

<u>14.</u>	<u>VÁZANÉ INDUKTORY</u>	<u>2</u>
14.1.	GALVANICKÉ ODDĚLENÍ	5
<u>15.</u>	<u>IDEÁLNÍ DIODA</u>	<u>6</u>
15.1.	LINEARIZACE	8
<u>16.</u>	<u>OPERAČNÍ ZESILOVAČE</u>	<u>10</u>
16.1.	TROCHU REÁLNĚJŠÍ MODEL OZ	11

V následující závěrečné části se seznámíme s některými dalšími součástkami používanými v elektrických obvodech. Opět nebudeme podrobně rozebírat jejich fyzikální podstatu, způsoby výroby atd. Ukážeme si, že k nim –pokud máme dobrý matematický solver- můžeme přistupovat v podstatě stejně, jako k rezistorům, kondenzátorům a cívkám.

Ukážeme si, jak je – zjednodušeně – popsat rovnicemi a řekneme si nějaké příklady, k čemu mohou být dobré.

14. Vázané induktory

Již při prvních Ampérových a Faradayových pokusech s elektřinou a magnetismem bylo zjištěno, že v čase proměnlivý elektrický proud vyvolává v čase proměnlivé magnetické pole a v čase proměnlivé magnetické pole může vyvolat ve vodičích elektrické napětí.

Nechtěli jsme tím čtenářům při výkladu o cívce mást hlavy, ale v cívce o tento jev právě jde: časově proměnlivý proud procházející závity cívky vyvolá proměnlivé magnetické pole, které v závitech té samé cívky *indukuje* elektrické napětí. Za starých časů se proto říkalo cívce *samoindukce*, tedy součástka, která sama v sobě indukuje.

Proměnlivé magnetické pole vyvolané cívkou indukuje ovšem elektrické napětí i v cívkách jiných (ostatně i v kanálových mřížích, v železném zábradlí a ostatně v každé i jen myšlené smyčce ve vesmíru až tak daleko, kam se rychlostí světla stačilo magnetické pole rozšířit).

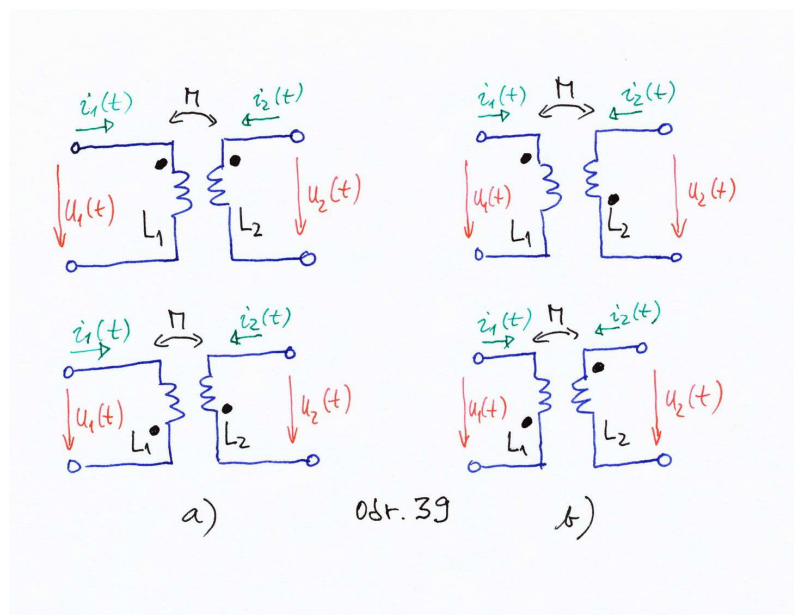
Magnetické pole vysílače Čro6, proměnlivé se základní frekvencí 639 kHz *indukuje* elektrické napětí v cívce na vstupu středovlnného rádia, cívka v peci na tavení mědi indukuje proudy v oné mědi, které ji zahřívají a taví, silové rozvody elektřiny nám indukují *bručení* v HIFI soupravě, pokud mámě špatně spojené některé přírodní vodiče... Všechny cívky našeho světa jsou takto navzájem *magneticky vázané*, některé ovšem více, jiné méně.

U cívek, které jsme probírali v předchozím textu, se zpravidla snažíme různými konstrukčními úpravami magnetické vazby s jinými cívkami zabránit, chceme, aby napětí na takové cívce záviselo jen na proudu protékajícím onou cívkou a ne na proudtech v okolních cívkách, abychom mohli magnetickou vazbu cívek navzájem při řešení elektrických obvodů zanedbat.

V případě magneticky vázaných obvodů, tzv. vázaných induktorů, magnetickou vazbu do řešení obvodů započítáváme, buď proto, že chování našeho obvodu na ní závisí a neumíme ji dostatečně eliminovat vhodnou konstrukcí obvodu, nebo naopak cívky konstruujeme tak, aby byla tato vazba co nejlepší, protože její vlastnosti chceme s výhodou využít: typickým příkladem takového využití jsou *transformátory*, které využíváme ke změně velikosti napětí a proudu a nebo k tzv. *galvanickému oddělení* elektrických obvodů.

Magnetické ovlivňování cívek je obousměrné: pokud proměnlivé magnetické pole vyvolané první cívkou (tedy proudem v ní) indukuje elektrické napětí v cívce druhé, pak bude proměnlivé pole vyvolané proudem v cívce druhé vyvolávat napětí v cívce první.

Tak jako jsme volili orientace proudů a napětí (šipky, které nás provázely celým povídáním), aby rovnice měly zvolený tvar (mimořádně, hlavně aby v nich bylo minimum znamének mínus), tak budeme volit orientace proudů a napětí i u magneticky vázaných obvodů. Kromě orientace proudů a napětí vůči sobě ale musíme navíc určit, jestli proudy ve zvolených orientacích mají magnetické účinky, které se sčítají, nebo které se odčítají. Máte-li dva magnety, můžete je orientovat tak, že budou střelku kompasu odklánět více, nebo méně a v podstatě jde o totéž. Podle toho, jestli se magnetické účinky sčítají, nebo odčítají, volíme schéma podle Obr. 39 a) nebo b).



Zavádíme tzv. *vzájemnou indukčnost* M , s jednotkou H shodnou s jednotkou indukčnosti, kterou jsme poznali a které, pokud je možné, že se v obvodu bude vyskytovat *vzájemná indukčnost*, pro odlišení označujeme jako *indukčnost vlastní*.

Rovnice pro případ podle Obr. 39 a), kdy oba proudy tečou „ze svorky k teče“, nebo oba „od tečky ke svorce“, mají tvar:

$$u_1(t) = L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + M \cdot \frac{di_2(t)}{dt}, \quad u_2(t) = L_2 \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + M \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (89)$$

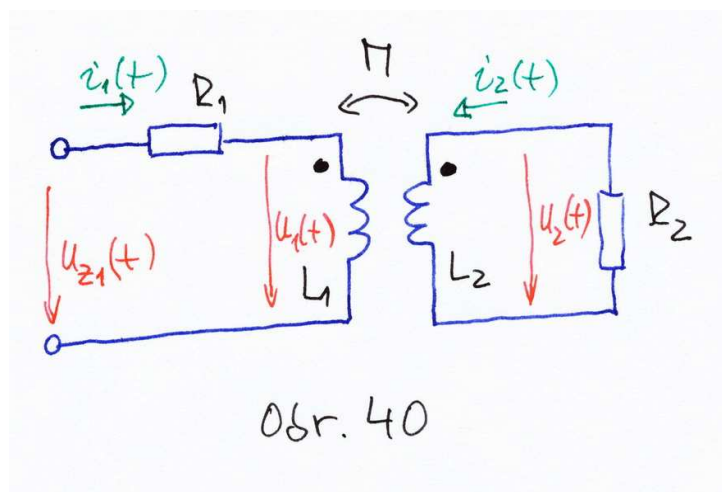
A pro případ podle Obr. 39 b), kdy jeden proud teče „od tečky ke svorce“ a druhý „ze svorky k teče“ mají tvar:

$$u_1(t) = L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} - M \cdot \frac{di_2(t)}{dt}, \quad u_2(t) = L_2 \cdot \frac{di_2(t)}{dt} - M \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (90)$$

Pokud se mají vázané induktory používat tak, že na orientaci magnetického pole záleží, měla by buď být na nich vyznačena (označeny *začátky vinutí*), nebo musíme tuto orientaci zjistit. Je to důležité při přenosu elektrické energie, zde v ČAO budeme kreslit tečky jak se nám zlíbí, tedy tak, aby mínusů bylo co nejméně.

K čemu jsou vázané induktory dobré? Jednu jejich vlastnost si vyzkoušíme v notebooku CAOVazaneInduktory.nb

V notebooku je řešen obvod podle Ob. 40



Vidíme, že jsme měli k dispozici zdroj napětí o amplitudě 10V a získali jsme napětí o amplitudě skoro 100V! Vázané induktoři nám mohou sloužit ke změně velikosti napětí. Pokud zaměníte velikosti L_1 a L_2 , zjistíte, že můžeme pomocí vázaných induktorů i snižovat. Podobně v dalším grafu vidíme, že je možné měnit i velikosti proudů.

Z hlediska počítání již víme o dvou vázaných induktorech vše a jak by to bylo s v případě více induktorů se čtenář dočte v literatuře, ostatně struktura rovnic (89) a (90) napovídá, že přijmeme-li označení $L_{i,i} = L_i$, pak bude výsledek

$$u_i = \sum_{j=1}^n \pm L_{j,i} \cdot \frac{di_j(t)}{dt} \quad (91)$$

Kde jistě čtenáři nedělá problémy odlišení indexu i od označení proudu a znaménko je určeno shodně jako v případě dvou vázaných induktorů. Navíc platí

$L_{i,j} = L_{j,i}$, což ponecháváme čtenáři k věření, případně ověření vírou v příslušnou literaturu.

Podívejme se ještě na celkovou bilanci energie po dobu života vázaných induktorů: postup bude obdobný jako v případě cívky a kondenzátoru.

V notebooku CAOVazaneInduktory.nb je odvozeno, že platí:

$$\begin{aligned} p_1(t) + p_2(t) &= u_1(t) \cdot i_1(t) + u_2(t) \cdot i_2(t) = \\ &= \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot (i_1(t))^2 + \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot (i_2(t))^2 + M \cdot i_1(t) \cdot i_2(t) \right) = \frac{d}{dt} \Psi(t) \end{aligned} \quad (92)$$

Pak ovšem platí:

$$\Delta E = \int_{t=t_1}^{t=t_2} (p_1(t) + p_2(t)) \cdot dt = \int_{t=t_1}^{t=t_2} \frac{d}{dt} \Psi(t) \cdot dt = \Psi(t_2) - \Psi(t_1) \quad (93)$$

Ovšem počátek i konec života vázaných induktorů můžeme uvažovat bez proudu a tak je celkově za jejich život $\Delta E = 0 \text{ J}$. Ale to se ostatně dalo čekat.

Vztah (91) je možno odvodit z požadavku $\Delta E = 0 \text{ J}$, pro zvědavé čtenáře je to zajímavé cvičení.

Vyjádříme dále derivace proudů z (89): derivace proto, že jsou důležité, určují nám směr časového vývoje systému. Obdržíme:

$$\frac{di_1(t)}{dt} = -\frac{L_2 \cdot u_1(t) + M \cdot u_2(t)}{L_1 \cdot L_2 - M^2}, \quad \frac{di_2(t)}{dt} = -\frac{L_1 \cdot u_2(t) + M \cdot u_1(t)}{L_1 \cdot L_2 - M^2} \quad (94)$$

Zajímavý bude případ, kdy by se jmenovatel blížil nule.

Když vyjádříme výraz:

$$\delta = \sqrt{L_1} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} - \sqrt{L_2} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (95)$$

Zjistíme, že platí:

$$\lim_{M \rightarrow \sqrt{L_1 \cdot L_2}} \delta = \infty \cdot (\sqrt{L_1} \cdot u_2(t) - \sqrt{L_2} \cdot u_1(t)) \quad (96)$$

Kde ovšem násobení nekonečnem chápeme tak, jak Mathematica provádí operace se symbolem ∞ .

V reálném světě je ovšem jistě $Abs(\sqrt{L_1} \cdot u_2(t) - \sqrt{L_2} \cdot u_1(t)) < \infty$ a tedy pro $M = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ musí platit

$$\sqrt{L_1} \cdot u_2(t) - \sqrt{L_2} \cdot u_1(t) = 0 \text{ a tedy}$$

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot u_1(t) \quad (97)$$

Pro $M = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ jsou tedy napětí svázána rovnicí nikoli diferenciální, ale algebraickou a získali jsme takzvaný ideální transformátor.

Obdobně bychom pro ideální transformátor zjistili, že platí:

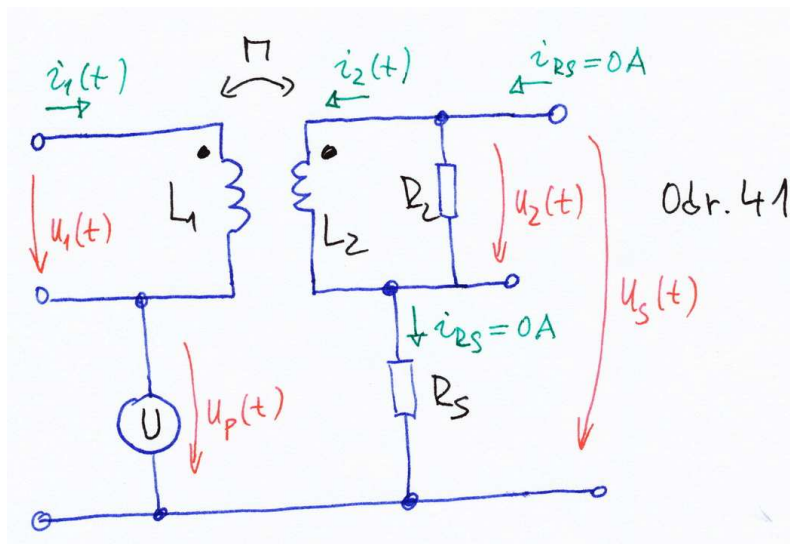
$$\frac{d}{dt} \left(i_2(t) - \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot i_1(t) \right) = 0 \Rightarrow i_2(t) - \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot i_1(t) = \text{konst.} \quad (98)$$

Poznamenejme, že označíme-li $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$, pak pro reálné induktory platí $k \in (0;1)$,

hraniční případy odpovídají $k=0$ induktorům zcela bez magnetické vazby a $k=1$ ideálnímu transformátoru.

14.1. Galvanické oddělení

Uvažme zapojení podle Obr. 41:



Zřejmě platí:

$$u_{Rs}(t) = i_{Rs}(t) \cdot R_S \quad (99)$$

A

$$u_S(t) = u_{Rs}(t) + u_2(t) = i_{Rs}(t) \cdot R_S + L_2 \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + M \cdot \frac{di_1(t)}{dt} \quad (100)$$

Vidíme, že ani $u_{Rs}(t) = i_{Rs}(t) \cdot R_S$ ani $u_S(t)$ nezávisí na $u_p(t)$.

Vázané indukční souvisejlosti se navzájem (napětí mezi svorkami jednotlivých vinutí a proudy jimi tekoucí) podle (89) ovlivňují, $u_p(t)$ je ale nepodstatné.

Napětí $u_p(t)$ může být i velké a nebezpečné, galvanickým oddělením obvodů se jej ale umíme zbavit: obvody se ovlivňují, nebezpečí ale na straně indexu s (jako „sekundár“) nehrozí, resp. závisí jen na $R_s, i_2(t)$ a $\frac{di_1(t)}{dt}$ a nikoli na $u_p(t)$.

Díky galvanickému oddělení se můžeme relativně beze strachu dotýkat kovové skříně PC.

Postup při popisu vázaných induktorů pomocí HUS je metodicky zcela shodný s cívku a kondenzátorem a ponecháváme ho čtenáři coby cvičení.

15. Ideální dioda

Připomeňme, že: „kde začíná nelinearita, končí HUS“ dioda patří k tzv. nelineárním obvodovým prvkům a koncept HUS nelinearity neumožňuje.

Ale vysvětleme si nejprve pojmy „charakteristika“ a „nelineární“.

Součástky, kterými jsme se zabývali dříve, byly popsány čísly (R, L, C, M). Grafické vyjádření jsme nepotřebovali, čísla nám stačila pro popis jejich chování.

Navíc vztahy mezi napětími a proudy (případně jejich derivacemi) byly lineární: zvětšíme-li na rezistoru napětí k -krát, vzroste proud k -krát a díky linearitě derivace vůči násobení konstantou platí totéž i pro cívku, kondenzátor, vázané indukční souvisejlosti i homogenní vedení.

Mnoho zajímavých a užitečných součástek je *nelineárních*, čímž rozumíme to, že zvýšení napětí k -krát vyvolá obecně jinou změnu proudu.

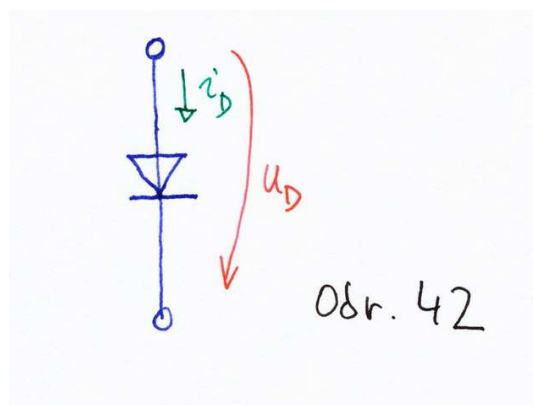
Chování nelineárních součástek se dvěma svorkami popisujeme buď rovnicí, která je nelineární, nebo v grafické formě křivkou závislosti proudu na napětí nebo naopak.

Příklad takové charakteristiky je v notebooku CAODioda.nb

V notebooku vidíme, že je-li napětí na součástce s ukázkovou charakteristikou harmonické o kruhové frekvenci ω , proud je složen nejen ze složky o frekvenci ω , ale i ze složky o frekvenci třikrát větší. Neplatí základní předpoklad HUS, kdy připojení zdroje napětí nebo proudu vyvolá v obvodu proudy a napětí jen o stejné frekvenci. Tak, jak jsme HUS zavedli, je pro nelineární obvody nepoužitelný.

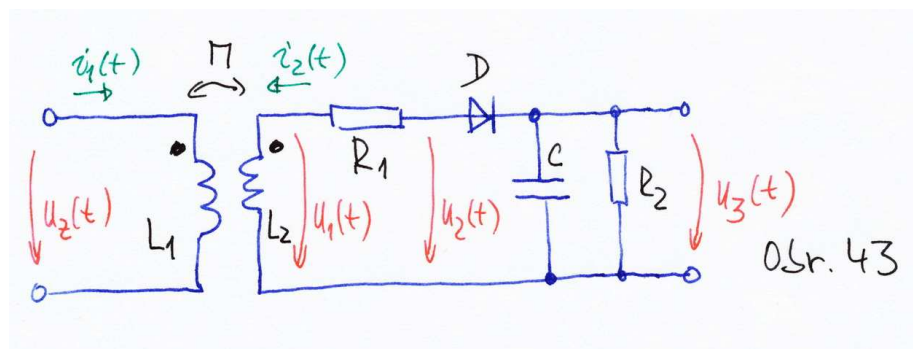
Idealizovaná charakteristika (polovodičové) diody je ukázána v notebooku CAODioda.nb a to na dvou grafech. Vidíme, že pro kladné napětí vzrůstá proud poměrně rychle, napětí záporné vyvolá jen proud velmi malý.

Schématická značka diody je na Obr. 42



To, že proud při jedné polaritě napětí je velký a při druhé malý, využíváme například k tzv. *usměrňování* napětí: elektronická zařízení potřebují ke své činnosti obvykle napětí stejnosměrné a v elektroodné síti je napětí střídavé (přibližně harmonického průběhu).

Zařízení, které ze střídavého napětí vyrábí napětí jedné polarity říkáme *usměrňovač*. Zapojení jednoduchého usměrňovače s transformátorem je na Obr. 43.

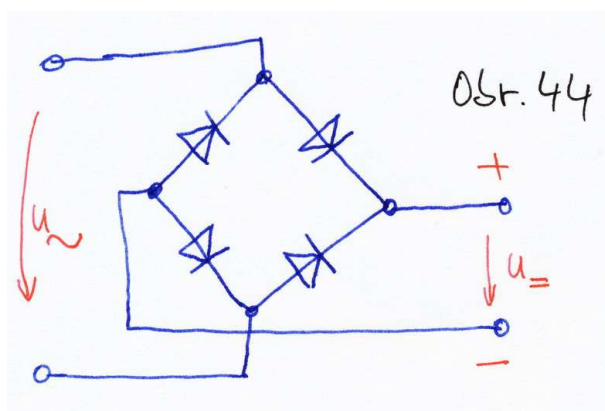


Vidíme, že podle velikosti kapacity kondenzátoru se mění tzv. *zvlnění* výstupního napětí.

Také si všimněme, že z napětí 230V efektivní hodnoty jsme získali přibližně stejnosměrné napětí asi 5V.

Poznámka 1: Zderivování rovnice pro uzel 2 výrazně zrychlí výpočet. Rovnici můžeme bez obav zderivovat, jsou-li funkce $f(t)$ a $g(t)$ na zvoleném intervalu diferencovatelné, pak pokud platí $f'(t) == g'(t)$ a $f(t_0) == g(t_0)$, pak platí $f(t) == g(t)$. Pokud tedy počáteční podmínky splňují nederivovanou rovnici, pak můžeme použít rovnici derivovanou. Jelikož NDSolve využívá pro řešení diferenciálních rovnic vyčíslených derivací, urychlí se výpočet, neboť z derivovaných rovnic se derivace vyjádří řešením lineárních rovnic.

Uvedenému zapojení říkáme *jednocestný* usměrňovač, neboť využívá jen jednu půlvlnu vstupního střídavého napětí. Obvykle používáme usměrňovač dvoucestný, který využívá půlvlny obě a jeho zapojení je na Obr. 44



Naprogramování řešení dvoucestného usměrňovače ponecháváme zvědavému čtenáři coby cvičení.

U reálných diod zohledňujeme jejich „neideálnost“ tak, že do schématu přidáváme další součástky, zejména rezistory a kondenzátory zohledňující odchylky diody od ideální charakteristiky (rezistory) a také vlastnosti reálných diod při vyšších kmitočtech (kondenzátory a pro ještě vyšší frekvence i cívky). Jenže na takové věci nemáme v ČAO čas a také to ponecháme skutečným odborníkům v této oblasti.

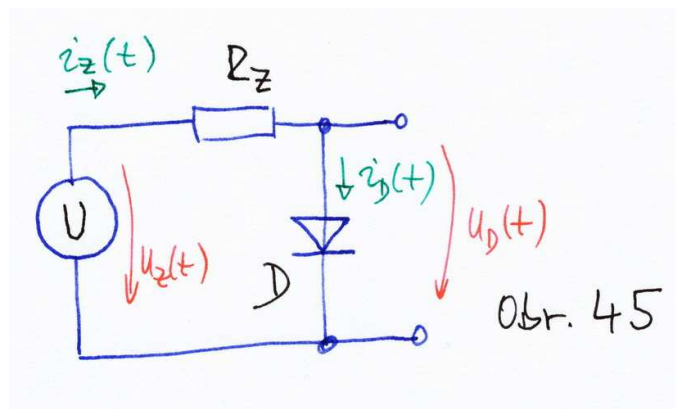
Reálné diody také vydrží jen nějaký proud v propustném směru (to je v oblasti, kde je proud veliký) a nějaké napětí v závěrném směru (kde je proud diodou malý). Je na to třeba pamatovat a nastudovat si jak je ten či onen mezní parametr definován a jakou má hodnotu, nejlépe v katalogu výrobce příslušné diody.

15.1. Linearizace

Protože je to v osnovách ČAO a abyste také viděli použití Taylorova rozvoje, ukážeme si linearizaci nelineárních charakteristik, tzv. linearizaci.

Linearizace není příliš potřebná, máme-li k dispozici matematické solvery jako je Mathematica (a ovšem umíme-li s nimi zacházet). Ale většina literatury, osnov a učebních textů o elektrických obvodech pochází z dob, kdy takové solvery k dispozici nebyly a abychom v případě potřeby chápali, o čem je řeč... prostě jdeme na to.

Uvažme zapojení podle Obr. 45:



Rovnice popisující obvod jsou:

$$\frac{u_Z(t) - u_D}{R_Z} = i_D = 10^{-7} \cdot (e^{19 \cdot u_D} - 1) \quad (101)$$

Řešení těchto rovnic pro znamená v grafu prostý průsečík přímky s charakteristikou diody, pokud se napětí mění, vidíme, že se průsečík pro v notebooku zadané hodnoty pohybuje po téměř přímkové části charakteristiky diody.

Řešení je provedeno solverem pro řešení obyčejných (nediferenciálních) rovnic, pro které nelze použít Solve (nejsou jednoduše převoditelné triky na aplikace inverzních funkcí), povšimněme si, že řešení trvá déle, než řešení diferenciálních rovnic popisujících usměrňovač.

Jelikož napětí zdroje mělo vyjádření:

$$u_Z(t) = U_{ss} + a \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (102)$$

je zřejmé, že kolísá kolem své střední hodnoty $U_{ss} = u_Z(t=0)$.

Pro střední hodnotu vyřešíme rovnice (101) a získáme takzvaný *pracovní bod*, tedy dvojici $\{i_{D0}, u_{D0}\}$

V tomto *pracovním bodě* vypočteme první dva členy Taylorova rozvoje závislosti proudu diodou na napětí na ní a získáme tzv. *linearizovanou charakteristiku*.

$$i_{DLin}(u_D) = i_D(u_{D0}) + \left. \frac{di_D(u_D)}{du_D} \right|_{u_D=u_{D0}} \cdot (u_D - u_{D0}) \quad (103)$$

Kde ovšem $i_D(u_{D0})$ a $\left. \frac{di_D(u_D)}{du_D} \right|_{u_D=u_{D0}}$ jsou čísla, takže můžeme přepsat (103) jako

$$i_{DLin}(u_D) = i_{D0} + \frac{1}{R_D} \cdot (u_D - u_{D0}) \quad (104)$$

Rovnice (104) je vyčíslena v notebooku CAODioda.nb a také je uvedena její úprava s vyjádřením napětí. Tyto rovnice vlastně znamenají rovnice linearizovaného náhradního schématu se zdroje proudu či napětí a rezistorem.

Nakreslit nejjednodušší náhradní schémata podle rovnice (104) je pěkné cvičení pro zvědavého čtenáře.

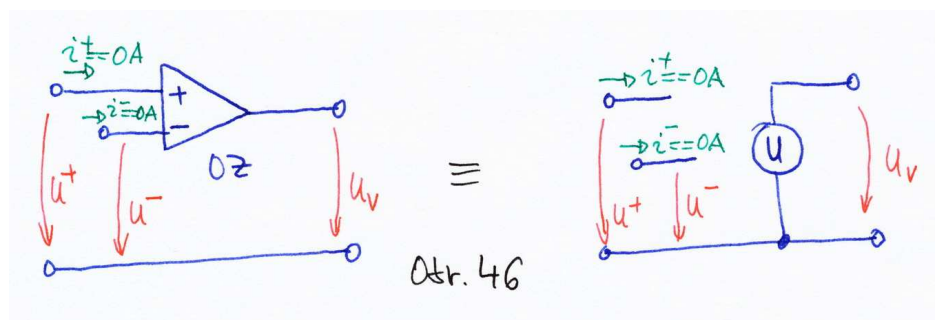
Zkuste si změnit amplitudu vstupního napětí a uvidíte, že pro malé amplitudy je výsledek řešení linearizovaných rovnic zcela uspokojivý, s větší amplitudou však odchylky narůstají. Jednou z hlavních nevýhod linearizace je, že v případě diferenciálních rovnic nemáme žádnou obecnou metodu, která neobsahuje řešení nelinearizovaných rovnic, která by mohla odhadnout chybu vzniklou linearizací.

16. Operační zesilovače

Operační zesilovače jsou ve skutečnosti složité obvody z mnoha tranzistorů a rezistorů, někdy i kondenzátorů, vymyšlené a realizované tak, aby se blížily tzv. ideálnímu operačnímu zesilovači.

Ideální operační zesilovač totiž může posloužit mnoha způsoby, v analogových počítačích pak obvody s operačními zesilovači realizovaly některé matematické operace.

Schématická značka a elektrické náhradní schéma ideálního operačního zesilovače je na Obr. 46.



Rovnice ideálního OZ jsou:

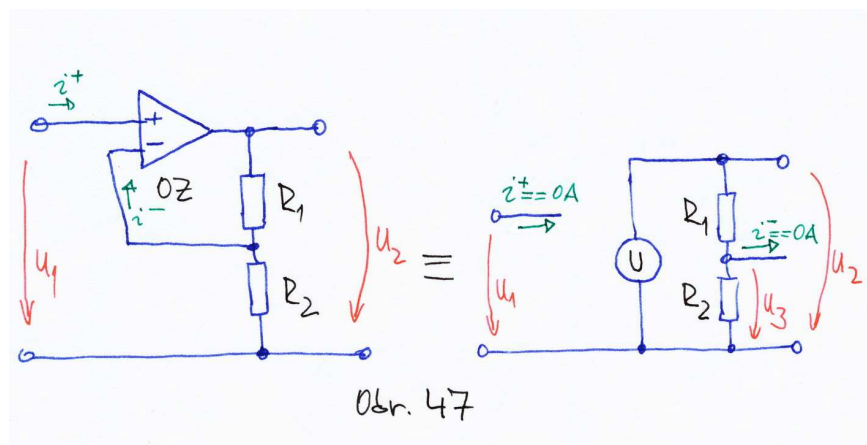
$$i^+ = i^- = 0A, u_v = A \cdot (u^+ - u^-), A \in \mathbf{R}^+, A \rightarrow \infty \quad (105)$$

Jde o tzv. *řízený zdroj napětí*, kde řídicí signál neovlivňuje zbytek obvodu ($i^+ = i^- = 0A$), výstupní napětí je úměrné rozdílu na svorkách, té s plusem říkáme *neinvertující vstup* protože neobrací, *neinvertuje* polaritu napětí na tomto vstupu, tomu s mínusem říkáme *invertující vstup*, protože polaritu obrací, mění její znaménko tak, jako u čísla násobení mínus jedničkou, ($u_v = A \cdot (u^+ - u^-)$, $A \in \mathbf{R}^+$) a *zesílení* A je veliké ($A \rightarrow \infty$).

To je vše, co lze o ideálním OZ říci a obvykle sdělovaná polotajemná pravidla o „virtuální nule“ a podobná jsou více či méně přesnou přeformulací výše uvedeného. Nebudeme je uvádět, jsou zbytečná a mohou člověka i zavést na scestí.

Použití správných, tedy těch našich, pravidel si ukážeme na řešení obvodu podle Obr. 47.

Již nepíšeme explicitně, že proudy a napětí jsou funkcemi času, u ideálního OZ čas nehraje roli (a odtud hned vidíme, že ideální OZ není z tohoto světa).



Rovnice popisující náhradní obvod je

$$\frac{u_2 - u_3}{R_1} = \frac{u_3}{R_2}, \quad (106)$$

Rovnice popisující OZ je:

$$u_2 = A \cdot (u_1 - u_3) \quad (107)$$

Vyřešíme-li rovnice (106) a (107) tak, že vyjádříme u_2 , získáme:

$$u_2 = u_1 \cdot \frac{A \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + A \cdot R_2} \quad (108)$$

A po vypočítáme-li limitu pro $A \rightarrow \infty$, získáme:

$$u_2 = u_1 \cdot \frac{A \cdot (R_1 + R_2)}{R_2} \quad (109)$$

Vidíme, že přenos je $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$, konstantní, nezávisí ani na čase, ani na frekvenci a skutečně se toto zapojení používá pro zesilovač s konstantním zesílením.

Model ideálního OZ je možno bez problémů použít v HUS.

16.1. Trochu reálnější model OZ

Reálný OZ musíme pochopitelně napájet, elektrická energie v něm nevzniká, nemůžeme snímat signál v rámci klasické fyziky, aniž bychom jej ovlivnili, a proudy do neinvertujícího a invertujícího vstupu nejsou nulové.

Chceme-li se přiblížit více reálným, běžně vyráběným OZ, měli bychom respektovat zejména tři základní odchylky od ideálního OZ:

- Výstupní napětí je omezeno na interval $u_v \in (-U_{SAT}, U_{SAT})$
- Zesílení A není nekonečné
- Zesílení A je frekvenčně závislé

Třetí odrážku můžeme pro $u_v \in (-U_{SAT} - \Delta, U_{SAT} - \Delta)$ respektovat pomocí HUS a $A = A(\omega)$, případně přidáním kondenzátorů, odporů a cívek, podobně bychom zohlednili i nenulovost vstupních proudů.

První odrážku nemůžeme řešit pomocí HUS, omezení na daný interval obecně není slučitelné s linearitou systému. Můžeme ji ale respektovat například:

$$i^+ = i^- = 0 A, \quad u_v = f(u^+ - u^-), \quad (110)$$

Kde f je vhodná funkce. Ukázáno je to včetně chování v notebooku `CAOOperacniZesilovac.nb`

Modrá čára vždy znamená „reálnější OZ s konečným zesílením s limitací“ a červená „reálnější OZ s konečným zesílením bez limitace“.

No a skutečné OZ mají mnohem složitější chování, jsou o tom celé knihy a v češtině vyšla jedna velmi pěkná a poučná. O OZ již víte tolik, že ty knihy můžete číst a můžete porozumět jejich sdělení. A to je také ostatně jeden z cílů ČAO: nebudete umět navrhovat obvody, jen něco málo použijete abyste nezapomněli na zpoždění v číslicových obvodech. Ale získali jste klíč k bráně k podobným věcem.

Ale to už je jiná pohádka, jiný příběh.