdy impulzu. Pri spracovávaní impulzov s krátkym trvaním, alebo s rýchlym nárastom amplitúdy impulzu nemožno zanedbať rýchlosť šírenia elektromagnetického vlnenia voči rozmerom elektronickej súčiastok a ich geometrickému usporiadaniu takže kábel treba pokladať za **obvod s rozloženými parametrami s vlnovou impedanciou**, rovnakou pre ľubovoľné miesto pozdĺž vedenia.

Keď sa kábel používa na transport impulzov s krátkym trvaním nárastu amplitúdy, je dôležité "**prispôbiť**" **záťaž** na konci kábla k vlnovej impedancii tak, že zakončovacia záťaž kábla bude rovná vlnovej impedancii, resp. vlnovému odporu. Krátke úseky kábla so skratom na konci sa niekedy využívajú na generovanie krátkych impulzov zo skokovej zmeny dlhších impulzov, napr. pri úprave impulzov zo scintilačných detektorov na krátke trvanie referenčných impulzov pre časové merania.



Návrat z acrobat readera -  (zatvorením okna)

---