



**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ
ZÁPADOČESKÉ
UNIVERZITY
V PLZNI**

2013

Pracoviště: Regionální inovační centrum elektrotechniky

Výzkumná zpráva č.: 22190-014-2013

Dynamické vlastnosti pulsního měniče

Druh úkolu: Vědecko výzkumný

Řešitelé: Prof. Ing. Lumír Kule, CSc.
Prof. Ing. František Vondrášek, CSc.

Vedoucí úkolu: Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

Počet stran: 23

Datum vydání: 2013

Práce byla vypracována s podporou projektu

CZ.1.05/2.1.00/03.0094

Anotace

Dynamické vlastnosti pulsního měniče: Výzkumná zpráva se zabývá zkoumáním dopravního zpoždění pulsního měniče. Hlavní část práce je věnována analýze velikosti dopravního zpoždění. V závěru práce jsou výsledky analýzy potvrzeny simulacemi na počítači.

Dynamic properties of pulse converter: Research report examines the transport delay of pulse converter. The main part of report is devoted to analyzing the size of transport delay. In conclusion, the analysis results are confirmed by computer simulation.

Obsah

Seznam hlavních značek	3
1 ÚVOD	4
2 ANALÝZA DOPRAVNÍHO ZPOŽDĚNÍ PULSNÍHO MĚNIČE	5
3 SIMULACE OVĚŘUJÍCÍ VÝSLEDKY ANALÝZY	13
4 ZÁVĚR	20
Literatura	22
Příloha	23

Seznam hlavních značek

$F_o(p)$	je Laplaceův přenos otevřené smyčky regulačního obvodu,
$F_U(p)$	Laplaceův přenos pulsního měniče,
f	sínací kmitočet měniče,
i_d, I_d	jsou okamžitá a střední hodnota proudu zátěže,
I_{dw}	je signál žádané hodnoty proudu,
$i_{d\sigma}$	střídavá složka průběhu i_d ,
K_1, K_2	jsou zesílení P-regulátoru proudu (obr. 3.1),
K_i	je zesílení čidla proudu,
K_o	zesílení otevřené smyčky proudu,
K_U	napěťové zesílení pulsního měniče,
L	indukčnost zátěže (včetně vyhlazovací tlumivky,
R	činný odpor zátěže,
t_1, t_2	jsou okamžiky vymezující interval mezi dvěma koincidencemi (obr. 2.1 až 2.3),
t_0	je okamžik odezvy výstupní veličiny na změnu řídicího signálu u_α ,
T, T_1	jsou perioda spínání a doba sepnutí spínací součástky měniče,
U	je napájecí napětí měniče,
u_d, U_d	jsou okamžitá a střední hodnota napětí na zátěži měniče,
u_i	je napětí kotvě motoru,
u_p, u_α	jsou průběh pilovitého napětí a průběh řídicího napětí měniče,
u_α^-, u_α^+	průběhy řídicího napětí (signálu) před jeho změnou (-) a po jeho změně (+),
V, V_0	vypínatelná součástka a nulová dioda měniče,
$z=T_1/T$	je poměrné zapnutí součástky V ,
x^-, x^+	jsou obecně jakékoliv veličiny x odpovídající signálům u_α^- a u_α^+ ,
τ	dopravní zpoždění měniče,
τ_{av}	$= (\tau_{max} + \tau_{min}) / 2$
τ_e	$= L/R$ - elektromagnetická časová konstanta,
τ_U	konkrétní dopravní zpoždění použité při návrhu regulačního obvodu měniče.

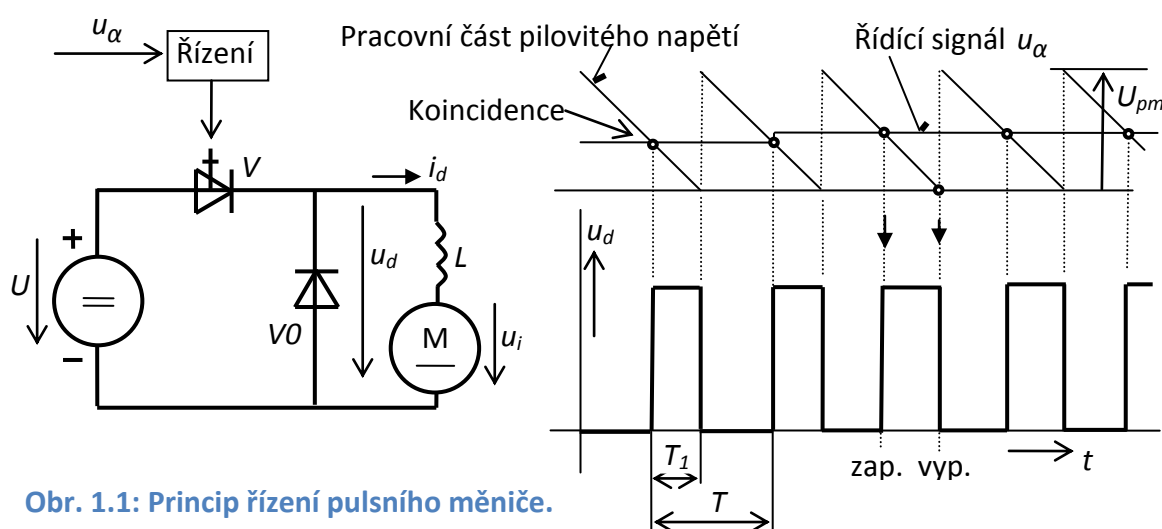
1 Úvod

Polovodičové měniče vhodným programem spínání polovodičových součástek uskutečňují přeměnu parametrů elektrické energie. Tak např. pulsní měnič (obr. 1) – používá se k napájení zátěže, která vyžaduje proměnné stejnosměrné napětí (např. stejnosměrný motor), ze zdroje konstantního napětí (např. z troleje). Princip řízení napětí na zátěži spočívá v periodickém spínání vypínatelné polovodičové součástky V tak, že se řídí poměrná doba jejího zapnutí:

$$z = \frac{T_1}{T} \quad (1.1)$$

T_1 ... je interval zapnutí součástky V ,

T ... doba peridy spínání.



Obr. 1.1: Princip řízení pulsního měniče.

Uvedený princip přeměny založený na periodickém spínání součástek měniče je příčinou tzv. dopravního zpoždění. Podstata tohoto zpoždění je zde stejná jako u usměrňovačů řízených zpožděním úhlu komutace α [1], [2]. Sleduje-li se výše zmíněný pulsní měnič, pak z prvního pohledu vychází, že dojde-li v průběhu periody spínání k podnětu změny poměrného zapnutí z (tj. ke změně řídicího signálu), přičemž okamžik tohoto podnětu je zcela náhodný, pak k realizaci odezvy může dojít až v následující periodě. Padne-li tedy podnět těsně za okamžik koincidence (obr. 1.1), je dopravní zpoždění

$$\tau_{\max} = T \quad (1.2)$$

Padne-li těsně před okamžik koincidence, je zpoždění nulové:

$$\tau_{\min} = 0 \quad (1.3)$$

Aritmetickým středem těchto hodnot, který je běžně používán při návrhu regulačních obvodů je

$$\tau_{av} = \frac{T}{2} \quad (1.4)$$

Cílem předložené práce je diskutovat váhu tohoto - dnes již standardu - vzhledem k reálnému dopravnímu zpoždění a i závislost dopravního zpoždění na jiných parametrech než je doba periody spínání.

2 Analýza dopravního zpoždění pulsního měniče

Analýza je omezena na vlastnosti snižovacího pulsního měniče při řízení s konstantním kmitočtem spínání (obr. 1). Úbytek napětí na odporu zátěže je zanedbáván, čímž se průběhy přechodných dějů značně zjednoduší.

Pro zjištění dynamických vlastností jsou použity dva modely

- a) Model napěťového množství
- b) Model proudové odezvy

Oba modely vychází z toho, že za vstupní i výstupní veličiny se dosazují „střední hodnoty“ napětí a proudu. Protože nejsou sledovány průběhy veličin v quazistacionárních stavech, nejedná se ve skutečnosti o střední hodnoty, ale o funkce, které, jak je z následujících obrázků patrné, aproximují průběhy veličin v přechodných jevech. V regulační technice polovodičových měničů je tato praxe běžně používána, ale matematicky dosud precizována není. Obecně se i v přechodných jevech využívá superpozice, např. pro proud

$$i_d = I_d + i_{d\sigma} \quad (2.1)$$

v níž I_d je aproximace průběhu i_d oproštěná od střídavé složky způsobené spínacím kmitočtem měniče a $i_{d\sigma}$ je čistě střídavá složka (její půlvlny jsou na obr. 2.1c vyšrafovány) způsobená spínacím kmitočtem měniče.

Ad a) Model napěťového množství

Řízení je předpokládáno s principem naznačeným již na předchozím obr. 1.1. Zapínání prvku V tedy závisí na řídicím napětí u_α . Ve všech následujících obrázcích jsou veličiny příslušející stavu před změnou řídicího signálu označeny znaménkem „-“ v exponentu a veličiny odpovídající stavu po změně řídicího signálu jsou označeny znaménkem „+“ v exponentu. Lineární průběh pilovitého napětí, s nímž koinciduje signál u_α , zajišťuje i následující lineární závislosti:

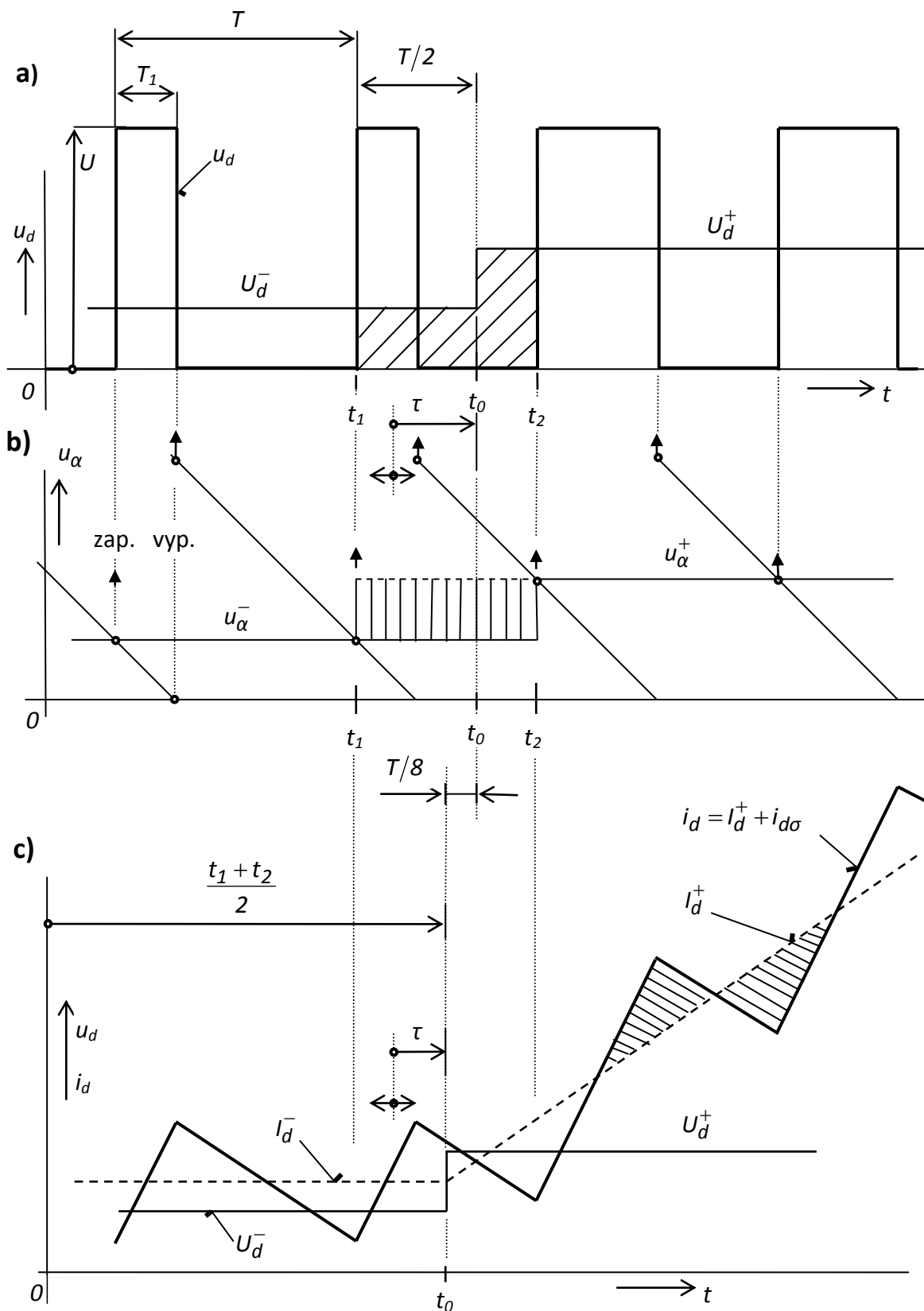
$$U_d^- = k u_\alpha^- \quad (2.2)$$

$$U_d^+ = k u_\alpha^+ \quad (2.3)$$

Na obr. 2.1a je uveden skutečný průběh napětí u_d při změně u_α^- na u_α^+ , a to pro změnu poměrné doby zapnutí ze $z^- = 1/4$ na $z^+ = 1/2$. Na obr. 2.1b je naznačen svislým šrafováním interval (t_1, t_2) , v němž může náhodně dojít ke změně hodnoty u_α . K zapnutí součástky V však dochází vždy až v okamžiku t_2 . Dále jsou na obr. 2.1a uvedeny průběhy U_d^- a U_d^+ odpovídající quazistacionárním průběhům a skok tohoto napětí odpovídající žádané změně. Ke skoku dochází v okamžiku t_0 . Ten je odvozen tak, že napěťové množství posledního napěťového impulsu u_d před změnou je stejné jako šikmo vyšrafovaná plocha.

Z výše uvedeného popisu obrázků 2.1a,b plynou následující závěry:

- 1) Nahodilé skokové změně řízení z u_α^- na u_α^+ odpovídá jediný okamžik t_0 považovaný za změnu výstupního napětí měniče z velikosti U_d^- na velikost U_d^+ .
- 2) Protože ke skokové změně řízení z u_α^- na u_α^+ může dojít kdykoliv v intervalu (t_1, t_2) , nabývá časová konstanta dopravního zpoždění τ náhodných hodnot v mezích



Obr. 2.1: Přechodný jev při požadovaném zvýšení výstupního napětí o $U/4$.

$$\tau_{min} = -\frac{T}{4} \quad (2.4)$$

$$\tau_{max} = \frac{T}{2} \quad (2.5)$$

Znaménko „-“ ve vztahu (2.4) ukazuje, že k odezvě dochází s předstihem. To je v přírodě nemožné, ale zde je to dáno diskutabilní konstrukcí skoku $U_d^- \rightarrow U_d^+$. S respektováním obou předchozích vztahů však při skokovém zvětšení výstupního napětí o $U/4$ vychází pro aritmetický střed obou krajních hodnot dopravního zpoždění:

$$\tau_{av} = \frac{T}{8} \quad (2.6)$$

Obr. 2.2 znázorňuje průběhy jako obr. 2.1 s tím, že výstupní napětí se mění z velikosti $U/4$ na velikost $3U/4$. Také zde je na obr. 2.2a odvozen okamžik t_0 stejným způsobem jako na obr. 2.1a. Tento okamžik však vychází přesně uprostřed intervalu (t_1, t_2) , jehož velikost zde vychází $T/2$. Platí tedy:

$$\tau_{min} = -\frac{T}{4} \quad (2.7)$$

$$\tau_{max} = \frac{T}{4} \quad (2.8)$$

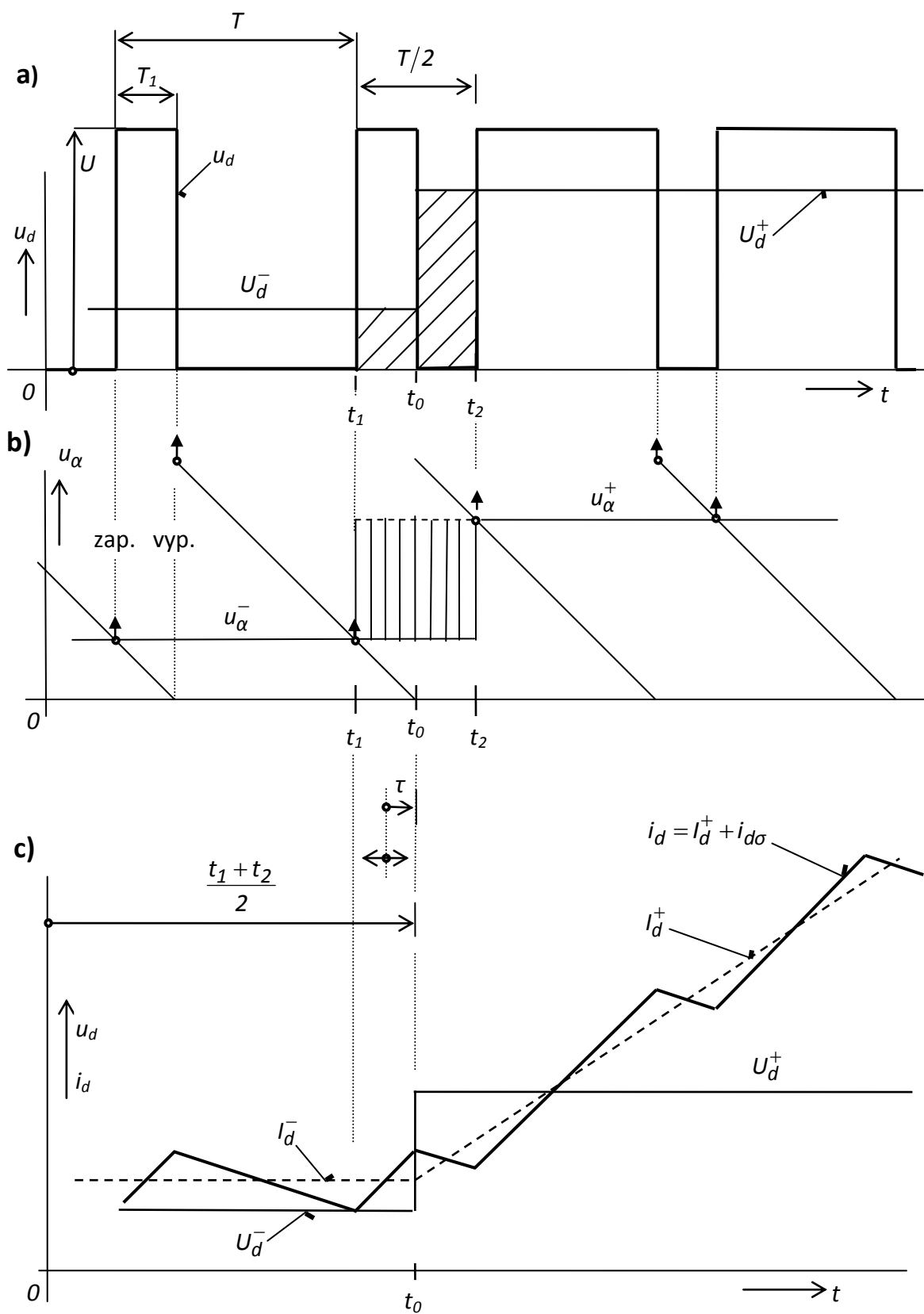
$$\tau_{av} = 0 \quad (2.9)$$

Obr. 2.3 znázorňuje snížení napětí z velikosti $3U/4$ na velikost $U/4$. Interval (t_1, t_2) zde vychází roven velikosti T . Okamžik t_0 odvozený na obr. 2.3a vychází tak, že je $t_0 - t_1 = 3T/4$. Pro dopravní zpoždění zde vychází:

$$\tau_{min} = -\frac{T}{4} \quad (2.10)$$

$$\tau_{max} = \frac{3}{4}T \quad (2.11)$$

$$\tau_{av} = \frac{T}{4} \quad (2.12)$$


 Obr. 2.2: Přechodný jev při požadovaném zvýšení výstupního napětí o $U/2$.

Podrobnější úvahy na základě dosud uvedené analýzy vedou k závěru:

- 1) Měnič reaguje rychleji na větší zvyšování napětí
- 2) Měnič reaguje s větším zpožděním na snižování výstupního napětí – zpoždění je tím větší, čím větší je snižování výstupního napětí.

Ad b) Model proudové odezvy

Když se změní napětí z ustáleného U_d^- na jiné (např. zvýšené) U_d^+ , začne se proud I_d^- , který byl před změnou konstantní, měnit. S předpokladem konstantní velikosti U_i (obr. 1.1) platí pro strmost nárůstu proudu I_d^+ :

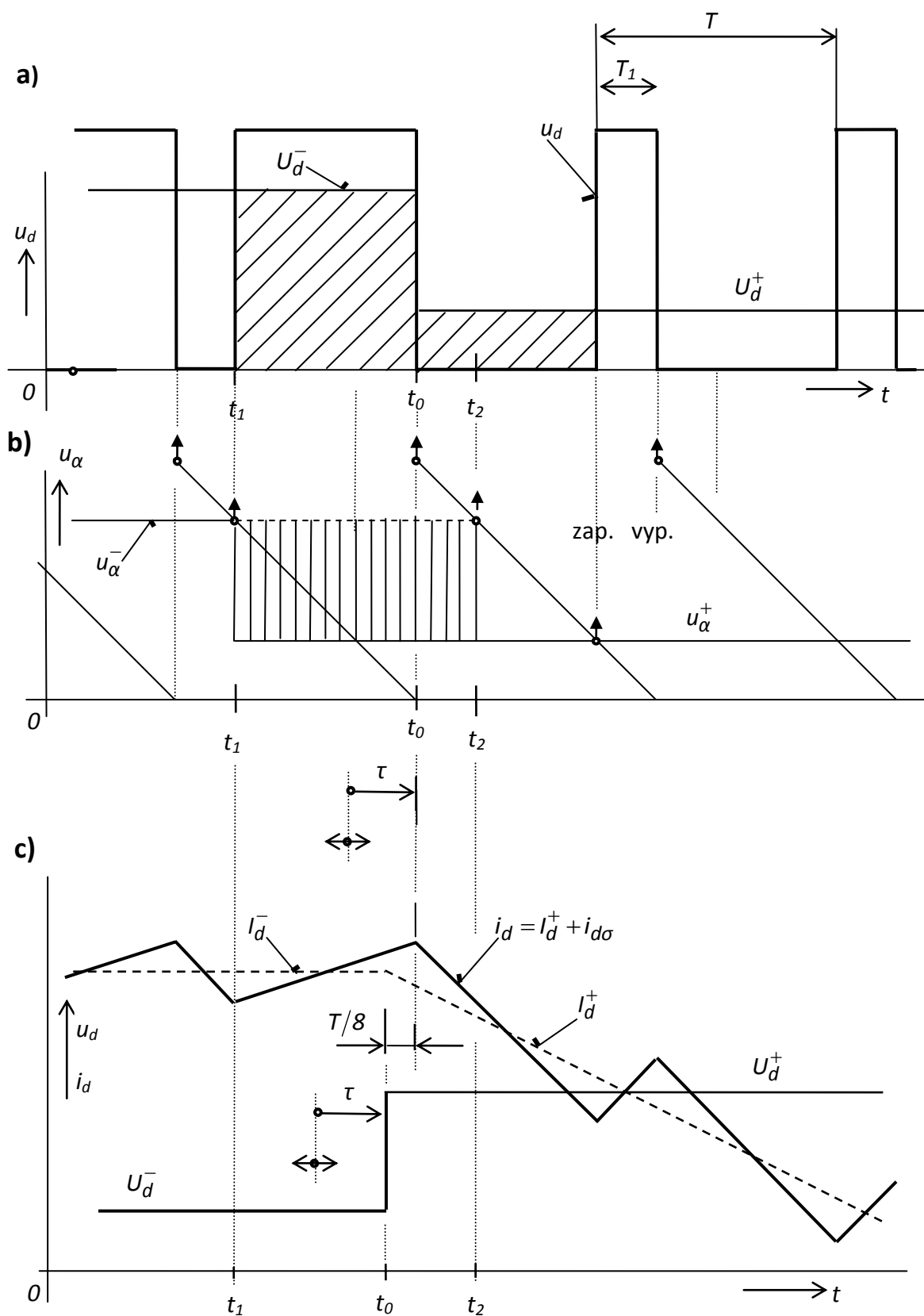
$$\frac{dI_d^+}{dt} = \frac{U_d^+ - U_i}{L}$$

Je třeba poznamenat, že po předchozím quazistacionárním stavu lze předpokládat $U_i = U_d^-$. Je-li rozdíl napětí v čitateli posledního vztahu konstantní, mění se proud lineárně. Průběh okamžité hodnoty i_d ovšem kolísá kolem průběhu I_d^+ tak, jak je naznačeno na obr. 2.1c. Při sepnutém spínači V narůstá proud se strmostí $(U - U_i)/L$, při vypnutém V a sepnuté nulové diodě $V0$ klesá se strmostí U_i/L . Podstatné je, že průběhy I_d^+ a I_d^- se protnou v okamžiku, který je možno považovat za okamžik t_0 , tj. okamžik skoku z velikosti výstupního napětí U_d^- na velikost U_d^+ . Na obr. 2.1, si lze všimnout rozdílu výsledků ve vyšetřování okamžiku odezvy t_0 při použití metody ad a) a metody ad b). Metoda proudové odezvy ad b) vede při sledování skokového zvýšení napětí z hodnoty $U_d^- = U/4$ na $U_d^+ = U/2$, na odezvu kratší o dobu $T/8$. Dopravní zpoždění podle této metody zde vychází:

$$\tau_{min} = -\frac{T}{8} \quad (2.13)$$

$$\tau_{max} = \frac{T}{8} \quad (2.14)$$

$$\tau_{av} = 0 \quad (2.15)$$

Obr. 2.3: Přechodný jev při požadovaném snížení výstupního napětí o $U/2$.

V obr. 2.2 jde o skokovou změnu z velikosti $U_d^- = U/4$ na velikost $U_d^+ = 3U/4$. Z obrázku je patrné, že okamžik t_0 je u obou metod stejný, tj. pro dopravní zpoždění platí vztahy (2.7) až (2.9).

Na obr. 2.3, kde je znázorněno skokové snížení z hodnoty $U_d^- = 3U/4$ na hodnotu $U_d^+ = U/4$, vychází z metody proudové odezvy okamžik t_0 o $T/8$ dříve než z metody napěťového množství. Metodou proudové odezvy zde získáme

$$\tau_{min} = -\frac{3}{8}T \quad (2.16)$$

$$\tau_{max} = \frac{5}{8}T \quad (2.17)$$

$$\tau_{av} = \frac{T}{8} \quad (2.18)$$

Souhrnné poznatky z kapitoly 2

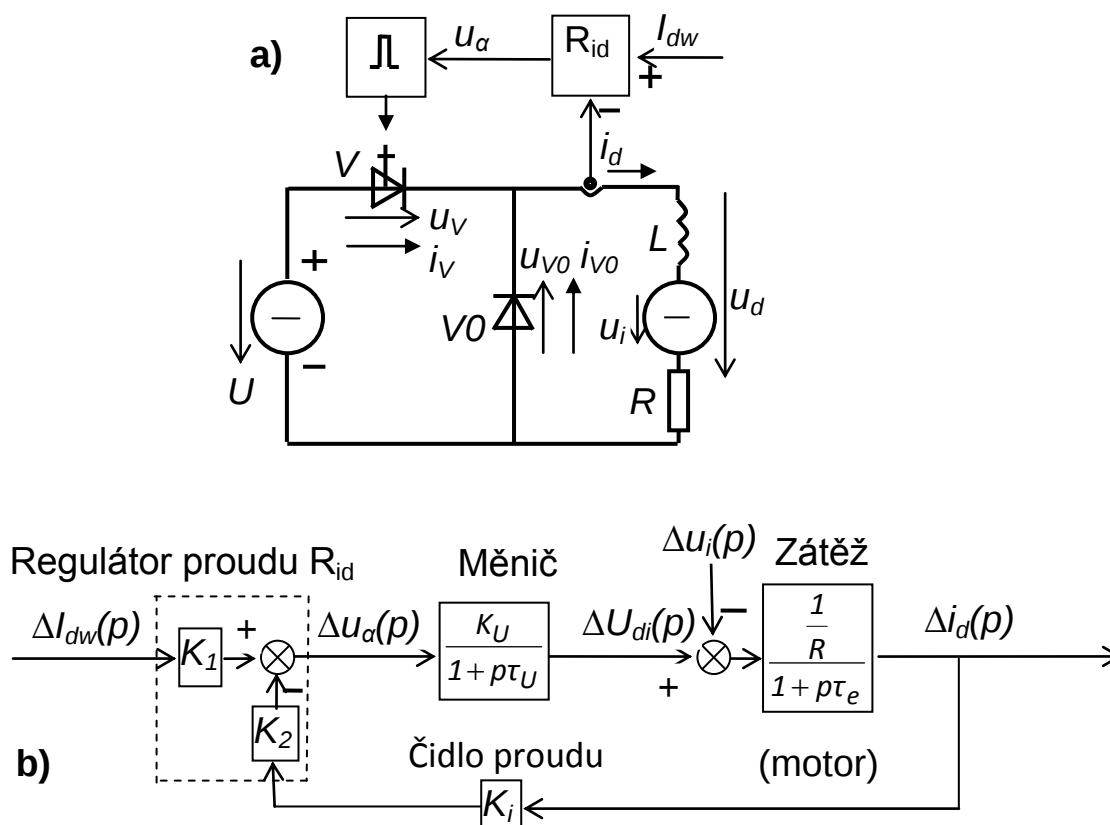
Sledováním jiných skokových změn řídicího napětí u_α by se získalo mnohem více hodnot dopravního zpoždění τ . Bylo by možné úplně obecné hledání τ při obecně libovolném skokovém řízení u_α . Ze tří analyzovaných případů se však již mohou učinit závěry:

- 1) V důsledku definice vstupních a výstupních veličin dochází k tomu, že zdůvodněné zpoždění τ je nahodilé a může se pouze určit jeho aritmetická střední hodnota τ_{av} nebo maximální zpoždění τ_{max} .
- 2) Z provedené analýzy vychází, že zpoždění může být i záporné, což je proti přírodě, neboť výstupní veličiny se mění dříve, než k jejich změnám byl dán podnět.
- 3) Uvedené dvě metody vedou k rozdílným hodnotám zpoždění τ . Rozdíly jsou však pouze zlomkem periody spínání měniče T .
- 4) Zvyšování výstupního napětí měniče U_d je rychlejší než jeho snižování.

Prakticky tedy nelze v dynamickém modelu systému s pulsním měničem považovat za zpožďující prvek obvykle přijímanou hodnotu $\tau = T/2$, ale podle očekávaného přechodného děje volit vhodnou velikost τ .

3 Simulace ověřující výsledky analýzy

V nadepsané kapitole je na příkladu simulace činnosti pulsního měniče opatřeného proudovou regulační smyčkou zkoumán vliv dopravního zpoždění. Je zde proveden návrh zesílení otevřené regulační smyčky proudu s klasickým respektováním dopravního zpoždění, tj. $\tau_U = T/2$, a pro porovnání také návrh s uvažováním dopravního zpoždění, kterému odpovídají závěry předchozí kapitoly 2 – tedy $\tau_U = T/8$ (metoda proudové odezvy) a $\tau_U = T/4$ (metoda napěťového množství). Předpokládá se při tom, že pro daný účel, jak bude dále ukázáno, jsou uvedené zvolené velikosti τ_U nejvhodnější. Výsledky všech tří variant návrhu jsou nakonec vyhodnoceny provedenou simulací.



Obr. 3.1: Pulsní měnič s regulační smyčkou proudu zátěže – a) obvodové schéma, b) blokové schéma. (obr. převzaté ze skript [3]).

Obvodové schéma sledované regulační sestavy je uvedeno na obr. 3.1a, příslušný matematický model (blokové schéma) je na obr. 3.1b. Z blokového schématu vychází Laplaceův přenos otevřené smyčky proudu:

$$F_o(p) = \frac{k_o}{(1 + p\tau_U)(1 + p\tau_e)} \quad (3.1)$$

Ve vztahu (3.1) je

$$K_o = k_U \cdot \frac{1}{R} K_i K_2 \quad (3.2)$$

S uvedením daných parametrů regulační sestavy je současně vyložen význam jednotlivých značek použitých ve schématech a v posledních dvou vztazích:

$U = 600 \text{ V}$... je napájecí napětí měniče,

L, R, u_i ... náhradní schéma zátěže typu stejnosměrný motor s předřazenou vyhlazovací tlumivkou ($L = 1 \text{ mH}$, $R = 0,05 \Omega$, u_i je napětí indukované v kotvě motoru)

$f = 2 \text{ kHz}$... je spínací kmitočet měniče,

$K_U = \frac{U}{U_{pm}} = 60$... napěťové zesílení puls. měniče ($U_{pm} = 10 \text{ V}$... amplituda pilovitého napětí),

K_i ... zesílení bezsetrvačnostního čidla proudu,

K_2 ... zesílení vstupu P – regulátoru proudu pro zpětnou vazbu proudové smyčky ,

K_o ... zesílení otevřené regulační smyčky proudu,

$\tau_e = \frac{L}{R} = 0,02 \text{ sec}$... elektromagnetická časová konstanta obvodu zátěže,

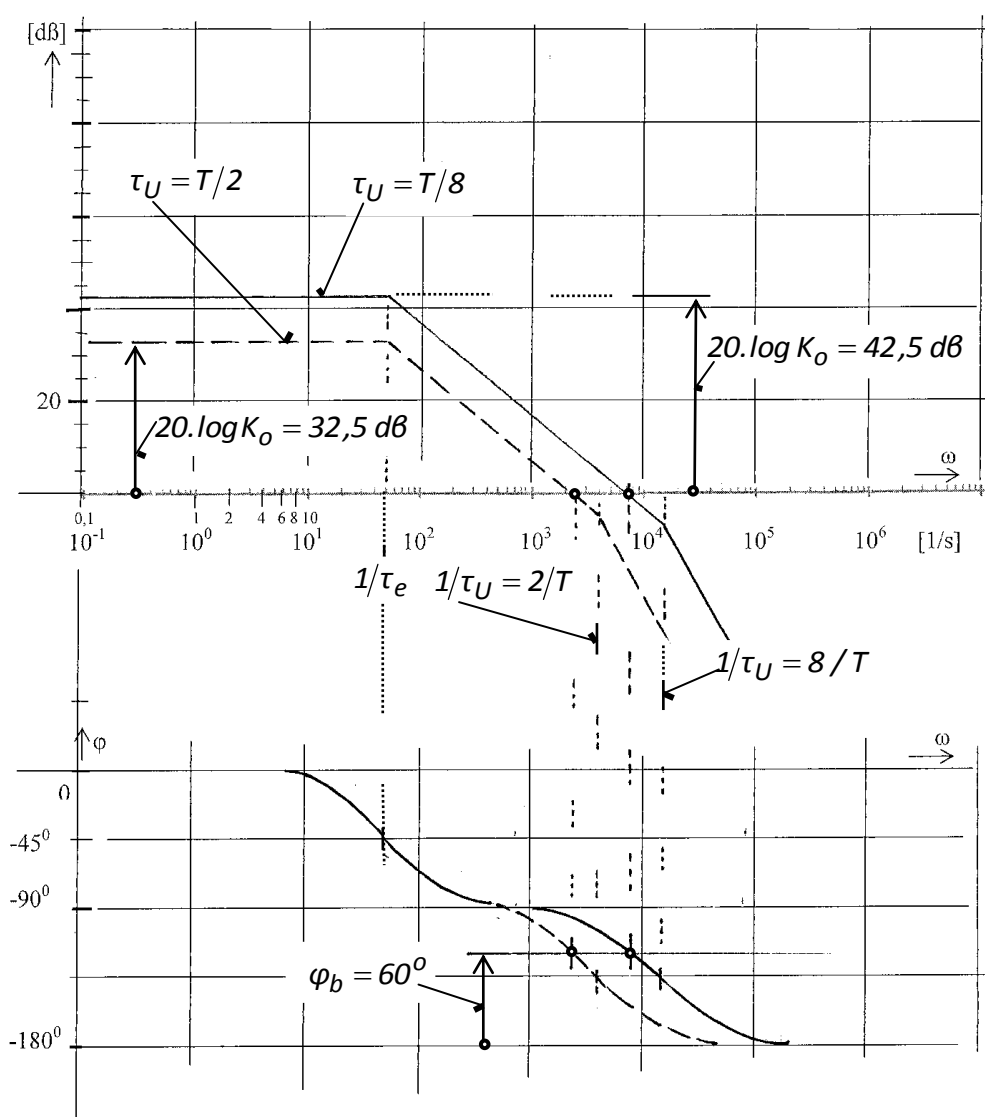
τ_U ... akceptované dopravní zpoždění pulsního měniče.

Návrh zesílení K_o je proveden metodou logaritmických frekvenčních charakteristik. Na obr. 3.2 jsou tyto charakteristiky uvedeny čárkovaně pro klasické respektování dopravního zpoždění, tj. $\tau_U = T/2$ a plnou čarou pro respektování dopravního zpoždění podle metody proudové odezvy z kapitoly 2, tj. $\tau_U = T/8$. S ohledem na přehlednost nejsou na obrázku vyznačeny charakteristiky pro $\tau_U = T/4$ odpovídající metodě napěťového množství. Při běžné volbě bezpečnosti ve fázi $\varphi_b = 60^\circ$ vychází pro $\tau_U = T/2$ velikost $20 \cdot \log K_o = 32,5 \text{ dB} \Rightarrow K_o = 42$. S využitím vztahu (3.2) lze pak určit hledanou velikost součinu

$$K_i \cdot K_2 = \frac{K_o \cdot R}{K_U} = \frac{42 \cdot 0,05}{60} = 0,035$$

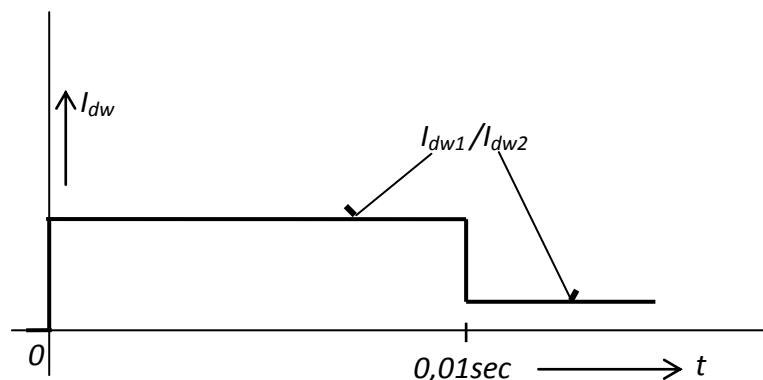
Analogicky se postupuje i pro $\tau_U = T/8$. Zde je však výsledek $K_i \cdot K_2 = 0,11$. V následující tabulce jsou uvedeny výsledky pro všechny tři varianty τ_U .

Varianta	Dopravní zpoždění	K_o	$K_i \cdot K_2$
Klasická	$\tau_u = T/2 = 2,5 \cdot 10^{-4}$	42	0,035
Napěťové množství (Kapitola 2)	$\tau_u = T/4 = 1,25 \cdot 10^{-4}$	75	0,062
Proudová odezva (Kapitola 2)	$\tau_u = T/8 = 0,625 \cdot 10^{-4}$	133	0,11



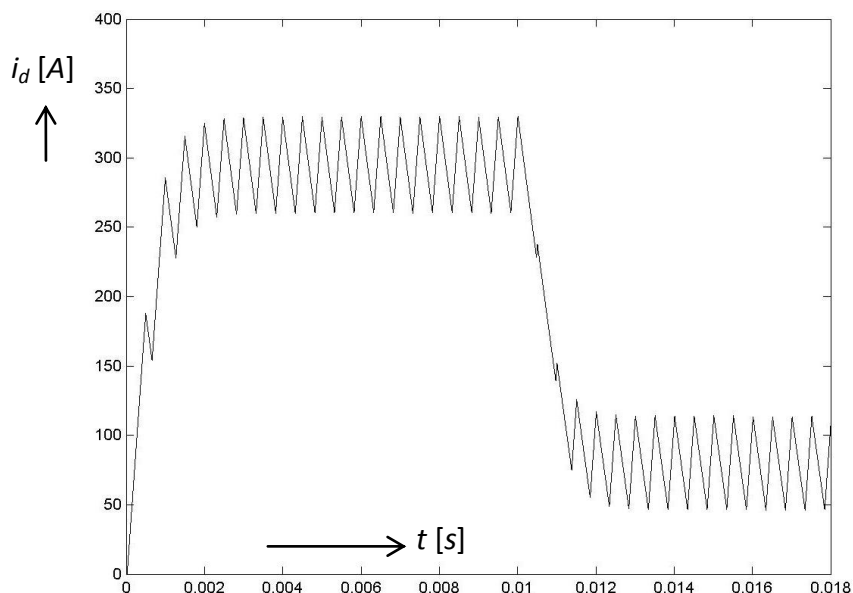
Obr. 3.2: Návrh zesílení proudové smyčky pomocí logaritmických frekvenčních charakteristik.

Simulační model byl sestaven v jazyce MATLAB. Simulován byl přechodný jev odpovídající průběhu žádané hodnoty proudu naznačenému na obr. 3.3. Napětí U_i bylo předpokládáno neproměnné, a sice $U_i=200$ V. Program je uveden v příloze. Hlavní výstupy ze simulačních pokusů jsou uvedeny na obrázcích 3.4 až 3.7.



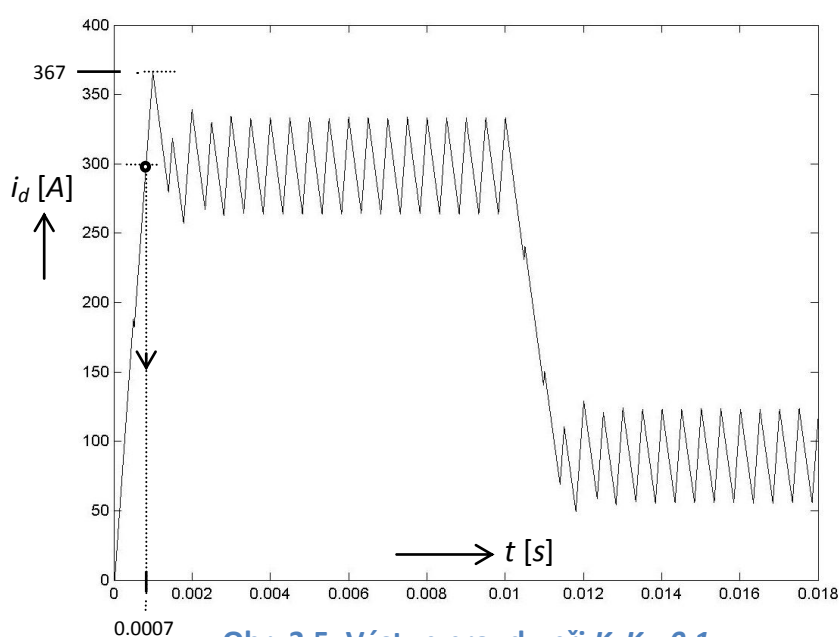
Obr. 3.3: Požadovaný průběh proudu.

Obr. 3.4 : Na obrázku je uveden výstup z počítače pro zesílení určené s klasickým respektováním dopravního zpoždění $\tau_U = T/2$. Vstupní signál je nastaven na $I_{dw1}/I_{dw2} = 380/160$. Z uvedeného průběhu proudu je zřejmé, že proudová smyčka je přetlumená.

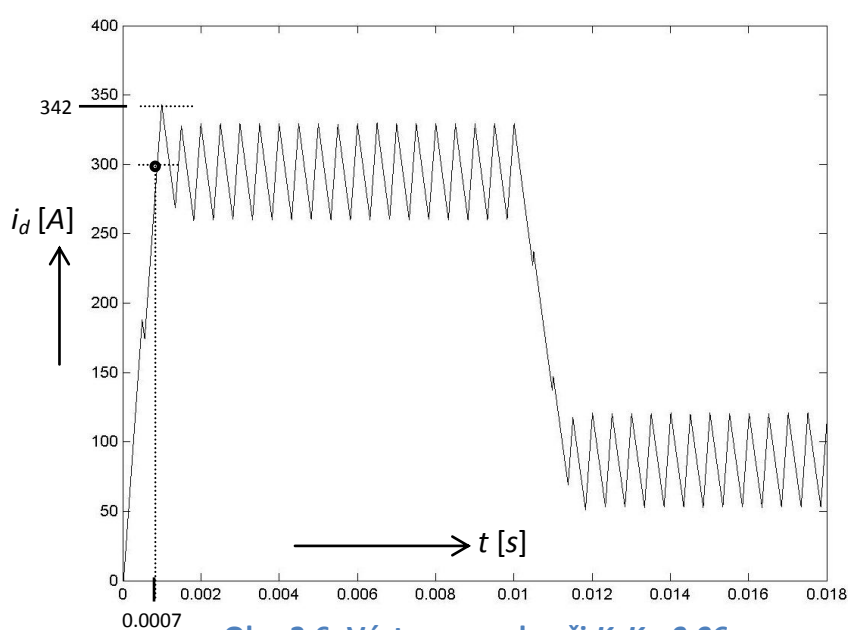


Obr. 3.4: Výstup proudu při $K_i \cdot K_2 = 0,03$ (zesílení určené pro $\tau_U = T/2$).

Obr. 3.5: Na obrázku je uveden výstup z počítače pro zesílení určené podle kapitoly 2 metodou proudové odezvy, tj. s respektováním respektováním dopravního zpoždění $\tau_U = T/8$. Vstupní signál je nastaven na $I_{dw1}/I_{dw2} = 300/90$. Z uvedeného průběhu proudu je zřejmé, že proudová smyčka je velmi rychlá – žádané hodnoty proudu 300 A dosahuje za 0,7 ms. Přeregulování vychází přijatelné – špička okamžité hodnoty je 367 A.



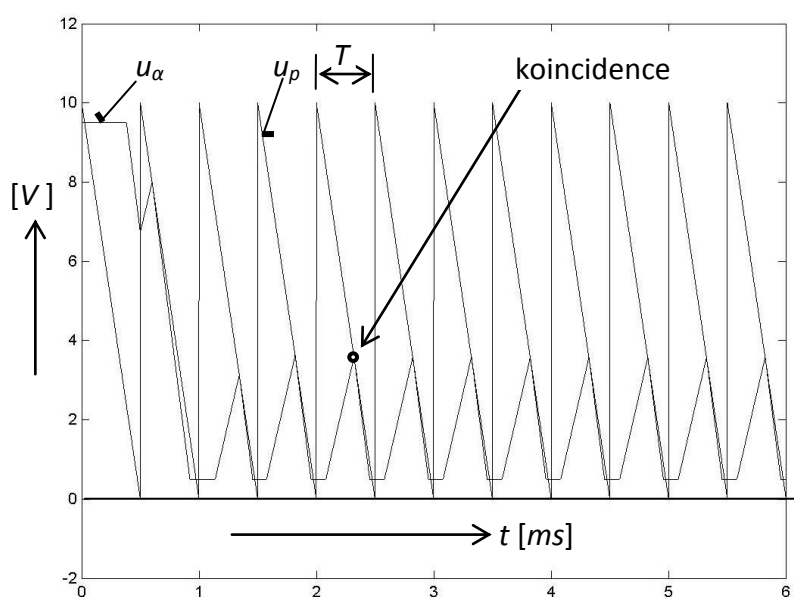
Obr. 3.5: Výstup proudu při $K_i K_2 = 0,1$
(zesílení určené pro $\tau_U = T/8$).



Obr. 3.6: Výstup proudu při $K_i K_2 = 0,06$
(zesílení určené pro $\tau_U = T/4$).

Obr. 3.6: Na obrázku je uveden výstup z počítače pro zesílení určené podle kapitoly 2 metodou napěťového množství, tj. s respektováním dopravního zpoždění $\tau_U = T/4$. Vstupní signál je nastaven na $I_{dw1}/I_{dw2} = 320/110$. Z uvedeného průběhu proudu je zřejmé, že proudová smyčka je stejně rychlá, jako v předchozí variantě – žádané hodnoty proudu 300 A dosahuje za 0,7 ms. Přeregulování vychází nižší – špička okamžité hodnoty je 342 A. Z uvedených tří variant respektování dopravního zpoždění vychází tato „střední cesta“ nejlépe.

Obr. 3.7: Zde je naznačen průběh signálu u_α a průběh pilovitého napětí u_p , a to v úseku podstatného působení regulační smyčky proudu. Je zde zřejmé, že po odsycení regulátoru dochází k poměrně velké změně signálu u_α (s cílem co nejrychlejšího zmenšení výstupního napětí měniče). Právě to opravňuje ve sledovaném případě při respektování dopravního zpoždění použití velikosti $\tau_U = T/4$ u metody napěťového množství, nebo velikosti $\tau_U = T/8$ u metody proudové odezvy.

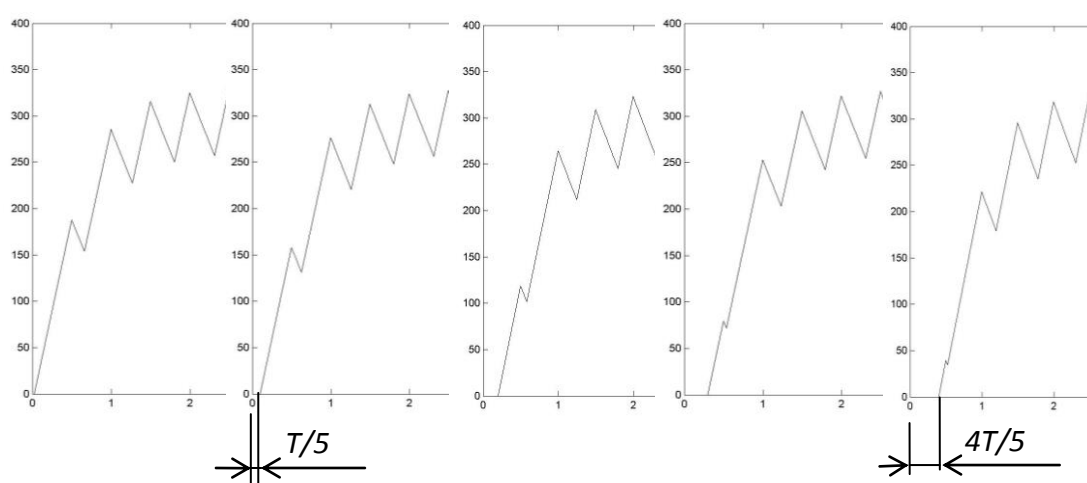


Obr. 3.7: Výstup řídicího signálu u_α a pilovitého napětí u_p při $K_i \cdot K_2 = 0,06$ (zesílení určené pro $\tau_U = T/4$).

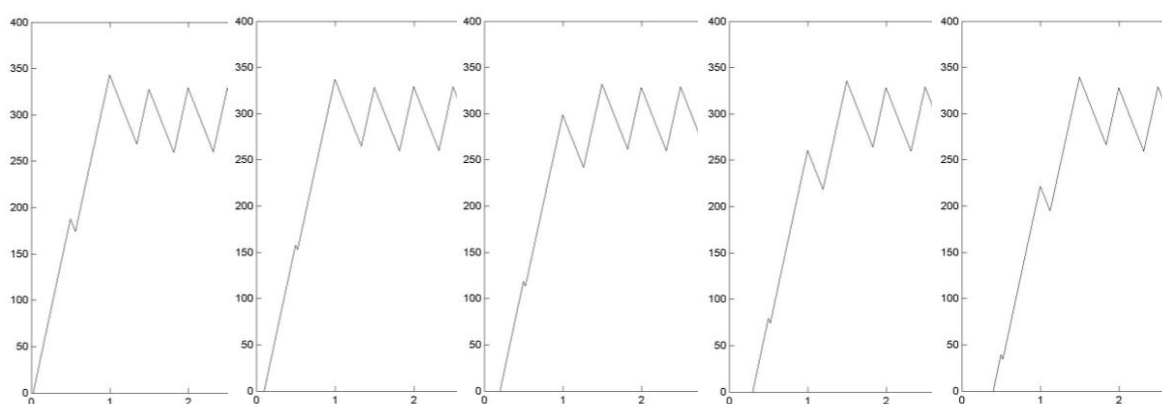
Zbývá si povšimnout náhodného okamžiku, ve kterém dochází ke změně signálu u_α , respektive signálu žádané hodnoty proudu I_{dw} . V následujícím obr. 3.8 je pro zesílení ve zpětné vazbě $K_i \cdot K_2 = 0,03$, navržené pro $\tau_U = T/2$ (klasická varianta), vedle sebe seřazeno

pět výstupů proudu i_d jakožto odezvy na skok signálu I_{dw} (obr. 3.3 – počáteční skok z nuly na kladnou hodnotu). U prvního výstupu začíná skok I_{dw} současně se začátkem pilovitého napětí. Každý další výstup proudu odpovídá skoku signálu I_{dw} posunutému oproti začátku pilovitého napětí postupně o $T/5$ až o $T/4$.

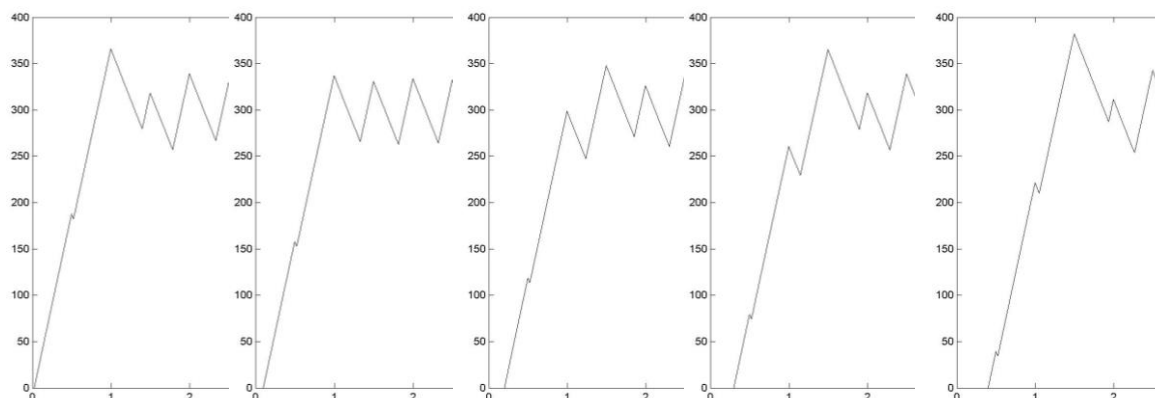
Obrázky 3.9 a 3.10 jsou analogiemi obrázku 3.8, avšak pro zesílení $K_1 K_2 = 0,06$ a $K_1 K_2 = 0,1$, vycházející z respektování $\tau_U = T/4$ a $\tau_U = T/8$ podle kapitoly 2.



Obr. 3.8: Vliv náhodného okamžiku změny signálu u_α při zesílení $K_1 K_2 = 0,03$ (zesílení určené pro $\tau_U = T/2$).



Obr. 3.9: Vliv náhodného okamžiku změny signálu u_α při zesílení $K_1 K_2 = 0,06$ (zesílení určené pro $\tau_U = T/4$).



Obr. 3.10: Vliv náhodného okamžiku změny signálu u_α při zesílení $K_1 K_2 = 0,1$ (zesílení určené pro $\tau_U = T/8$).

Z uvedených obrázků je zřejmé, že náhodný okamžik změny signálu u_α ovlivňuje průběh přechodného jevu. Pro uvedený příklad lze však zůstat při závěru, že k nejlepšímu výsledku vede, respektuje-li se při návrhu regulačního obvodu dopravní zpoždění s velikostí $\tau_U = T/4$, což odpovídá doporučení, které vychází z metody napěťového množství, uvedenému v kapitole 2.

4 Závěr

Existence dopravního zpoždění u pulsních měničů je nesporná. Při návrhu regulačních obvodů se přenos respektující dopravní zpoždění

$$F_U(p) = \frac{\Delta U_d(p)}{\Delta u_\alpha(p)} = \frac{K_U}{e^{p\tau_U}} \quad (4.1)$$

hrubě aproximuje na přenos aperiodického členu prvního řádu tím, že se funkce $e^{p\tau_U}$ rozvine pouze na prvé dva členy McLaurinovy řady:

$$F_U(p) = \frac{K_U}{1 + p\tau_U} \quad (4.2)$$

Mimo to, dopravní zpoždění, které je ve skutečnosti proměnné, se běžně přijímá jako konstantní hodnota, a to polovina periody spínacího kmitočtu ($T/2$), tak jak je to předesláno již v úvodní kapitole.

V předložené práci je alespoň jedna z výše uvedených hrubostí změkčena, a to zpřesněním volby velikosti τ_U . Teoretickým rozbořem je prokázáno, že dnes již standardně

používaná praxe při návrhu regulačních obvodů – tedy volba velikosti $\tau_U = T/2$, je zbytečně přísná. Doporučena je volba $\tau_U = T/4$ nebo až $\tau_U = T/8$. Tato volba je podpořena příkladem simulace pulsního měniče opatřeného regulační smyčkou proudu.

Přesto, že zmíněný příklad simulace výše uvedené doporučení jednoznačně podporuje, je třeba respektovat obecné závěry uvedené na konci kapitoly 2. Mimo to, doporučenou volbu τ_U je třeba přijímat jen s tím, že předběžný návrh regulačního obvodu s jejím respektováním umožní rychleji dospět ke konečnému stanovení parametrů regulačního obvodu při jeho simulacích.

V předložené práci je uvažován čistě analogový regulační obvod. Je-li regulační systém digitální, regulační obvod řešen např. s využitím počítače, vnáší počítač, ale i příslušný A/D převodník příslušného čidla odměřované veličiny do regulačního systému další, avšak v tomto případě pevně definovaná, dopravní zpoždění, a to periodou svého hodinového signálu.

Zbývá dodat, že v souvislosti s vývojem výkonových polovodičových součástek, se stále zvyšuje používaný spínací kmitočet měničů. Perioda spínacího kmitočtu se stává zanedbatelnou vzhledem k elektromagnetickým časovým konstantám. Z frekvenčních charakteristik na obr. 3.2 je nejlépe patrné, jak se s nárůstem $1/T$, tj. též $1/\tau_U$, zmenšuje vliv sledovaného dopravního zpoždění. Totéž platí o dopravním zpoždění digitálních systémů.

Literatura

- [1] Kule, L. a kol. *Technika elektrických pohonů*. Technický průvodce svazek 50. Praha: ČMT, SNTL. 1983.
- [2] Kule, L. *Dynamické vlastnosti tyristorového usměrňovače při nepřerušovaných proudech*. Elektrotechnický obzor 64 (1975) č.8, str. 460 – 464.
- [3] Vondrášek, F. *Výkonová elektronika – svazek 3-Měniče s vlastní komutací a bez komutace část 1 – Pulsní měniče*. 3. rozšířené vydání. Vydavatelství ZČU v Plzni. 2012.
- [4] Zeman, K. *Regulační technika –výtah z přednášek*. Dosažitelné v roce 2013 na http://moje.zcu.cz/wps/portal/předmět_y/kev/RT

Příloha: Simulace pulsního měniče s proudovou regulační smyčkou

C:\MATLAB6p5\work\Pulsp.m

Page 1

16. květen 2013

17:13:47

```
%Pulsp
%130515
%Simulace pulsního menice s regulátorem proudu (cbráceně pila)
```

```
%konstanty a počáteční hodnoty:
```

```
t=0.0;
t1=0.0;
tr=0.010;
U=600;
R=0.05;
L=0.001;
Upm=10.0;
up=10.0;
T=0.0005
id=0;
ui=200;
V=0; V0=1;
dt=1e-6;
```

```
t_plot=[];           %deklarace tisku
id_plot=[];
ud_plot=[];
ur_plot=[];
up_plot=[];
Idw_plot=[];
for(t=0:dt:0.018); %časová smyčka
```

```
if t<tr
    Idw=300;           %žádaná hodnota proudu
else
    Idw=90;
end
```

```
ur=Idw*0.1-id*0.1; %výstup regulátoru
```

```
if ur>=9.5           %omezovač ur
    ur=9.5;
else
    if ur<=0.5
        ur=0.5;
    end
end
```

```
up=Upm-Upm*(t-t1)/T; %pila
if up<=0
    up=Upm;
    t1=t;
    V=0; V0=1;
end
```

```
if ur>=up           %koincidence
    V=1; V0=0;
end
```

```
ud=U*V;
iv=id*V;
uV=U*V0;
iV0=id*V0;
uV0=U*V;
```

C:\MATLAB6p5\work\Pulsp.m

Page 2

16. květen 2013

17:13:47

```
id=id+(ud-ui-R*id)*dt/L; %nepřerušovaný proud

if id<=0 %přerušovaný proud
    id=0;
    V=0; V0=0;
    ud=ui;
    iV0=0;
    uV0=-ui;
    iV=0;
    uV=U-ui;
end

t_plot=[t_plot t]; %záznamy pro tisk
id_plot=[id_plot id];
ud_plot=[ud_plot ud];
ur_plot=[ur_plot ur];
up_plot=[up_plot up];
Idw_plot=[Idw_plot Idw];
end

figure
plot(t_plot,id_plot,'k-')
axis([0.0 0.018 0.0 400.0])

%plot(t_plot,Idw_plot,'k-') %tisk Idw
%axis([0.0 0.018 0.0 400.0])

%plot(t_plot,ur_plot,'k-') %tisk ur
%axis([0.0 0.006 -2 12])
%hold on
%plot(t_plot,up_plot,'k-') %tisk up
```