



Adaptivní regulace napěťových měničů

Disertační práce

Studijní program: P2301 – Strojní inženýrství
Studijní obor: 2301V031 – Výrobní systémy a procesy
Autor práce: **Ing. Pavel Novák**
Vedoucí práce: prof. Ing. Jan Skalla, CSc.





TECHNICAL UNIVERSITY OF LIBEREC
Faculty of Mechanical Engineering ■

Adaptive Control of Power Converters

Dissertation

Study programme: P2301 – Mechanical Engineering
Study branch: 2301V031 – Manufacturing Systems and Processes
Author: **Ing. Pavel Novák**
Supervisor: prof. Ing. Jan Skalla, CSc.



Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou disertační práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé disertační práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li disertační práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Disertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé disertační práce a konzultantem.

Současně čestně prohlašuji, že tištěná verze práce se shoduje s elektronickou verzí, vloženou do IS STAG.

Datum:

Podpis:

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval svému školiteli panu prof. Ing. Janu Skallovi, CSc., za pomoc při vypracování disertační práce. Dále bych chtěl poděkovat mým rodičům za pomoc finanční, poskytnuté zázemí a duševní podporu. V neposlední řadě patří dík přátelům a kolegům z Technické univerzity v Liberci a také z The University of Sheffield za ochotu a pomoc při tvorbě a kompletování této práce.

Anotace

Tato disertační práce pojednává o řízení napěťových měničů. Jedná se o klouzavý režim řízení pro zvyšující a invertující měnič. Řízení výstupního napětí je vykonáváno nepřímo, přes vstupní proud, kvůli vlastnostem neminimální fáze těchto nelineárních systémů.

Úloha sledování periodické trajektorie je v práci podrobně popsána jak teoreticky, z pohledu teorie fyzikálních a matematických zákonů a pravidel řízení, tak jsou také výsledky ověřeny na různých typech simulací v různém programovém prostředí.

V práci je použito adaptivní schéma pro reálný měnič, kde se mění parametry systému. Pro tento systém je navržena robustní řídicí strategie kvůli předcházení nežádoucím důsledkům, které vytvářejí poruchy zátěže.

Poruchy zátěže mohou být odstraněny zavedením pozorovatele, který identifikuje poruchový parametr a umožní sledování periodických signálů na zátěžovém odporu.

Klíčová slova: adaptivní řízení, napěťový měnič, klouzavý režim řízení

Annotation

This thesis deals with control of power converters. There is described sliding mode control for boost and buck-boost converter. Control of output voltage is performed indirectly, through input current, because of nonminimum phase properties exposed by these nonlinear systems.

Tracking control problem for periodic reference is described in detail from theoretical point of view in case of physical, mathematical and control laws and results are verified on different simulations while different program software is used.

In this thesis adaptive control scheme is used on real converter for time-varying parameters. For this system, robust control strategy is introduced because of undesirable effects prevention, which are created by load perturbations.

Load perturbations can be removed by observer introduction, which identifies perturbed parameter and allows periodic signals tracking on load resistance.

Keywords: adaptive control, power convertor, sliding mode control

Obsah

1 Úvod	12
2 Cíle práce	14
3 Zvolené metody řešení, jejich zdůvodnění a struktura práce	16
3.1 Uspořádání disertační práce	17
3.2 Přehled praktické části	19
4 Přehled současného stavu	22
4.1 Dostupné český psané zdroje z hlediska řízení	22
4.2 Zdroje zabývající se aplikacemi měničů v nových technologiích	23
4.3 Stav klouzavého režimu	26
5 Přehled měničů - spínané zdroje	29
5.1 Matematický model měničů	36
5.2 Zapojení spínaných zdrojů	37
6 Metody řešení úloh dynamických systémů	41
6.1 Nelineární dynamické systémy	41
6.2 Stabilita dynamických systémů	45
6.2.1 Metoda Ljapunovské funkce	49
6.2.2 Princip LaSalle	51
6.3 Aproximační metody řešení ODE	53
6.3.1 Galerkinova metoda	53
6.3.2 Odvození koeficientů Galerkinovy metody	55
6.4 Představení pozorovatele	56
6.4.1 Podmínky pozorovatelnosti	58
6.4.2 Praktické použití pozorovatele	58
7 Klouzavý režim řízení v inženýrských úlohách	60
7.1 Představení celkového pohledu na klasický klouzavý režim řízení	60
7.2 Úvodní příklad	63
7.3 Dynamika klouzavého režimu	67
7.3.1 Lineární systémy	67
7.3.2 Nelineární systémy	72
7.3.3 Kmitající jev	74
7.4 Pravidla řízení pro simulaci	77

8 Řešení úlohy a ověření simulačními experimenty	78
8.1 Adaptivní sledování nelineárních napěťových měničů.....	78
8.1.1 Úvod.....	78
8.1.2 Úloha sledování ve 2D nelineárních měničích	79
8.1.3 Specifikace úlohy.....	84
8.1.4 Odhad γ	85
8.1.5 Optimalizace přechodového děje.....	87
8.2 Robustní sledování DC/DC nelineárních napěťových měničů.....	90
8.2.1 Úvod.....	90
8.2.2 Dynamika systému bez poruch	92
8.2.3 Galerkinova metoda	95
8.2.4 Adaptivní schéma	96
8.2.5 Robustní sledování sinusového vztahu	101
8.2.6 Výsledky simulací.....	102
9 Program virtuální simulace	116
10 Závěr a budoucí práce	128
10.1 Shrnutí postupu při řešení práce	128
10.2 Dosažené výsledky	130
10.3 Zhodnocení dosažených výsledků	131
10.4 Přínos disertační práce	133
10.5 Budoucí práce	135
Literatura	136
Elektronické zdroje	142
Publikace autora	142
Přílohy - Zdrojové kódy k simulacím	144
Příloha A: Simulace řešená pomocí MATLABu	144
Příloha B: Simulace řešená v jazyce C	147

Seznam obrázků

Obr. 5.1: Obvyklá struktura spínaného zdroje.....	29
Obr. 5.2: Základní schéma zvyšujícího měniče.....	31
Obr. 5.3: Zvyšující měnič schematicky s označením veličin	31
Obr. 5.4: Dvě konfigurace zvyšujícího měniče, které závisejí na stavu spínače.....	32
Obr. 5.5: Základní schéma invertujícího měniče.....	33
Obr. 5.6: Invertující měnič schematicky s označením veličin.....	33
Obr. 5.7: Dvě konfigurace invertujícího měniče, které závisejí na stavu spínače.....	34
Obr. 5.8: Přehled základních spínaných zdrojů.....	35
Obr. 5.9: Zvyšující měnič	36
Obr. 5.10: Invertor	37
Obr. 5.11: Akumulující zapojení s jedním vstupem	38
Obr. 5.12: Měnič s dvojčinným zapojením.....	39
Obr. 5.13: Měnič v zapojení polomostu	39
Obr. 5.14: Měnič v zapojení plného mostu.....	40
Obr. 6.1: Znázornění l'apunovské stability.....	47
Obr. 6.2: Znázornění asymptotické stability.....	48
Obr. 7.1: Nyquistův graf.....	62
Obr. 7.2: Nezávislost proměnných	63
Obr. 7.3: Trajektorie ve stavovém prostoru.....	64
Obr. 7.4: Trajektorie s časovým zpožděním.....	65
Obr. 7.5: Stavový prostor a obor klouzavého režimu.....	68
Obr. 7.6: Pohyb klouzavého režimu s dvěma řídicími funkcemi	72
Obr. 7.7: Kmitající jev	74
Obr. 7.8: Saturační funkce $\text{sat}(s)$	75
Obr. 7.9: a) Singulární perturbovaný pohyb $\varepsilon = 0$; b) Reálný pohyb.....	76
Obr. 8.1: DC/DC Zvyšující měnič s ideálním spínačem	80
Obr. 8.2: Změny zátěže $\gamma(t)$ a její odhady $\hat{\gamma}$ a $\hat{\hat{\gamma}}$	86
Obr. 8.3: Diagram -MQE ohodnocené ve čtverečné síti 0.1 definované v $[0,0,1,4]^2$	88
Obr. 8.4: Dosažené sledování s ukázkou řízení.....	103
Obr. 8.5: Dosažené sledování bez ukázky řízení.....	104
Obr. 8.6: Odezva napětí na poruchu, která se stane při $t = 10$	105
Obr. 8.7: Odezva proudu na poruchu, která se stane při $t = 10$	106

Obr. 8.8: Odezva napětí na poruchu, která se stane při $t = 10$ s vyobrazením řízení ...	107
Obr. 8.9: Detail odezvy napětí na poruchu s vyobrazením λ	108
Obr. 8.10: Vyobrazení práce řízení při poruše, která se stane při $t = 10$	109
Obr. 8.11: Relativní chyba sledování výstupního napětí v ustáleném stavu před optimalizací.....	110
Obr. 8.12: Relativní chyba sledování výstupního napětí v ustáleném stavu po optimalizaci.....	111
Obr. 8.13: Ukázka nefunkční práce adaptivního řízení po působení poruchy, která se stane při $t = 10$	112
Obr. 8.14: Detail nefunkční práce adaptivního řízení po působení poruchy, která se stane při $t = 10$	113
Obr. 8.15: Ukázka chyby sledování výstupního napětí při nefunkční práci adaptivního řízení po působení poruchy, která se stane při $t = 10$	114

Seznam použitých symbolů a zkratek

Označení	Legenda	Jednotka
$A_l, B_l, \alpha_n, \beta_n$	Koeficienty Fourierova rozvoje	[-]
$B, A, C_0, C_1, C_2, D_1, D_2, E_1, F_1$	Koeficienty Galerkinovy aproximace	[-]
C	Kapacita	[F]
L	Indukčnost	[H]
R	Odpor zátěže	[Ω]
$S(x, t)$	Rovina klouzavého režimu	[-]
V_g	Vstupní napětí	[V]
e_y	Chybový člen	[-]
g_1	Počáteční podmínka	[-]
i_L	Proud indukční cívky	[A]
$k(t)$	Fourierův rozvoj	[-]
$u(x, t)$	Řízení	[-]
v_C	Napětí na kondenzátoru	[-]
x_{2d}, x_2, x_1	Periodický signál	[-]
γ	Konstatní parametr zátěže	[-]
$\hat{\gamma}, \hat{\gamma}$	Odhady zátěže	[-]
δ	Konstantní parametr	[-]
λ	Parametr systému	[-]
λ_N	Nominální parametr systému	[-]
λ_p	Parametry poruchy systému	[-]
$\hat{\lambda}'_p$	Odhad dynamiky	[-]
τ_0	Prahová hodnota	[-]
ϕ	Periodické nestabilní řešení	[-]

Pozn.: V seznamu nejsou uvedeny symboly a zkratky všeobecně známé nebo používané jen ojediněle s vysvětlením v textu.

1 Úvod

Na úvod této práce zde bude pojednáno o motivaci a důvodu, proč se autor zabývá uvedenou problematikou. Bude zde také nastíněno téma práce.

Systémy výkonové elektroniky obsahují jeden nebo více výkonových měničů, jež používají ke své funkci výkonové polovodiče, které jsou řízeny integrovanými obvody. Výkonový měnič transformuje vstupní napětí V_i na výstupní napětí V_o .

Rozdělení měničů používaných ve výkonové elektronice vychází z rozdílné zákonitosti, tj. – dělíme je podle typu zařízení, funkce, spojení mezi různými částmi měniče atd. Podle posledně jmenovaného charakteru zde můžeme pro příklad uvést komutované měniče mající spínače, které můžeme adekvátně řídit (řízení na vyšších frekvencích ve srovnání se sítí). Tyto měniče produkují DC nebo AC výstupní napětí s podobnou frekvencí, jako je frekvence sítě.

V dnešní době má DC/AC konverze důležité praktické uplatnění v systémech nepřerušitelných napájecích sítí, známých jako záložní zdroje UPS.

Pokud uvažujeme pouze DC/DC výkonové měniče pro spínací režimy, pak je jejich struktura velmi jednoduchá. Tyto měniče byly posledních 25 let využívány k výzkumnému úsilí pro jejich používání v DC/AC převáděcích systémech. Je mnoho komerčně dostupných DC/DC výkonových měničů se spínacími režimy, ale jen dvě topologie mohou být pokládány za základní.

Jako první uvedeme měnič snižovací, který produkuje výstupní napětí nižší než vstupní. Jako další uvedeme měnič zvyšující, který produkuje výstupní napětí vyšší, než je jeho napětí vstupní. Oba tyto typy měničů se používají v DC napájecích zdrojích a pro řízení rychlosti u DC motorů. Záměnou těchto základních topologií dostaneme zbytek měničů různých struktur.

Pro nás bude důležitá další struktura kvůli jejímu použití v této disertační práci, a to přesto, že je odvozena ze snižovacího a zvyšujícího měniče. Invertor (obousměrný) se sestává z kaskádního spojení zvyšovače a zeslabovače. Díky této struktuře může poskytnout výstupní napětí vyšší nebo nižší, než je vstupní napětí, a tento měnič je používán v napájecích zdrojích.

Co se týká řešení úloh v problematice těchto měničů, je důležité, zmínit se o tom, že pro matematické modely platí, že model stavového prostoru snižovacího

měníče je lineární, kdežto zvyšovací měnič a invertor má nelineární reprezentaci, což zvyšuje obtížnost při řešení úloh.

Tato práce se dle výše uvedeného zaměřuje na problematiku řízení napěťových měničů. Klouzavé režimy budou použity jako řídicí technika a obdržené výsledky budou potvrzeny numerickou simulací. Budeme se také zabývat robustními schémata na eliminaci efektů poruch při sledovacích otázkách.

Důvodem pro volbu tohoto tématu byla vysoká specializace prací v odborné literatuře, proto se zde chtěl autor věnovat spíše přehledu možností řízení měničů, a to nejen podle různé vnitřní struktury, ale také použít různé matematické modely řešení, a následně představit srovnání mezi analytickou aproximací a numerickým řešením.

Dále je důležité zmínit, že v českém jazyce není mnoho úloh řešených klouzavým režimem řízení.

Další volbou bylo použít pro dva simulační experimenty dvě různá prostředí, a proto je jedna simulace programována v jazyce C a pro druhou je použit MATLAB.

2 Cíle práce

V předešlé kapitole jsme se zmínili o motivaci pro výběr tématu disertační práce. Jako další důvod pro zaměření této práce je aktuálnost užívání výpočetní techniky a také simulací v technické praxi. Nadto je simulace výborný prostředek při návrhu měničů a jejich parametrů z následujících důvodů. Finanční náročnost provádění simulací je mnohem nižší než provádět testování/zkoušení na reálných soustavách, dále je zde velká výhoda v rychlejší práci. Navíc také můžeme simulovat různé stavy s různými počátečními podmínkami, a to například až do virtuálního zničení systému, což by na reálném systému vedlo k jeho destrukci.

V česky psané literatuře se s touto problematikou adaptivního řízení měničů čtenář rovněž příliš neseťká. Toto bylo hlavní motivací pro zaměření na zvolené téma.

Hlavní cíle práce:

- Seznámit se s teorií spínaných zdrojů.
- Seznámit se s vývojovým prostředím MATLAB a MS Visual Studiem.
- Odvodit matematický model různých druhů měničů, konkrétně zvyšujícího a invertujícího v rámci práce teamu na odborném pracovišti matematické fakulty.
- Seznámit se s řízením v klouzavém režimu. Seznámit se s aproximačními metodami řešení ODE.
- Odvodit vztahy pro řízení měničů – nalézt řešení ODE pro nelineární systémy v rámci práce teamu na odborném pracovišti matematické fakulty.
- Odvodit dále řešení úlohy při změnách parametrů systému za použití adaptivních řídicích systémů v rámci práce teamu na odborném pracovišti matematické fakulty.
- Vytvořit simulaci řízení měničů pomocí MATLABu pro řízení zvyšujícího měniče a invertoru.

- Dále vytvořit simulaci adaptivního řízení, kde se budou měnit parametry systému, pomocí programovacího jazyka C.
- V těchto simulacích použít robustní sledování periodického vztahu.
- Dokázat, že výstupní napětí DC/DC zvyšujících a invertujících měničů mohou sledovat periodické vztahy.
- Ověřit výsledky simulací a porovnat výsledky numerické metody s analytickou aproximací.

Vedlejší cíle práce:

- Zhodnotit kvalitu výsledného sledování žádané trajektorie.
- Prozkoumat při jakých podmínkách dojde při adaptivním řízení k destabilizaci systému.

3 Zvolené metody řešení, jejich zdůvodnění a struktura práce

Zde bude uvedeno zdůvodnění použitých metod řešení pro disertační práci. Konkrétně se jedná v našem případě o simulační experimenty, sledování žádané trajektorie nelineárního systému s proměnnými parametry.

Zvolené metody řešení a vztahující se matematický aparát k řešení a výpočtu řízení měničů nalezneme v teoretické části, kde najdeme potřebné teoretické znalosti. Zde se budeme věnovat charakteristice použitého matematického aparátu pro metody řešení z praktické části.

Pro splnění cílů disertační práce bylo nejdříve nutné popsat systém a následně z těchto rovnic vytvořit ODE. Řešení této rovnice je odvozeno v praktické části a pro řízení je použit klouzavý režim řízení.

Pro adaptivní regulaci napěťových měničů byl vybrán klouzavý režim řízení z důvodů velké robustnosti proti velkému souboru poruch nebo modelové nestabilitě. Jako další výhoda pro použití tohoto řízení se jeví menší potřeba informací v porovnání s klasickými řídicími technikami. Pro základní pochopení problematiky klouzavého režimu řízení jsou v teoretické části popsána základní pravidla a principy řízení.

Výhody použití klouzavého režimu budou podrobně dokumentovány v kapitole 7 teoreticky a v kapitole 8 na simulačních experimentech, kde budou popsány výsledky sledování žádaného sinusového napětí. Také v literatuře nalezneme popsané přednosti klouzavého režimu [52], [39].

Galerkinova metoda poskytuje algoritmus, jenž nalézá řadu rovnic, jejichž řešení jsou použita k postavení sekvence aproximovaných periodických řešení k periodickému vstupnímu vztahu proudu. Tyto techniky použijeme pro řešení v teoretické (odvození rovnic) i praktické části (výpočet koeficientů do simulace).

Navzdory numerickému řešení ODE je účelné uvažovat analytickou aproximaci, proto je uvedena tato Galerkinova metoda jak v teoretické, tak v praktické části, konkrétně tedy v šesté a osmé kapitole.

Metoda harmonické rovnováhy je obecná metoda pro předpověď a aproximaci v nelineárních řídicích systémech. Hlavní myšlenkou je reprezentovat předpokládané numerické řešení pomocí Fourierovy řady, zkrácené a n -harmonické, s přihlédnutím na

frekvenci a množinu Fourierových koeficientů, které uspokojí rovnice dynamického systému.

Ve funkcionální analýze s více obecným nastavením operátorů v Hilbertových prostorech a úplných ortonormálních systémech, je Harmonická rovnováha speciální případ Galerkinovy metody.

V praktické části nalezneme metody řešení úlohy pro různé měniče a poukazujeme na rozdíly v řízení těchto různých typů měničů. Ve výkladu pak nalezneme jak jednoduché, spíše teoretické příklady, tak i složitější příklady vyskytující se v praxi.

3.1 Uspořádání disertační práce

V úvodu je popsáno téma disertační práce a je zde nastíněna také v krátkosti problematika měničů. V další kapitole jsou uvedeny cíle práce. U cílů disertační práce je popsáno, jak souvisí se vztahem k problematice řízení měničů a co je možné od disertační práce očekávat.

V další kapitole nalezneme zvolené metody řešení, kde jsou uvedeny důvody a výhody jejich použití. U zvolených metod zpracování problému je uvedeno, jak lze řešit „sledovací problém“ v neminimální fázi. Je zde zdůvodněno, proč jsou použity jednotlivé matematické metody řešení, návrhy řešení problému a jejich ověření simulačními experimenty. Navíc je zde vysvětleno, kdy a v jakých případech jsou tyto postupy použity.

V kapitole 3.1 a 3.2 dále nalezneme rozdělení práce na jednotlivé části včetně speciálního přehledu pro praktickou část. Zdůrazněno je také členění a struktura práce s odkazem na jednotlivé kapitoly.

V následující kapitole Přehled současného stavu nalezneme jak rešerše publikací a literatury pro klouzavý režim řízení, tak ale rovněž pro adaptivní regulaci. Dále zde uvedeme stav a vývoj klouzavého režimu řízení a jeho charakteristiky.

Poté se budeme věnovat problematice měničů v rozsáhlé kapitole teoretické části s názvem Přehled měničů - spínané zdroje, jejich charakteristikám a schémátům. Je zde nastíněno také jejich použití, srovnání a současný stav. Odvození diferenciální rovnice, které je zde pro zvyšující a invertující zařízení, použijeme dále v praktické části.

Jako teoreticko-metodologická část jsou tudíž pojaty kapitoly 5 až 7. Je zde popsána část matematických postupů použitých v další praktické části.

Pokračováním teoretické části je podkapitola o nelineárních systémech. Na tomto místě je popsána úvodní charakteristika pro porozumění vlastnostem těchto systémů, jejich rozdělení, srovnání se systémy lineárními a jejich typické znaky.

V další podkapitole je nastíněna problematika stability systémů, jež je srovnána se stabilitou v systémech lineárních. U nelineárních systémů je pojem stabilita značně širší a prostředky pro vyšetřování stability mohou vést k obtížně řešitelným rovnicím, což řeší představení metody LaSalle.

Proto zde najdeme analýzu stability nelineárních systémů, kde bude naším úkolem ověřit vlastnosti výsledného systému za předpokladu, že již bylo navrženo zpětnovazebné řízení. V případě asymptotické stability trajektorie konverguje k rovnovážnému stavu. Jako potvrzení stability je použita metoda přibližné linearizace. Dále je popsána Ljapunova metoda, Ljapunova funkce a právě princip LaSalle.

V další části nalezneme osvětlení principů Galerkinovy metody, neboť je v simulaci použito aproximované analytické řešení. Tato metoda je charakterizována aproximováním řešení diferenciálních rovnic. Popisuje se zde také odvození rovnic pro naši simulaci.

Důležitým pomocníkem v úloze odhadování fiktivních stavových veličin je tzv. stavový pozorovatel, což je model, jenž přibližně v reálném čase odhaduje tyto stavové veličiny, které jsou nezbytnou součástí řízení stavovou zpětnou vazbou. Proto je podkapitola 6.4 velmi důležitá pro vlastní sledování. Pro nedostupné stavové proměnné je zde ukázáno jejich odhadování pomocí pozorovatele stavu. V praxi to znamená vytvoření modelu pracujícího v reálném čase paralelně s řízeným objektem a přizpůsobujícího se měřeným vstupům a výstupům. Dále je tu popsána pozorovatelnost a pozorovatelnost redukováného řádu a její kritérium.

Následující kapitola je mnohem rozsáhlejší, neboť pojednává o použitém řízení. V našem případě byl zvolen klouzavý režim řízení. Jsou zde objasněny výhody tohoto řízení a srovnání s ostatními řídicími technikami. Nalezneme zde také odvození řízení použité následně v simulaci.

V obsáhlé kapitole 8 najdeme analytickou (praktickou) část, kde jsou popsány metody řešení, výpočty, odvození a simulace sledování měničů, a předchozí teorie je zde použita na praktických příkladech. Tato kapitola je rozdělena podle dvou simulací na dvě základní části, které jsou popsány níže v další podkapitole.

V simulacích je použito robustní řízení, protože v reálných podmínkách dochází ke změnám nelineárního podsystému, poruchy nejsou vždy měřitelné a mohou vést k nestabilitě. Proto se využívá průběžný výpočet zpětnovazebného řízení a je aplikován klouzavý režim řízení.

Pro praktické řešení simulace byla vytvořena kapitola 9, kde je z odvozených matematických rovnic vytvořen program pro simulaci. Jsou zde okomentovány důležité části programu včetně převodu výsledků do grafické podoby.

V závěrečné části práce, tj. v kapitole desáté, je zahrnuto zhodnocení dosažených výsledků a jejich ověření v simulačních experimentech ve vztahu k cílům práce. Závěr také pojednává o potvrzení hypotéz a otevírá nové možnosti k další práci.

Poté následuje seznam použité literatury, zdroje z www stránek a publikace autora. Na úplném konci této práce je v přílohách uveden zdrojový kód provedených simulací.

3.2 Přehled praktické části

a) První praktická část:

Jak již bylo zmíněno, v praktické části se budeme zabývat sledováním nelineárních napěťových měničů. Jedná se o systém s časově proměnnými parametry.

Řízení vykonává nepřímé asymptotické sinusové sledování napětí. Abelova obyčejná diferenciální rovnice je řešena za použití Fourierova rozvoje. Jsou zde řešena adaptivní schémata. Výhodou použití DC proudových zdrojů je vysoká produktivita a nízká hmota.

Matematicky se dají reprezentovat jako nelineární časově proměnné dynamické systémy. Model je systémem s proměnnou strukturou vzhledem ke snášení náhlých

topologických změn, řízenými akcemi nespojitého řízení nelineárních řídicích technik. V našem případě se jedná o klouzavý režim řízení v regulaci DC/DC napěťových měničů.

V této práci byly pro regulaci zvoleny zvyšující měniče jako základní příklad. Pro praktické využití jsou použity invertující měniče. Přímé řízení vede na systém s neminimální fází, tudíž na nestabilní regulátor, proto je použito nepřímé řízení. Uvažujeme použití neznámých parametrů.

V úvodu praktické části je potřeba modelovat základní nelineární měnič. Je vytvořena ODE a navržena klouzavá rovina a řízení. V následující podkapitole je specifikována úloha pro řešení, odhad parametru γ , optimalizace přechodového děje a numerická integrace.

Důležité je upozornit na poslední kapitulu, kde jsou popsány zdrojové kódy v přílohách. Pro první praktickou část je zdrojový kód v MATLABu.

b) Druhá praktická část:

Hlavní náplní druhé části je robustní sledování napěťového měniče se zavedením pozorovatele. Pozorovatel odstraňuje citlivost zařízení na zátěžovou odchylku, dále pozorovatel identifikuje poruchový parametr a umožní sledování periodického signálu v zátěžových odporech on-line aktualizací vstupního proudu skrze první Galerkinovu aproximaci řešení ODE.

Robustním sledováním DC/DC nelineárních napěťových měničů se zabývá podkapitola 8.2. Použití těchto měničů přepínacího režimu je pro zdrojové převodníky a ukazujeme návrh topologie invertorů, jež mají vyšší napětí, než je stejnosměrný vstup. Klíčem je ve spojení zátěže přes dva DC/DC zvyšující měniče.

Součástí je vylepšení řízení proti citlivosti na vnější odchylky a parametrické nejistoty použitím robustní strategie. Používáme algebraickou metodu pro on-line identifikaci nejistých parametrů v úloze sledovat trajektorie pro zvyšující měnič a invertor.

Nepřímé proudové řídicí schéma představuje klíč k této otázce. Je prováděna on-line aktualizace vztahu proudu podle variací parametru odchylky, jedná se

o částečný typ klouzavého řízení a je navržena pozorovací odchylka s proporcionální dynamikou ke sledovací chybě výstupního napětí. On-line aktualizace vstupního proudu se provádí pomocí první Galerkinovy aproximace vztahu proudu.

V další podkapitole je představen stavový prostor bilineárního systému, dále je vytvořena ODE, kterou nelze analyticky řešit. Navazujeme zde na vztahy odvozené v teoretické části.

Následuje podkapitola, v níž je srovnána Galerkinova metoda s přesným řešením, kde také navazujeme na vztahy odvozené v teoretické části, poté je představeno adaptivní schéma včetně aplikace LaSalleova principu a Ljapunovy metody pro autonomní systém v implicitním adaptivním schématu.

V další podkapitole se již dostáváme k dosažení robustního sledování sinusového vztahu.

V poslední podkapitole jsou uvedeny výsledky simulací této druhé praktické části.

Nejdříve byla vytvořena ukázka řízení výstupního napětí, které sleduje žádaný vztah. Jedná se o situaci bez uvažování poruchy vstupující do systému. V jednom případě je zobrazena také práce klouzavého režimu řízení.

Nejdůležitější je následné zobrazení a detaily důležitých proměnných, jako je odezva napětí a proudu na poruchu, a s nimi jsou vyobrazeny změny parametrů systému a práce klouzavého řízení. Také zde nalezneme vyhodnocení relativních chyb sledování pro různě nastavené systémy a řízení, a to před a po optimalizaci.

Jako další téma je zde ukázka destabilizace adaptivního řízení s podstatnými detaily.

V této poslední podkapitole je provedena simulace pomocí programu v jazyce C a vizualizace simulace je provedena v programu MATLAB. Také zde najdeme zhodnocení této simulace a výsledků.

4 Přehled současného stavu

V této kapitole se zaměříme na současný stav řízení. Stav techniky je popsán v následujících podkapitolách a dále je důležité poznamenat, že v úvodech praktických částí jsou uvedeny rešerše ke konkrétní problematice. Navíc také nalezneme v textu odkazy na literaturu, ze které vycházíme při řešení úlohy a která se konkrétně uvedenému tématu věnuje. Dále je uvedeno srovnání našeho řešení s řešením uvedeným v literatuře. Zde rozebereme podrobněji česky psané zdroje z hlediska řízení, aktuální problematiku při použití měničů ze zdrojů zahraničních a klouzavý režim řízení.

4.1 Dostupné česky psané zdroje z hlediska řízení

V česky psané literatuře nalezneme následující publikace, které se věnují jak adaptivnímu řízení, tak rovněž klouzavému režimu.

V první řadě je potřeba zmínit práce naší univerzity ohledně použití klouzavého režimu. Konkrétně se jedná o *Regulátor s klouzavým režimem* od pana Petra Mrázka z Fakulty mechatroniky, informatiky a mezioborových studií [34]. Klouzavý režim je zde představen na praktických příkladech při řízení servomechanismů. V bakalářské práci pana Martina Langmajera s názvem *Řízení DC/DC konvertoru* [31] nalezneme také řízení v klouzavém režimu, kde autor ověřuje výhody klouzavého režimu řízení na invertoru. Simulaci řeší autor v prostředí MATLAB/Simulink.

Řízením v klouzavém režimu se také zabývá příspěvek ze Západočeské univerzity z Fakulty aplikovaných věd od autorů Miloše Schlegela a Jiřího Mertla s názvem *Regulátor s klouzavým režimem pro řízení teploty procesů s topením a chlazením* [43]. V tomto příspěvku se autoři věnují regulaci teploty procesů s dvoustavovým topením a dvoustavovým chlazením. V tomto případě kvůli asymetrickému procesu nelze použít PID regulaci, a proto je představen robustní regulátor, který je řízen pravidly klouzavého režimu. Další publikací je diplomová práce od pana Krejčího s názvem *Pokročilé techniky řízení pohybu pro mechatronické aplikace* [30], kde je také aplikováno řízení v klouzavém režimu.

Co se týče adaptivního řízení, měli bychom zmínit diplomovou práci Terezy Vaňkové s názvem *Adaptivní regulátory s principy umělé inteligence a jejich porovnání s klasickými metodami identifikace* [53]. Autorka se zde věnuje adaptivním regulátorům a ověřování algoritmu na simulačních a reálných modelech. V teoretické části je popsána parametrická identifikace. Popisuje zde klasické identifikační metody a dále jsou uvedeny identifikační metody na bázi neuronových sítí.

Další publikací zabývající se adaptivním řízením je diplomová práce od Jaroslava Neuhausera s názvem *Adaptivní řízení elektrohydraulických servomechanizmů* [36]. Je zde nastíněna problematika a použití elektrohydraulických zatěžovacích strojů. V teoretické části se autor věnuje rekurzivní identifikaci parametrů systému a sledování parametrů systému, které se s časem mění. Je použit adaptivní algoritmus řízení místo PID regulace.

4.2 Zdroje zabývající se aplikacemi měničů v nových technologiích

V zahraniční literatuře najdeme nejširší počet praktických i teoretických témat v aplikacích, které používají adaptivní řízení, klouzavý režim řízení i napěťové měniče.

Závěrečná práce pana Milasiho [32] z univerzity v Albertě se zabývá velmi podobným tématem, jaké je předloženo v této práci. Používá měniče VSC (Voltage source converter) jako zdroje napětí. Adaptivní řízení zde vede také ke zlepšenému sledování napětí, kompenzaci vyšších harmonických kmitů a robustnosti vůči chybě modelu. Ljapunova funkce je zde odvozena, aby ukázala, že návrhy vypracované v této závěrečné práci zprostředkují asymptotickou konvergenci trasovací chyby.

V příspěvku mezinárodní konference řízení a informačních technologií z roku 2014 nalezneme publikaci s názvem *Adaptive Nonlinear Control of Single-Phase Inverters for UPS Applications: Average Performance Analysis* [1].

V tomto příspěvku se dočteme o použití DC-AC spínaných zdrojů v nepřerušitelných zdrojích napájení. Úlohou je zde také vytvářet na výstupu systému sinusoidální napětí s amplitudou a frekvencí stanovenou výchozím signálem. Regulátor je navržen podle pravidel adaptivního řízení a tvrzení Ljapunovy stability.

V loňském roce vzniklo důležité dílo, které se týká našeho tématu, a to *Output-Feedback nonlinear Adaptive Control Strategy of Three-phase AC/DC Boost Power Converter for On-line UPS Systems* [28]. Autoři se zde věnují úloze řízení třífázového zvyšujícího měniče, který je uvažován pro nabíjení baterií nepřerušitelného zdroje energie UPS. Tato publikace se zabývá obtížnými tématy, jako je např. úspěšné zvládnutí řídicích cílů při uspokojivém vyregulování účinníku, spojení elektrické sítě UPS a překonání obtíží vzniklých díky velkému počtu stavových proměnných. Je proto použit kaskádový nelineární adaptivní regulátor, který používá Ljapunovu techniku návrhu řízení.

Disertační práce [24] s názvem *Nonlinear dynamics of DC-DC converters* poukazuje na řešení, která se používala dříve, kdy byla řada úloh linearizovaných blízko pevného bodu. V této disertační práci se snaží autor řešit stejné úlohy pokročilou nelineární matematikou na systémech výkonové elektroniky spolu se stabilitou procesu. Vzhledem k tomu, že je pouze málo prací, které se zabývají šumem při digitálním řízení, například z důvodu požadavků intenzivního studia této problematiky, což je časově náročné a také je nutné porozumět nelineární dynamice a navrhnout přesná a ekonomická řešení. Je také cílem této práce se věnovat těmto otázkám.

Článek autorů [33] pana Valenzuely a Garcii-Alarcona pod názvem *On Control of a Boost DC-DC Power Converter under Constrained Input* předkládá nový regulátor pro zvyšující DC-DC napěťové měniče. Toto nové řídicí schéma bere v úvahu skutečnost, že pracovní cyklus je omezený fyzikálně povolenými hodnotami. Numerickými simulacemi autoři předkládají jejich návrh řízení při použití pozorovatele.

Jako významnou publikaci, co se týká mobilních telefonů, je práce pánů Kannabirana a Alagarsamiho s názvem *Unified control of DC-DC buck converter using dynamic adaptive controller for battery operated devices* [27]. Cílem této práce je zlepšení odezvy DC-DC měniče systému s uvažováním parametrických nejistot. Jako metodika je použit klouzavý režim řízení a PID regulátor. Představená práce adresuje rozličné problémy na sjednoceném přístupu pro návrh a aplikaci PWM, která je založena na digitálním adaptivním klouzavém režimu (ASM), jako technice řízení na snižovací měnič pro mobilní telefony operující ve spojitém režimu přenosu a nespojitým režimu přenosu. Akční veličina je plánována na monitorování výstupních zátěžových

podmínek a adaptivní změny řídicích parametrů, abychom získali optimální dynamiku výkonnosti odpovídající změnám zátěže.

Stabilita je vyšetřována pomocí Ljapunova kritéria stability a systém se ukazuje jako globálně asymptoticky stabilní. Nakonec autoři předkládají efektivnost navržené metody na simulačním experimentu.

V závěrečné práci z roku 2015 s názvem [55] *Modelling and adaptive control of a DC-DC buck converter* se autor zabývá použitím DC-DC měničů, konkrétně zeslabovacím měničem, který je použit v této práci. Autor používá dva přístupy řešení úlohy. Jeden z nich spočívá v přístupu srovnání pólů a nul, který zprostředkuje jednoduchou diferenciální rovnici v diskrétním čase. Nadto se autor věnuje novému alternativnímu způsobu adaptivního schématu, který nezávisí jen na odhadu parametrů systému a je vsazený do LMS algoritmu.

V publikaci s názvem *Adaptive control of a voltage source converter for power factor correction* [3] se autoři zabývají adaptivním řízením pro třífázový měnič zdroje napětí (VSC), chovajícího se jako elektrický synchronní kompenzátor, aby docílili vyrovnání napěťového faktoru. Navrhovaná metoda se vyznačuje aproximovaným nelineárním modelem třetího řádu VSC, která přihlíží k neurčitostem ve třech systémových parametrech.

Signifikantní tvorbou v minulém roce můžeme označit ty publikace, které se zabývají obnovitelnými zdroji energie, ať už jsou to solární panely, větrné elektrárny, energie z mořských vln nebo hybridní energetické systémy.

Jako například v publikaci [58] *Data-Driven Control for Interlinked AC/DC Microgrids via Model-Free Adaptive Control and Dual-Droop Control* jsou použity měniče pro koordinované sdílení napětí v otázkách AC/DC microgrid elektrických sítí.

Je zde použito adaptivní řízení napětí v sekundárním řízení, které se vyznačuje jako řízení vnitřní smyčky bez znalosti modelu řízeného daty. Primární řízení je určeno vnější smyčkou s dual-droop řídicí metodou. Pro stabilitu systému je také použita Ljapunova metoda.

V rámci hybridních systémů můžeme nalézt publikaci s názvem *Adaptive control paradigm for photovoltaic and solid oxide fuel cell in a grid-integrated hybrid*

renewable energy system – [35]. V této práci je popsána simulace různých energetických zdrojů, kde je navrženo nepřímé adaptivní řízení s porovnáním ke konvenčnímu PI řídicímu systému.

4.3 Stav klouzavého režimu

Pro provedení simulací řízení napěťových měničů byl zvolen klouzavý režim řízení, jehož hlavní výhody budou popsány v této kapitole. Budou zde pro tuto techniku vysvětleny hlavní rysy a charakteristiky včetně vzniku této metody.

Mnoho fyzikálních systémů potřebuje přirozeně použití nespojitých členů v jejich dynamice. To je například případ mechanických systémů se třením. Tento fakt byl rozpoznán a výhodně využíván od počátků 20. století pro regulaci velkého množství rozdílných dynamických systémů. Podstatou tohoto nového přístupu byla teorie diferenciálních rovnic s nespojitou pravou stranou, kde byly průkopníky akademické skupiny bývalého Sovětského svazu.

Na těchto základech se objevila uprostřed 20. století nespojitá zpětnovazební řídicí strategie pod názvem teorie systémů s proměnnou strukturou. V tomto hledisku mají vstupy řízení specificky hodnoty z diskrétní množiny, jako například krajní limity relé, nebo mají hodnoty z omezené skupiny předem specifikovaných zpětnovazebních řídicích funkcí. Logika přepínání je navrhována tak, že vlastnost kontrakce (zužování) ovládá dynamiku systému s uzavřeným regulačním obvodem, což tudíž vede ke stabilizaci na přepínací ploše (manifoldu) a navozuje požadované trajektorie. Na základě těchto principů byla vytvořena jedna z nejoblíbenějších technik, byla vyvinuta v padesátých letech minulého století a popularizována v klíčovém dokumentu od pana Utkina [52]: *Klouzavý režim řízení*. Hlavním rysem této techniky je výběr přepínací plochy ve stavovém prostoru podle požadované dynamické specifikace systému s uzavřeným regulačním obvodem. Logika přepínání, a tudíž zákony řízení, jsou navrhovány tak, že stavové trajektorie dosáhnou plochy a zůstanou na ní.

Největší výhody této metody jsou:

- její robustnost proti velkému druhu odchylek nebo modelové neurčitosti,
- potřeba menšího množství informací v porovnání s klasickými řídicími technikami,

- možnost stabilizovat některé nelineární systémy, které nejsou stabilizovatelné zákony spojitě stavové zpětné vazby.

První implementace měly podstatný nedostatek: akční členy musely zvládnout řídicí akce vysokých frekvencí dvojpohového typu regulace, které mohly způsobovat předčasné opotřebení, nebo dokonce zničení. Tento jev byl hlavní překážkou k tomu, aby se tyto techniky staly úspěšné v průmyslové komunitě. Nicméně tato hlavní nevýhoda, nazývaná kmitání, mohla být redukována, nebo dokonce potlačena použitím technik jako jsou: nelineární zesílení, rozšíření dynamiky nebo použitím více současných strategií, jakou je řízení klouzavého režimu vyššího řádu. Jakmile bylo omezení klouzavé funkce (OKF) zvoleno podle některých specifikací návrhu (stabilizace dynamiky nebo trasování), pak se mohou objevit dvě těžkosti:

1) OKF by mělo být prvního relativního stupně: (první derivace pro tuto funkci v závislosti na čase) řízení by se mělo objevit za účelem zajistit existenci klouzavého pohybu.

2) OKF může záviset na celkovém stavu (a nejen na měřených výstupech).

Abychom obešli 1) můžeme použít nové OKF prvního relativního stupně. Další slibná alternativa k této těžkosti je založena na návrhu regulátoru klouzavého režimu vyššího řádu. Pokud jde o 2), tak jestliže OKF závisí na ostatních proměnných, než jsou měřené výstupy, pak je přirozené řešení poskytnuto návrhem pozorovatele. Tento přístup má jednu výhodu, kterou je přirozené filtrování měření. Ovšem nevýhodou je v tomto případě fakt, že třídy přípustných odchylek jsou redukovány, poněvadž odchylka musí odpovídat dvěma podmínkám: jedna pro řízení a druhá pro pozorovatele.

V současnosti nabývají tyto typy technik na významu. Nyní mohou získat větší oblíbenost v průmyslové komunitě: jsou totiž relativně jednoduché na implementaci, ukazují vysokou robustnost a jsou také aplikovatelné na složitější úlohy. Konečně, bylo již vyvinuto mnoho aplikací:

- řízení elektrických motorů, DTC,
- pozorovatelé a rekonstrukce signálu,
- mechanické systémy,
- řízení robotů a manipulátorů,

- magnetická ložiska.

Na základě těchto faktů zkombinovalo na tomto poli své úsilí několik aktivních badatelů díky podpoře mnoha francouzských institucí a představili nové trendy v klouzavém režimu řízení.

Za účelem zřetelně prezentovat nové trendy je nejprve nezbytné získat historický přehled klasického klouzavého režimu, o čemž je pojednáno v kapitole 7 o klouzavém režimu řízení. Ve stejném způsobu myšlení je důležité připomenout a představit z čistě vzdělávacího hlediska matematické pozadí pro nespojitě diferenciální rovnice.

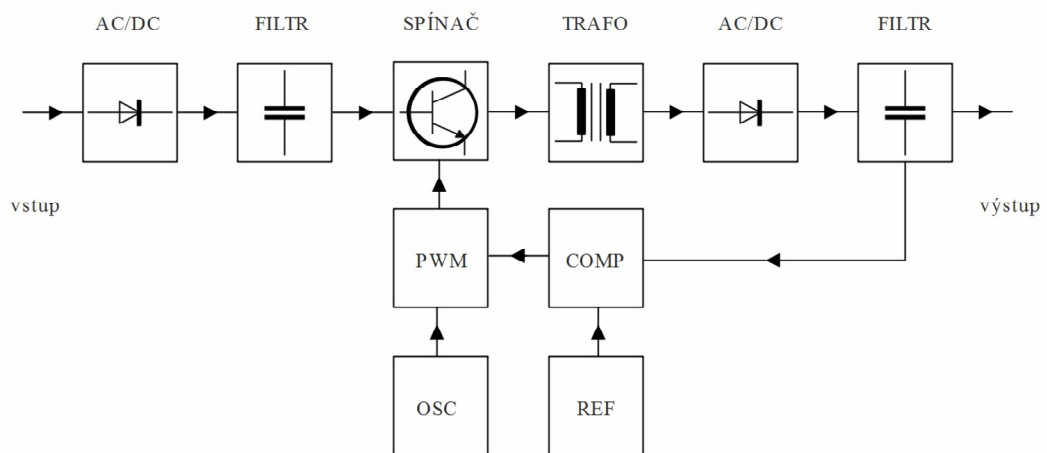
Novým konceptem systémů s proměnnou strukturou je dále klouzavý režim vyššího řádu. Tento návrh řízení je přirozeně motivován omezeními klasického klouzavého režimu a dnes je již zcela potvrzen matematickým pozadím.

5 Přehled měničů - spínané zdroje

Použití spínaných zdrojů neustále roste a stává se převažující na trhu. Je to zejména v důsledku výhod, kterými jsou malá hmotnost, objem a velká účinnost. Bohužel je však v praxi obtížné tyto zdroje navrhovat a také výběr součástek je problematictější než u zdrojů lineárních (se spojitou regulací).

Pokud bychom chtěli dále srovnávat spínané zdroje s lineárními regulátory, pak jejich výhodou je vysoká účinnost, což je důležité zejména v aplikaci pro simulaci v této disertační práci, kde je omezený výkon dodáván z baterií. V neposlední řadě je dále jejich velkou výhodou také malá váha a rozměry. Vzhledem k tomu, že spínané zdroje mají vysoký pracovní kmitočet, je filtrovatelnost zbytků střídavé složky snadná. S vysokým pracovním kmitočtem samozřejmě souvisí i vyšší cena jednotlivých součástek, které musí při takto vysokých kmitočtech pracovat spolehlivě.

Na obrázku 5.1 nalezneme základní části, ze kterých je spínaný zdroj složen. Velká řada informací byla čerpána z [29].



Obr. 5.1: Obvyklá struktura spínaného zdroje [29]

Ne vždy ale musí mít také výstupní filtr a vstupní usměrňovač. Spínaný zdroj je charakterizován stejnosměrným vstupním napětím, pokud možno co nejvíce zbaveného střídavé složky, která vzhledem ke svému nízkému kmitočtu snadno projde celým filtrem až na výstup.

Pracovní režimy spínaných zdrojů jsou podle dvou možností vstupu dvě, buď je vstupní napětí stejnosměrné, nebo střídavé. V prvním případě nejsou nároky na vstupní filtr veliké, obvykle je jen velmi malý vnitřní odpor. V druhém případě je nutné vstupní napětí usměrnit vstupním usměřňovačem, a poté důkladně vyhladit jeho zbytkové zvlnění vstupním filtrem. Oba prvky, usměřňovač a vstupní filtr, musí být dostatečně účinné, což vede k použití usměřňovacích diod vhodných parametrů (prakticky libovolných), ale filtrační členy (RC, LC) musí být velmi kvalitní.

Vstupní napětí budeme dále transformovat a k tomu ho převedeme na střídavý tvar, což provedeme pomocí vysokofrekvenčních spínacích tranzistorů, které vytvoří střídavý obdélníkový průběh. Vlastní transformace velikosti napětí probíhá buď na indukčnosti, nebo na transformátoru. Výstupní střídavé napětí je nutné usměrnit a opětovně vyfiltrovat obsah jeho střídavé složky. Vzhledem ke vstupním obvodům jsou vysoké požadavky kladeny na diody, které musí vykazovat usměřňovací efekt na pracovním kmitočtu. Vzhledem k tomu, že výstupní filtr pracuje na vysokém kmitočtu, nejsou na něj kladeny vysoké požadavky, protože jeho filtrační účinky jsou výborné.

Spínané zdroje jsou řízené zpětnou vazbou, která snímá velikost výstupního napětí, nebo velikost vstupního (výstupního) proudu a pomocí logiky řídí spínání tranzistorů.

Z předchozího plyne, že podmínkou k činnosti spínaného zdroje je stejnosměrné vstupní napětí. Pokud tomu tak není a je napájen ze sítě, pak je nutné mít na vstupu usměřňovač síťového napětí a vyhlazovací kondenzátor. Poté se převede stejnosměrné vstupní napětí na napětí střídavé. K tomu se používají vysokofrekvenční spínací tranzistory, které vytvoří střídavý obdélníkový průběh.

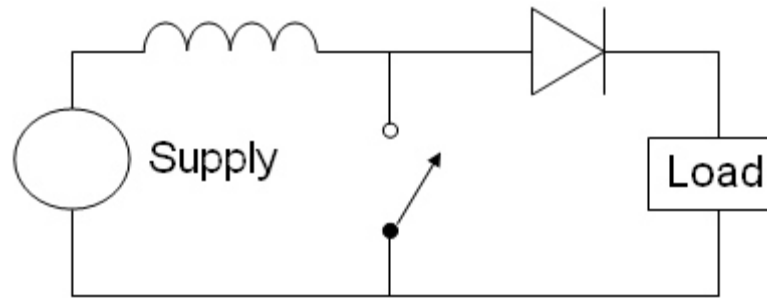
Dle funkčního zapojení rozdělujeme spínané zdroje do několika skupin:

A: Obvody bez indukce, násobí střídavé napětí pomocí usměřňovačů. Toto střídavé napětí je generováno pomocí spínacích tranzistorů.

B: Zapojení cívky do série se spínačem - jedná se o spínaný zdroj, kde výstup má nižší napětí, než je napětí vstupu. Anglicky se měniče označují jako Step-down, nebo Buck.

C: Obvody, které mají zapojení cívky do série se spínačem, a spínač je uzemněn. Anglicky se tyto měniče označují jako Step-up nebo Boost. Budou významné při simulaci v této disertační práci, a proto si jejich činnost popíšeme. Spínač je obvykle tvořen prvky MOSFET, IGBT nebo BJT.

Jejich základní schéma je na obrázku níže:

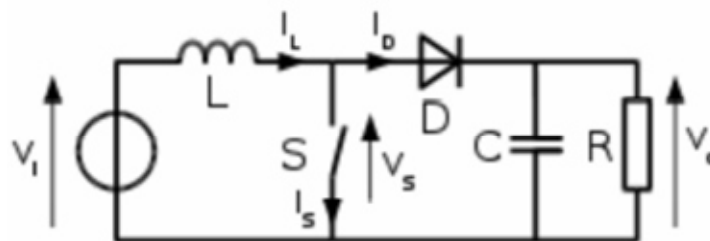


Obr. 5.2: Základní schéma zvyšujícího měniče [www 1]

Výše uvedený měnič je třídou spínaných zdrojů obsahující nejméně dva polovodiče (diodu a tranzistor) a nejméně jeden zdroj energie, kondenzátor, cívku a nebo oba dva zapojené v kombinaci. Filtry jsou tvořeny kondenzátory, někdy v kombinaci s cívkou, a jsou přidány na výstup spínaného zdroje kvůli redukci zvlnění napětí.

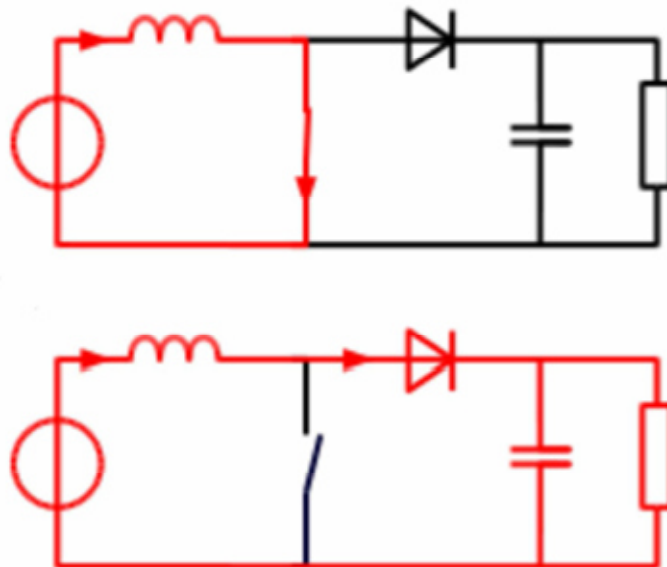
Operační režimy si nyní popíšeme, protože jsou klíčové pro funkci tohoto měniče. Klíčovým prvkem je to, že cívka zvyšujícího měniče má tendenci bránit změnám proudu vytvářením a ničením magnetického pole.

1. Pokud je spínač zavřený, proud teče skrz cívku ve směru hodinových ručiček a cívka ukládá energii generováním magnetického pole. Polarita levé strany cívky je kladná.
2. Pokud je spínač otevřený, proud bude redukován, protože je vyšší odpor. Magnetické pole vytvořené předtím bude zničeno, aby se udržel proud skrz zátěž. Tudiž bude otočena polarita. Výsledkem dvou zdrojů v sérii bude vyšší proud skrz diodu.



Obr. 5.3: Zvyšující měnič schematicky s označením veličin [www 1]

Režimy schematicky:



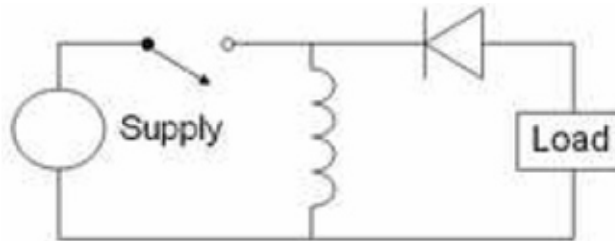
Obr. 5.4: Dvě konfigurace zvyšujícího měniče, které závisejí na stavu spínače [www 1]

Výše uvedené znamená, že při sepnutém spínači se výstupní kondenzátor vybíjí do zátěže. Aby se kondenzátor nevybíjel přes spínač, když je spínač sepnut, najdeme zde oddělení diodou, která je při sepnutém spínači polarizována v závěrném směru a nevede el. proud.

D: Obvody, kde je cívka zapojena do série se spínačem, a uzemněna je cívka.

V tomto obvodu je výstupní napětí menší, nebo může být i větší, než je napětí vstupní. Anglicky se tyto měniče označují jako Buck-Boost. Budou významné při simulaci v této disertační práci, a proto si jejich činnost také popíšeme.

Jejich základní schéma je na obrázku níže:

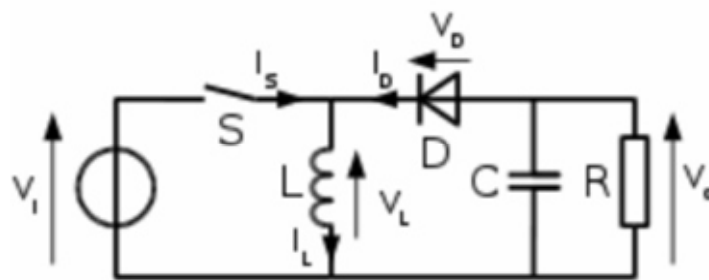


Obr. 5.5: Základní schéma invertujícího měniče [www 2]

Je třídou spínaných zdrojů obsahujících stejné funkční prvky jako měniče předchozí. Důležité zde budou také dvě topologie závislé na tom, jestli je spínač vypnut, nebo zapnut.

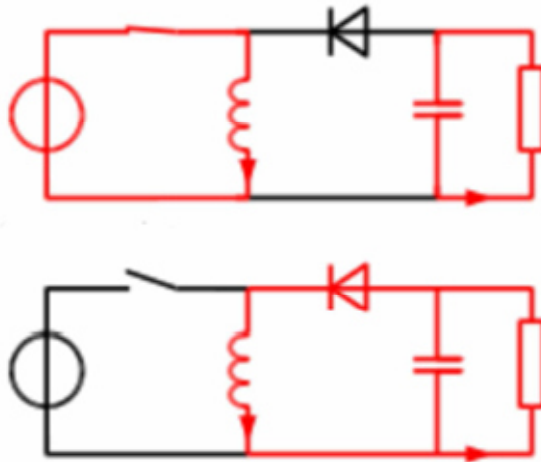
První topologie bude invertující. To znamená, že je výstupní napětí v opačné polaritě, než je vstup. V tomto případě se jedná o spínací zdroj s podobnou topologií, jako je zvyšující měnič. Výstupní napětí je nastavitelné podle cyklu zátěže přepínacího tranzistoru. Jednou z nevýhod tohoto měniče může být to, že spínač nemá vývod do země, což komplikuje elektrické zapojení.

Další topologií může být buď zeslabující nebo zvyšující měnič. Výstupní napětí bude mít stejnou polaritu jako vstup a může být buď menší, nebo větší než vstup. Tento neinvertující měnič může používat jednu cívku, která je použita pro oba dva – jak pro zvyšující, tak pro zeslabující měnič.



Obr. 5.6: Invertující měnič schematicky s označením veličin [www 2]

Režimy schematicky:

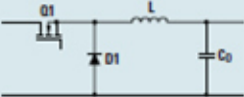
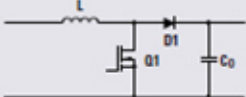
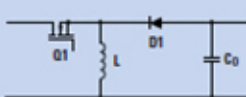
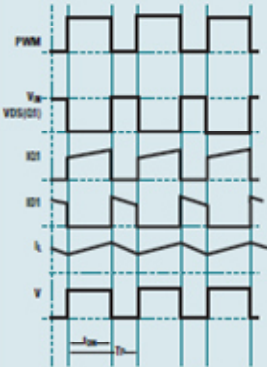
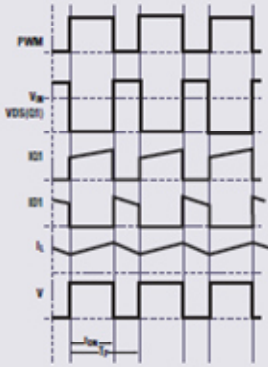
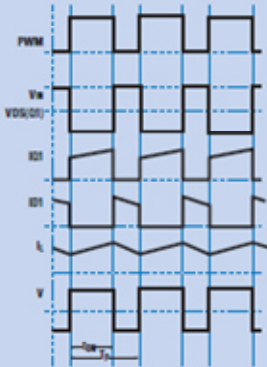


Obr. 5.7: Dvě konfigurace invertujícího měniče, které závisí na stavu spínače

[www 2]

Výše uvedené znamená, že po vypnutí spínače má cívka snahu pokračovat ve směru a velikosti proudu, který bude uzavírat přes nabíjený kondenzátor a diodu. Na kondenzátoru poroste napětí, ale v opačné polaritě výstupního napětí.

Přehledné schéma základních spínaných zdrojů nalezneme na obrázku 5.8 níže: Najdeme zde typ měniče, konfiguraci obvodu, ideální přenosovou funkci, hodnoty proudů, napětí a průběhy v čase.

Type of Converter	BUCK	BOOST	BUCK BOOST (Inverting)
Circuit Configuration			
Ideal Transfer Function*	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{t_{ON}}{T_P} \right) = D$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{T_P}{T_P - t_{ON}} \right) = \frac{1}{(1-D)}$	$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = - \left(\frac{t_{ON}}{T_P - t_{ON}} \right) = - \left(\frac{D}{1-D} \right)$
Drain Current*	$I_{Q1} (\text{max}) = I_{OUT}$	$I_{Q1} (\text{max}) = I_{OUT} \times \left(\frac{1}{1-D} \right)$	$I_{Q1} (\text{max}) = I_{OUT} \times \left(\frac{1}{1-D} \right)$
Drain Voltage*	$V_{DS} = V_{IN}$	$V_{DS} = V_{OUT}$	$V_{DS} = V_{IN} - V_{OUT}$
Average Diode Current*	$I_{D1} = I_{OUT} \times (1-D)$	$I_{D1} = I_{OUT}$	$I_{D1} = I_{OUT}$
Diode Reverse Voltage*	$V_{D1} = V_{IN}$	$V_{D1} = V_{OUT}$	$V_{D1} = V_{IN} - V_{OUT}$
Voltage and Current Waveforms			

Obr. 5.8: Přehled základních spínaných zdrojů [www 3]

5.1 Matematický model měničů

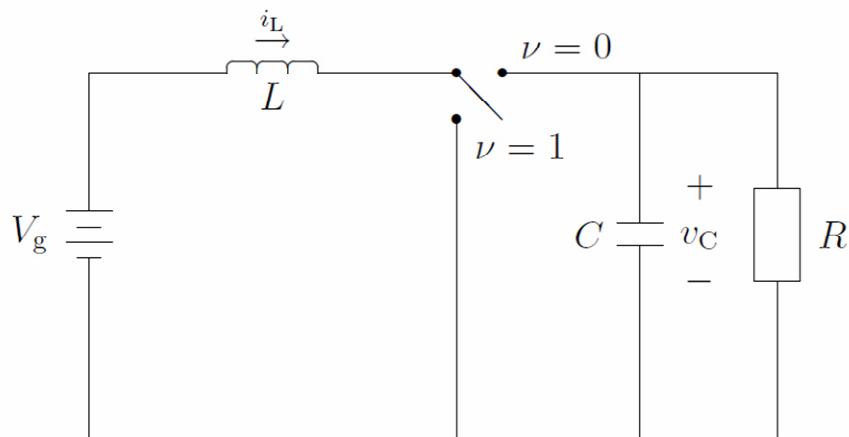
V této podkapitole nalezneme schéma a odvození rovnic použitých v simulaci. Dále odvodíme diferenciální rovnice pro dva typy měničů pro nelineární případ. Použijeme je v praktické části v kapitole 8.2.2 při řešení simulace. Ideální nelineární přepínací zvyšující a invertující zařízení dovolují obecnou stavově-prostorovou reprezentaci pomocí dvourozměrného bilineárního systému se dvěma stavovými proměnnými – proudem cívky i_L a napětím kondenzátoru v_C . Akce řízení ν mají hodnoty z diskrétní množiny $\{0,1\}$.

Konkrétně

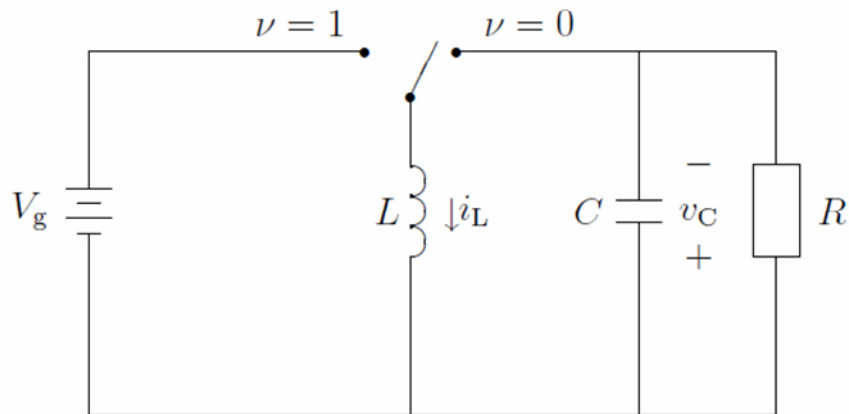
$$L \frac{di_L}{d\tau} = -v_C + \nu \cdot v_C + V_G \cdot [1 + k \cdot (\nu - 1)], \quad (5.1)$$

$$C \frac{dv_C}{d\tau} = i_L - \frac{v_C}{R} - \nu \cdot i_L, \quad (5.2)$$

kde je $k = 0$ pro zvyšující měnič a $k = 1$ pro invertor. C , L , R a V_g jsou podle pořadí hodnoty kondenzátoru, indukční cívky, zátěžového odporu a napětí zdroje.



Obr. 5.9: Zvyšující měnič



Obr. 5.10: Invertor

Pro systematický rozbor je vhodné uvažovat bezrozměrný model, který dostaneme záměnou proměnných

$$x = \frac{1}{V_g} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot i_L \quad (5.3)$$

$$y = \frac{1}{V_g} \cdot v_C, \quad t = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot \tau \quad (5.4)$$

a zavedením $\lambda = R^{-1} \cdot \sqrt{L \cdot C^{-1}}$ a $u = 1 - \nu$.

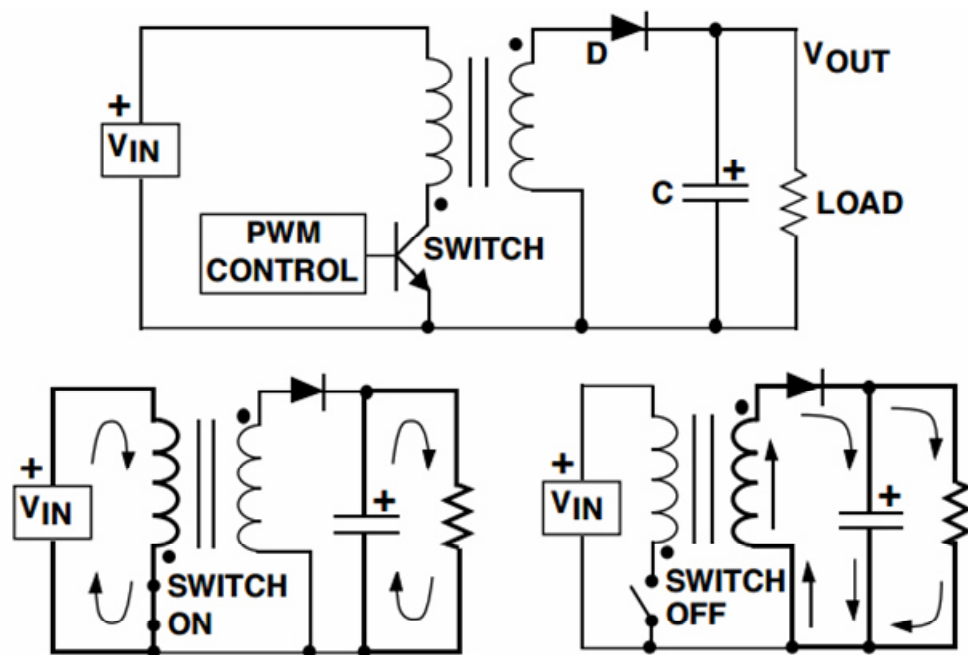
5.2 Zapojení spínaných zdrojů

Pro přehlednost a praktické užití zde uvedeme zapojení spínaných zdrojů [www 4] a [29]. Pro kompletní pochopení problematiky je nutné znát i vnitřní zapojení jednotlivých integrovaných obvodů, které se používají v reálném nasazení, jako například obvody od různých firem jako je Maxim, Texas Instruments a další. Přesto se nejvíce používají určitá zapojení a funkce a lze je rozdělit do několika základních skupin. Tato zapojení se nejvíce rozlišují podle způsobu přenosu energie z primárních do sekundárních obvodů.

1. Propustné zapojení, označováno jako FORWARD. Jedná se o přímý přenos energie přes transformátor. Pro lepší vysvětlení zmíníme, že pokud teče proud primárním vinutím při sepnutí spínače, pak také teče i sekundárním vinutím. Výše uvedené umožňuje polarita výstupní diody a polarita primárního a sekundárního vinutí vůči sobě.

2. Akumulující zapojení, označováno jako FLYBACK. Jedná se o zapojení, kde na sekundárním vinutí proud neteče v případě, že teče proud vinutím primárním. Je to díky polaritě výstupní diody. Energie je uložena v magnetickém poli transformátoru, a až přestane proudit proud primárním vinutím, pak teprve začíná protékat proud vinutím sekundárním.

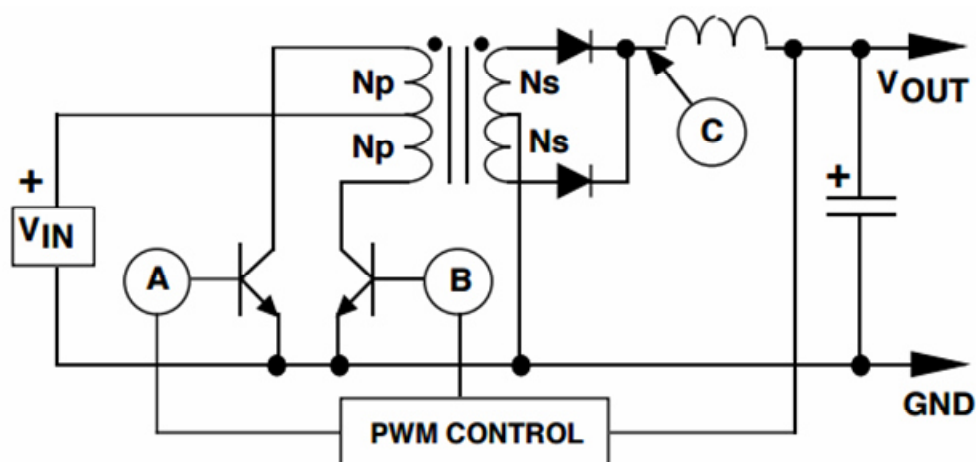
Příklad nalezneme na obrázku níže.



Obr. 5.11: Akumulující zapojení s jedním vstupem [www 4]

3. Dvojčinné zapojení, označováno jako PUSH-PULL. Jedná se o zapojení, kde je spínán proud do primárního vinutí se dvěma polaritami za pomoci dvou spínacích prvků. Jedná se o inverzní zapojení, kde jsou výstupní usměrňovače dvoucestné. V současnosti je většina těchto zdrojů buzena primárním vinutím oběma spínači.

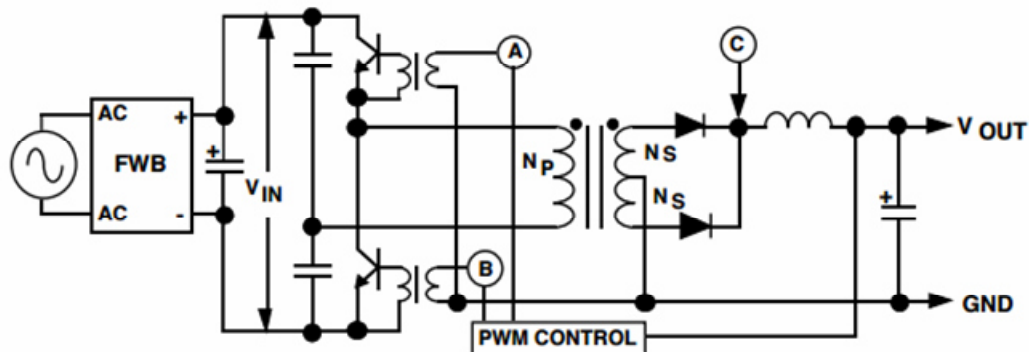
Příklad nalezneme na obrázku níže:



Obr. 5.12: Měnič s dvojjčinným zapojením [www 4]

4. Můstkové zapojení – polomost, označováno jako HALF-BRIDGE. Jedná se o odvozené zapojení z dvoucestného uspořádání z bodu 3. Může jich být celá řada podle uspořádání jednotlivých prvků v mostu. Nejčastěji se používají právě polomosty, kde je polovina mostu tvořena dvěma spínacími tranzistory a druhá polovina dvěma kondenzátory. Výhoda polomostů je v tom, že část impulzního proudu, který by byl tvořen zdrojem stejnosměrného napětí, pokrývají nabíjecí a vybíjecí proudy kondenzátorů.

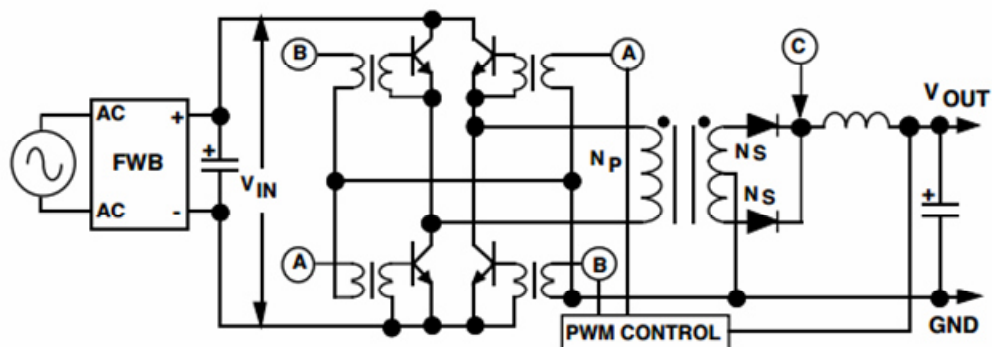
Příklad nalezneme na obrázku níže:



Obr. 5.13: Měnič v zapojení polomostu [www 4]

5. Zapojení plného mostu, označováno jako FULL-BRIDGE. Jedná se o zapojení, které se skládá ze čtyř shodných tranzistorů, po každé v jedné větvi. Toto zapojení je vhodné pro nejvyšší výkony, kde proud z kondenzátorů polomostu není dostačující a energii je nutné odebírat ze skutečného tvrdého zdroje. Použití více tranzistorů má však za následek jejich komplikovanější buzení, kdy je potřeba spínat vždy dvojici tranzistorů a ve druhé půlperiodě další dva.

Příklad nalezneme na obrázku níže:



Obr. 5.14: Měnič v zapojení plného mostu [www 4]

Na závěr uvedeme ještě pro úplnost přehledu příklady a oblasti použití jednotlivých typů měničů:

typ zapojení	rozsah výkonů	aplikace
měníče DC/DC	do 5 [W]	získání jiné hodnoty napětí, než poskytuje hlavní zdroj přístroje
měníče s transformátorem	do 10 [W]	získání stejnosměrných napětí do 30 [V] jako náhrada za bateriové napájení
blokovací oscilátory	do 20 [W]	získávání střídavých napětí ze stejnosměrného napětí akumulátorů
akumulující měniče	do 50 [W]	jednoduché spínané zdroje ze síťového napětí
propustné měniče	do 100 [W]	jednoduché spínané zdroje ze síťového napětí
dvojčinné polomosty	do 200 [W]	většina spínaných zdrojů v PC
dvojčinné plné mosty	do 500 [W]	řízení motorů

Tabulka 5.1: Příklady užití různých typů měničů [29]

6 Metody řešení úloh dynamických systémů

V této kapitole se budeme věnovat použité teorii, budou zde ukázány základní rysy matematické teorie a teorie řízení použité při řešení cílů disertační práce. V následující kapitole je podrobněji popsáno řízení v klouzavém režimu, které bylo vybráno jako řídicí metoda pro simulaci napěťových měničů. Podrobněji je popsáno proto, že česky psaná literatura je obtížně dosažitelná a navíc se jedná o řídicí metodu použitou v simulacích této práce. V této kapitole shrneme další použitou teorii, tentokrát popis nebude tak detailní, a více se budeme odkazovat na výsledky a vztahy převzaté z literatury.

Na úvod se zmíníme o nelineárních systémech jako takových, jejich rozdílných vlastnostech oproti systémům lineárním, typech systémů včetně různých možností řešení úloh pro nelineární systémy. Znalosti byly čerpány z česky psané literatury [8] a [40].

Významným tématem, které s danou problematikou souvisí, je stabilita nelineárních systémů důležitá pro existenci řešení. Jsou zde proto popsány dvě Ljapunovy metody na řešení stability a také princip LaSalle, který je použit v případě, pokud nelze snadno nalézt silnou Ljapunovskou funkci, tj. princip invariantnosti LaSalle vhodného pro určení asymptotické stability.

Dále se zmíníme o teorii aproximací, konkrétně o aproximaci Galerkinovou metodou, a odvodíme koeficienty do rovnic použitých v simulaci.

S tematikou také souvisí teorie pozorovatele, jenž se používá pro odhad nedostupných stavových proměnných. Jedná se o model pracující v reálném čase paralelně s řízeným objektem přizpůsobujícího se měřeným vstupům a výstupům.

6.1 Nelineární dynamické systémy

Nelineární dynamický systém nabízí přesnou matematickou formulaci oproti systému lineárnímu, kde se přistupuje u obecných a složitých reálných soustav ke značnému zjednodušení. Při matematickém popisu nelineárních soustav budeme muset díky výše uvedenému používat složitější matematický aparát, kvůli obecnějšímu popisu soustav, přičemž tímto zajistíme, že dokážeme popsat mnohem více různorodých

soustav. Při řešení nelineárních úloh budeme řešit chování soustavy nejčastěji v okolí rovnovážného bodu, naproti tomu u systému lineárního lze jednoduše dopočítat chování soustavy i dále od pracovního bodu.

Používaný matematický aparát pro řešení nelineárních úloh jsou často numerické metody. Také je možné místo numerického řešení použít kvalitativní analýzu, při které získáme mnoho užitečných údajů o chování nelineárního systému, a není proto nutné znát přímo řešení úlohy. Vzhledem k tomu, že neexistuje univerzální metoda pro řešení těchto úloh, používá se také celá řada metod, které mohou být složité, náročné a abstraktní. Navíc se velmi často stává, že metodu již nelze na jinou soustavu použít, a řešení je tedy jedinečné. Jako příklad těchto metod uvedeme, že se používá funkcionální analýza, diferenciální geometrie a například teorie vektorových polí.

Jako další charakteristický rys pro nelineární systémy bychom mohli zmínit, že zatímco pro lineární soustavu platí to, že pokud známe odezvy z měření za určitých počátečních podmínkách a vstupů, pak můžeme dopočítat odezvy na jakékoli násobky nebo součty těchto počátečních podmínek. Jinými slovy pro lineární systém platí, že ho můžeme úplně popsat pomocí konečného počtu měření. Naproti tomu u nelineárního systému toto neplatí a nelze ho popsat konečným počtem měření. Nadto bude platit, že i přesto, že známe jeho chování v malém okolí pracovního bodu, tak nám to neřekne nic o tom, jak se bude soustava chovat při větších hodnotách odchýlení od tohoto bodu.

Výše uvedené znamená, že při tomto porovnání nelze nelineární systém definovat pomocí konečného počtu měření při určitých počátečních podmínkách.

Nelineární popis soustavy respektuje obecnější a reálnější popis fyzikálních jevů, kdežto k lineárnímu určení soustavy přistupujeme nejčastěji kvůli jeho matematickému zjednodušení, a poté určíme jeho přibližný model, který budeme používat ve specifickém intervalu.

Při úlohách v nelineárních systémech se většinou snažíme použít k řešení známých postupů lineárních, které obecně třídíme na přesné a přibližné. U přibližných postupů se budeme snažit minimalizovat nepřesnosti linearizace. U postupů přesných se budeme snažit systém vyjádřit vhodnou kombinací exaktní linearizace.

Úlohy pro řešení v nelineárním případě vycházejí většinou z praktických otázek, kde není možné použít lineární aproximaci, jedná se např. o tření, nasycení nebo hysterezi.

V našem případě pro řešení simulace se zabýváme nelineárními jednoduchými systémy. Tyto soustavy se dají řídit jednoduchými a také levnými prostředky, které budou navíc dostatečné pro kvalitu regulace. Jedná se o nespojitou regulaci, při které jsou použity jednoduché prvky s vlastnostmi typu relé.

V naší úloze simulace se uplatní robustní návrh s ohledem na změny parametrů. V mnoha praktických otázkách je potřeba uvažovat nejistoty v hodnotách parametrů modelu. Zaměříme se na změnu parametru v čase, konkrétně na změnu odporu měniče. Lineární řízení by mohlo vést ke zhoršenému regulačnímu pochodu, nebo by dokonce mohlo vést k nestabilitě. Proto používáme nelineární řízení, jež se s těmito změnami vyrovná mnohem lépe a směřuje na použití adaptivního řízení.

Základní úlohy nelineárního řízení:

Pro obecný popis dynamického systému použijeme soustavu obyčejných diferenciálních rovnic:

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(t, x(t), u(t)), y(t) = h(t, x(t)). \quad (6.1)$$

kde $x \in \mathfrak{R}^n$ bude aktuální stav systému, $u \in \mathfrak{R}^m$ bude vstup a $y \in \mathfrak{R}^p$ bude výstup. Pokud předpokládáme pravou stranu této rovnice co nejobecnější, jedná se o nelineární systém. Pokud je pravá strana rovnice nezávislá na čase, jde o autonomní systémy, což podrobněji popíšeme v následujícím textu.

Dynamické systémy můžeme v některých případech dále nazvat deterministickými systémy za podmínek, které jsou uvedeny níže. Je to z toho důvodu, že při počátečním stavu soustavy a vstupních signálech je dán jednoznačně stavový signál soustavy a výstupní signál. To znamená, že pokud je k dispozici okamžitý stav soustavy, pak je také dáno budoucí chování této soustavy, a to jednoznačně pro každý příští vstup. Výše uvedené vychází z matematických vět o existenci a jednoznačnosti řešení ODE.

Typickou úlohou nelineárních systémů je dosáhnout přesně stanoveného chování řízeného výstupu za použití řízeného vstupu, a to při znalosti stavu měřeného výstupu, a navíc i přes působení poruch známých i neznámých. Při této úloze je potřeba dále zajistit stabilitu systému zaručující integritu řízeného systému.

Zkusíme zde nastínit charakteristické problémy vyskytující se v praktických úlohách:

- sledování (asymptotické sledování je typickým příkladem),
- referenční trajektorie,
- porucha (uvažujeme nejen tu, kterou nelze odstranit, ale nadto může být také generována generátorem poruch),
- potlačení vlivu poruchy (může se jednat o částečné, nebo o úplné potlačení poruchy),
- použití informace (může se jednat o měřený výstup nebo o poruchu),
- vnitřní stabilita (zpravidla se jedná o problémy kvalitativního charakteru, jako např. asymptotická stabilita, Ljapunovská stabilita apod.).

Pro popis nelineárních systémů je vhodné se zmínit o rozdílu mezi statickou a dynamickou zpětnou vazbou. Dynamická zpětná vazba je závislá na naměřených předešlých hodnotách, kdežto statická zpětná vazba je závislá jen na naměřených okamžitých hodnotách, proto se statická zpětná vazba někdy označuje termínem vazba bez paměti.

Pro praktické použití dále uvedeme, jak lze matematicky nelineární systémy popsat:

Nelineární systémy [40] mohou být buď se spojitým, nebo s diskrétním časem. Pro první uvedené pracujeme se soustředěnými parametry a spojitým časem a jsou vyjádřeny obyčejnými nelineárními diferenciálními rovnicemi. Nejvhodnější pro řešení je užití soustav diferenciálních rovnic 1. řádu.

- $\dot{x} = f(x)$ autonomní systém (jedná se o nebuzené systémy nezávislé na čase),
- $\dot{x} = f(t, x)$ neautonomní systém (jedná se o nebuzené systémy na čase závislé),
- $\dot{x} = f(x, u)$ neautonomní systém (jedná se o buzené systémy nezávislé na čase),

- $\dot{x} = f(t, x, u)$ neautonomní systém (jedná se o buzené systémy na čase závislé).

Dva poslední výše zmíněné systémy mají složité řešení, a proto se nejčastěji setkáme s jednodušší soustavou, která nebude záviset explicitně na čase, což bude takzvaná afinní soustava. Dále se setkáme také s bilineární soustavou, pro kterou platí následující:

$$\dot{x} = Ax + \sum_{j=1}^m B_j x u_j. \quad (6.2)$$

Při řešení úloh nelineárních systémů vycházíme obvykle z rozdělení systému na jednotlivé, pokud možno co nejjednodušší složky, a ty pak blíže určujeme pomocí algebraických nebo diferenciálních rovnic. Tyto rovnice jsou vytvářeny pomocí fyzikálních zákonů, přičemž v našem případě byly v simulaci použity Kirchhoffovy zákony pro vnitřní obvody měničů. Tyto rovnice dále přepracujeme, abychom získali soustavu nelineárních diferenciálních rovnic 1. řádu.

Pokud má v sobě soustava velké množství nelinearit, je vhodné na začátku některé linearizovat tam, kde je to vhodné a kde se nejedná o nelinearity výrazné. V soustavě nám pak zbydou pouze výrazné nelinearity, které se linearizovat nedají, jako například prvky relé s nespojitými vlastnostmi a další.

V literatuře [8] nalezneme na příkladech popsány různé druhy nelineárních systémů.

6.2 Stabilita dynamických systémů

Stabilita pro lineární systémy je dána strukturou systému a na rozdíl od nelineárních systémů nezávisí na okamžitém stavu ani na vstupních signálech. Pro nelineární systémy platí mnoho definic stability. V reálných systémech nalezneme různé typy ustálených stavů a velkou variabilitu v chování. Proto popíšeme nejdůležitější principy použité pro řešení stability využívané v naší simulaci.

Stabilita je vyšetřována z důvodů vnitřních vlastností systému v uzavřené regulační smyčce. Pro praktické příklady je důležité vědět, jaká je praktická použitelnost systému, protože odchylky mohou znamenat, že použitý matematický model se již nedá použít, a v nejhorším případě může dojít i k destrukci zařízení. Při vyšetřování stability také může nastat případ, kdy musíme omezovat řídicí signály, a to může dokonce vést ke znemožnění řešení úlohy.

Základní rys stability bychom mohli definovat tak, že stabilita je vlastnost systému a jeho schopnost udržet si svoje chování, parametry a trajektorie v předepsané blízkosti rovnovážného pracovního bodu, a to i za případného vnějšího působení rušivých sil. Tuto stabilitu je nutné řešit v praktických úlohách u reálného výsledného systému v uzavřené regulační smyčce. Stabilitou budeme rozumět to, že trajektorie, které začnou dostatečně blízko rovnovážného pracovního bodu, setrvávají v jeho blízkosti, a také bude platit, že čím blíže budou startovat od tohoto rovnovážného pracovního bodu, tím blíže nakonec zůstanou.

1. Pro Ljapunovskou stabilitu bude platit, že blízké řešení bude konvergovat do rovnovážného stavu, ale není to přímo vyžadováno. Bude tedy postačovat, aby se příliš od tohoto rovnovážného stavu neoddalovalo.

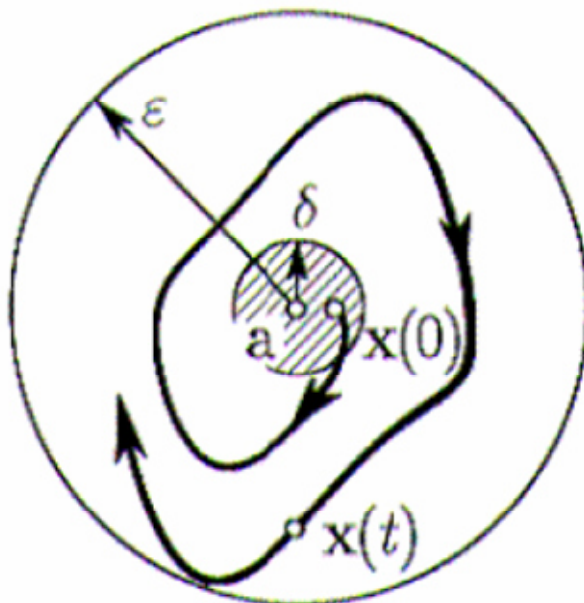
Matematicky se to dá vyjádřit následovně. Stav x_e nazveme rovnovážný podle Ljapunovské stability, jestliže ke každému $\varepsilon > 0$ existuje $\delta > 0$ takové, že pro jakýkoli počáteční stav x_0 , který se nachází v okolí δ rovnovážného stavu, to znamená:

$$\|x_0 - x_e\| < \delta \quad (6.3)$$

platí, že jakékoli hodnoty $x(t)$, což budou hodnoty řešení systému, budou ležet blízko rovnovážného stavu:

$$\|x(t) - x_e\| < \varepsilon . \quad (6.4)$$

Pro lepší ilustraci znázorníme výše uvedené na obrázku:

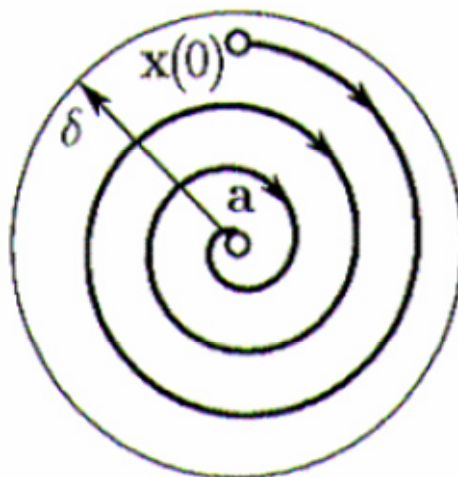


Obr. 6.1: Znáornění l'apunovské stability [25]

2. Pro kvaziasymptotickou stabilitu bude platit, že rovnovážný stav nastává a stav x_e bude kvaziasymptoticky stabilní tehdy, pokud bude existovat takové číslo δ větší než 0, kde každý stav systému $x(t)$, který bude ležet v okolí δ rovnovážného stavu, bude konvergovat pro t jdoucí k nekonečnu k výše uvedenému rovnovážnému stavu, matematicky vyjádřeno: $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_e$ pro t jdoucí k nekonečnu.

3. Asymptotická stabilita je charakteristická tím, že platí, že rovnovážný stav je asymptoticky stabilní právě tehdy, když je kvaziasymptoticky stabilní i l'apunovsky stabilní.

Pro lepší ilustraci znázorníme výše uvedené na obrázku:



Obr. 6.2: Znázornění asymptotické stability [25]

Asymptotická stabilita najde v praxi uplatnění všude tam, kde je potřeba zajistit zadanou regulační úlohu pro udržení konkrétních řízených výstupních hodnot. Toto bude zajištěno tím, že vnitřní dynamika, která vytváří výstup, bude asymptoticky stabilní v pracovním bodě ve stavovém prostoru vytvářející žádané výstupní hodnoty.

V další podkapitole si popíšeme některé metody, jak zjistit určité druhy stability nebo jak je naopak vyvrátit. Zmíníme se o metodě přibližné linearizace (bývá označena jako první Ljapunova metoda) a metodě Ljapunovské funkce (bývá označena jako druhá Ljapunova metoda) [8].

Velmi důležité je zmínit, že pro tyto metody je charakteristické, že bez nutnosti řešit konkrétní diferenciální rovnice dokáží určit stabilitu systému. To je obzvláště důležité pro nelineární systémy, neboť ani při velikém množství odezev na vstupy s různými počátečními podmínkami nemůžeme počítat s přesným určením vlastností nelineárního systému. Pro zjednodušení budeme nyní uvažovat systém bez vstupů i výstupů. Označíme ho následujícím způsobem:

$$\dot{x} = f(t, x), \quad x \in \mathbf{R}^n. \quad (6.5)$$

A budeme dále uvažovat jeho jednotlivý rovnovážný stav x_e ,

$$f(t, x_e) = 0 \forall t \in \mathfrak{R}. \quad (6.6)$$

Výše uvedenou podmínku můžeme také splnit posunutím stavového prostoru.

6.2.1 Metoda Ljapunovské funkce

Ruský matematik A. M. Ljapunov odvodil obecnou metodu pro studium stability řešení soustav nelineárních diferenciálních rovnic. Odvodil také řešení klidových stavů pro soustavy nelineárních dif. rovnic. Pro tuto metodu užíváme název druhá, také je možno použít přímá Ljapunova metoda. Od té doby, co byla vynalezena, byla dále prozkoumána a vylepšena do značné podrobnosti a je určující pro základy teoretického testování obyčejných diferenciálních rovnic. Jedná se o kvalitativní metody určování stability pro řešení. Hlavní a základní myšlenkou této metody je určování stability klidového stavu soustavy. Pokud si dále představíme, že rovnovážný stav systému má být stabilní, pak musí platit, že jakékoli vychýlení se z tohoto rovnovážného stavu musí vyžadovat zvětšení energie soustavy.

Pokud bude nadto platit, že mimo rovnovážný bod se energie systému jen snižuje, pak můžeme odvodit, že výsledný stav soustavy bude po určitém čase blízko tohoto rovnovážného stavu.

Z výše uvedených principů budou pro matematickou definici Ljapunovské funkce určující jisté vlastnosti energie rovnovážného stavu a také její kladná a minimální hodnota.

6.2.1.1 Matematické nástroje

V literatuře [8] nalezneme přesnou definici Ljapunovské funkce a rovněž je zde zaveden pojem Lieovy derivace. Lieova derivace reálné funkce podle vektorového pole je zavedena z důvodů zkrácení a zjednodušení matematických výpočtů.

Definujme 6.1. Následující sloupcový vektor použijeme pro definici vektorového pole. Je složen z hladkých funkcí

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x_1, \dots, x_n) \\ f_2(x_1, \dots, x_n) \\ \vdots \\ f_n(x_1, \dots, x_n) \end{bmatrix}. \quad (6.7)$$

Dále si všimněme, že v každém bodě stavového prostoru je určen jednotlivý vektor. Poté definujme jakoukoli hladkou funkci stavu $V(x)$. Lieova derivace této funkce podle vektorového pole $f(x)$ bude nová funkce, kterou budeme nadále značit jako $L_f V(x)$ a pro kterou bude platit

$$L_f V(x) := \sum_{i=1}^n \frac{\partial V(x)}{\partial x_i} f_i(x), \quad (6.8)$$

což můžeme přepsat do kratšího vektorového tvaru

$$L_f V(x) := \frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x), \quad \frac{\partial V(x)}{\partial x} := \left[\frac{\partial V(x)}{\partial x_1}, \dots, \frac{\partial V(x)}{\partial x_n} \right]. \quad (6.9)$$

6.2.1.2 Ljapunovská funkce pro autonomní systémy

Tato podkapitola se bude blíže věnovat použití Ljapunovské funkce pro autonomní systémy. Také zde bude vysvětleno, jak by tato funkce vypadala při použití v neautonomních systémech.

[2] Obecně lze říci, že použití Ljapunovských funkcí je velmi efektivní, bohužel zde však není algoritmus pro její sestavení. Je proto velmi podstatné znát některé principy pro její nalezení. Vzhledem k tomu, že Ljapunovské funkce mívají za základ takzvané první integrály, vycházíme při konstrukci z tvaru – kvadratický tvar a dále integrály způsobené nelinearitami. To odpovídá fyzikálním principům, které si můžeme představit jako energetické potenciály systémů.

Definujme 6.2 Vezmeme autonomní dynamický systém. To jest systém bez řízení a vstupů (6.5). Pravá strana rovnice bude vektorové pole s rovnovážným stavem v počátku $0 \in \mathbf{R}^n$.

Pak lokální Ljapunovská funkce vzhledem k rovnovážnému bodu bude hladká funkce $V(x)$. Rovnovážný bod bude $0 \in \mathbf{R}^n$ na oblasti $\Omega \subset \mathbf{R}^n, 0 \in \Omega$, pokud bude platit $\forall x \in \Omega$,

$$V(0) = 0, \quad (6.10)$$

$$V(x) > 0 \quad \forall x \neq 0, \quad (6.11)$$

$$L_f V(x) \leq 0. \quad (6.12)$$

Pro Ljapunovskou funkci bude dále platit, že na neomezené oblasti $\Omega \subset \mathbf{R}^n$ bude radiálně neohraničená, když

$$V(x) \rightarrow \infty, \|x\| \rightarrow \infty, x \in \Omega \quad (6.13)$$

a bude globální, když $\Omega \subset \mathbf{R}^n$. Jestliže bude platit, že

$$L_f V(x) = 0 \Rightarrow x = 0, \quad (6.14)$$

pak bude Ljapunovská funkce označena jako silná.

V případě neautonomních systémů bude platit výše uvedené, pouze s tím rozdílem, že odvodíme závislost Ljapunovské funkce na čase a dále k ní přidáme nezávislé odhady, které budou na čase nezávislé. Dále budou nerovnosti pro úplnou derivaci podél trajektorií stejné jako v případě pro systémy autonomní. Výsledkem pak bude asymptotická rovnoměrná, nebo exponenciální stabilita.

6.2.2 Princip LaSalle

V předchozí kapitole jsme zmínili, že neexistuje algoritmus k sestrojení Ljapunovských funkcí. Proto zde uvedeme mechanismus, kdy budeme určovat asymptotickou stabilitu s Ljapunovskou funkcí, jejíž derivace podél trajektorií je jen záporná. S tímto mechanismem můžeme vystačit v určitých konkrétních případech.

Například pokud vezmeme v úvahu kyvadlo, které nemá silnou Ljapunovskou funkci, protože pokud má nulovou rychlost, pak funkce neubývá i přesto, že je kyvadlo mimo spodní stabilní rovnovážný bod. Z fyzikální podstaty je však jasné, že pokud se bude kyvadlo nacházet v jiném stavu, než je právě tento spodní stabilní rovnovážný bod, tak kyvadlo nabere rychlost a Ljapunovská funkce se začne zmenšovat.

Výsledkem bude konvergence trajektorie ke spodnímu rovnovážnému bodu. Matematicky lze uvedenou situaci popsat principem invariantnosti LaSalle. V našem případě bude tedy rovnovážný stav kyvadla jedinou množinou, kde bude systém přetrvávat.

Definujme 6.3 Vezmeme systém, který je jak bez vstupů, tak bez výstupů (6.5). Pak budeme množině (M) říkat invariantní směrem dopředu, když bude platit, že pro každé $x_0 \in M$ bude trajektorie $x(t)$ systému (6.5) s $x(t_0)=x_0$ splňovat $x(t) \in M \quad \forall t \geq t_0$.

Tvrzení 6.1 Vezmeme zase náš dynamický systém bez vstupů a výstupů podle (6.5) a jeho rovnovážný bod bude v počátku. Navíc zde bude existovat v určitém prostoru Ljapunovská funkce $V(x)$, pro každou množinu M , která bude invariantní směrem dopředu a kterou charakterizuje

$$M \subset \{x \in \mathbb{R}^n : L_f V(x) = 0\} \quad (6.15)$$

platí, že

$$M = \{0\}, \quad (6.16)$$

pak bude platit, že je systém asymptoticky stabilní v počátku v určitém prostoru. Pokud tento prostor není ohraničený, pak platí tvrzení ohledně stability s radiálně neohraničenou Ljapunovskou funkcí.

V literatuře [8], která se věnuje druhé Ljapunově metodě, se v hojné míře setkáme s velkým množstvím konkrétních Ljapunovských funkcí. Můžeme se dočíst, že pro stejnou úlohu, která reprezentuje stejný systém, existují různé Ljapunovské funkce, které vedou ke kvalitativně rozdílným kritériím stability. Nalezneme dokonce i numerickou strukturu Ljapunovských funkcí.

Nicméně nejdůležitější sdělení dostaneme v tomto případě z existenčních podmínek pro různé druhy stability v termínech Ljapunovských funkcí. Říkáme jim takzvané obrácené věty. Touto úlohou obrácených vět se zabývali také naši čeští matematici Jaroslav Kurzweil a Ivo Vrkoč.

Závěrem můžeme říci, že praktické nalezení silné Ljapunovské funkce, jejíž existence je zaručena v případě asymptotické stability, je v praxi obtížné, kdežto použití principu LaSalle bude jednodušší.

6.3 Aproximační metody řešení ODE

6.3.1 Galerkinova metoda

V této kapitole si nastíníme některé principy při řešení obyčejných diferenciálních rovnic, kde není možné nalézt analytické řešení.

V praktické části práce je použita Galerkinova metoda [57]. Tuto metodu charakterizuje vlastnost, že pokud nemůžeme nalézt přesné řešení, pak řešení diferenciálních rovnic aproximujeme. Jednou z těchto aproximačních metod je právě také Galerkinova metoda. Tato metoda byla vynalezena ruským matematikem Borisem Grigoryevičem Galerkinem. Uvedená metoda je často využita v praktických případech při řešení, kde použijeme aproximaci.

Inženýrské úlohy jsou popsány diferenciálními rovnicemi s hraničními podmínkami. Obecně můžeme napsat $D(U)=0$ a $B(U)=0$. V těchto úlohách se snažíme najít funkci U , která uspokojí dané diferenciální rovnice a hraniční podmínky. Řešení bývá někdy velmi složité a někdy dokonce nelze úlohy řešit analyticky.

V této metodě označíme obecnou diferenciální rovnici jako

$$A\tilde{u} - f = 0, \quad (6.17)$$

kde A bude diferenciální operátor, \tilde{u} přesné řešení funkce a f libovolnou funkcí \tilde{u} .

Pak bude přesné řešení aproximováno pomocí lineární kombinace konečného počtu bázových funkcí. Toto přibližné řešení hledáme v konečném Hilbertově prostoru. Dále platí, že toto aproximační řešení nebude přesně odpovídat řešení přesnému. Pokud bychom chtěli mít toto řešení přesné, tak by musel být prostor bázových funkcí nekonečný.

$$\tilde{u} \approx u = \sum_{i=1}^n u_i \varphi_i. \quad (6.18)$$

Pro toto přibližné řešení uvedeme matematicky, že aproximace není přesným řešením diferenciální rovnice

$$Au - f \neq 0. \quad (6.19)$$

Dále uvedeme, že zde vznikne zbytek r . Tento zbytek je použit v takzvané metodě vážených reziduí. Tato metoda používá konečný počet funkcí a je pro ni určující, že výše uvedený zbytek je vážen ortogonalizací vůči některé váhové funkci w .

$$Au - f = r . \quad (6.20)$$

Podmínku ortogonality napíšeme jako

$$(w, Au - f) = 0 . \quad (6.21)$$

Dále vyjádříme obecný skalární součin jako

$$(a, b) = \int_{\Omega} ab \, d\Omega . \quad (6.22)$$

Z výše uvedeného dostaneme aproximovanou funkci

$$u = \sum_{i=1}^n u_i \varphi_i , \quad (6.23)$$

což bude slabým řešením diferenciální rovnice:

$$\int_{\Omega} w(Au - f) \, d\Omega = 0 . \quad (6.24)$$

Po splnění podmínky $A\tilde{u} - f \neq Au - f$ dostaneme

$$\int_{\Omega} w(A\tilde{u} - f) \, d\Omega = \int_{\Omega} w(Au - f) \, d\Omega = 0 , \quad (6.25)$$

což je rovnice s váhovou funkcí, která splňuje původní dif. rovnici v určité oblasti ve slabém smyslu. Po dosazení aproximované funkce dostaneme

$$\int_{\Omega} w_j \left(A \left(\sum_{i=1}^n u_i \varphi_i \right) - f \right) \, d\Omega = 0 . \quad (6.26)$$

Můžeme poznamenat, že má rovnice n neznámých, to jest u_1, u_2, \dots, u_n . Abychom dostali řešení, napíšeme n rovnic skrze váhové funkce w_1, \dots, w_n .

6.3.2 Odvození koeficientů Galerkinovy metody

V této podkapitole použijeme Galerkinovu metodu, kterou můžeme považovat za zobecnění metody harmonické rovnováhy [37], na odvození rovnic pro simulaci. Nalezneme v ní odvození rovnic koeficientů, které jsou použity dále v kapitole 8.2. Výpočet jako takový je předmětem praktické části v podkapitole 8.2.3.

Nechť je $\{w_n\}_n$ úplný ortonormální systém v separabilním Hilbertově prostoru X . Pak stanovíme, že $x \in X$ a přiřadíme

$$P_n \cdot x = \sum_{j=1}^n (x|w_j) \cdot w_j. \quad (6.27)$$

Zobrazení $P_n : X \rightarrow X_n$ je operátorem ortogonální projekce na množině $X_n = \text{span}\{w_1, \dots, w_n\}$. Nechť bude také $F : X \rightarrow X$ operátorem v X a uvažujme úlohu

$$F \cdot x = 0. \quad (6.28)$$

$\{w_1, w_2, \dots\}$ jsou bází X , pak Galerkinova metoda v [56] navrhuje aproximovat řešení (6.28) změnou $x \in X$ pomocí $x_n \in X_n$:

$$x_n = \sum_{j=1}^n c_{nj} \cdot w_j \quad (6.29)$$

a nalézt koeficienty $\{c_{nj}\}_j$, které vyhovují systému $F \cdot x_n = 0$ na X_n , jež jsou známé jako Galerkinovy rovnice. Tyto rovnice mohou být také napsány jako $P_n \cdot F \cdot x_n = 0$, nebo ekvivalentně $(F \cdot x_n | w_j) = 0, j \leq n$.

Poznámka 6.1 (i) Pokud je Galerkinova aproximace použita místo přesného řešení, objeví se chyba vzhledem ke skutečnosti, že obecně $F \cdot x_n \neq 0$. Vlastnosti operátorů projekce dávají

$$F \cdot x_n = P_n \cdot F \cdot x_n + (I - P_n) \cdot F \cdot x_n = (I - P_n) \cdot F \cdot x_n. \quad (6.30)$$

(ii) Je důležité připomenout, že první Galerkinova aproximace ϕ je jednoduše dosažitelný a rozumně říditelný analytický výraz, který budeme od této chvíle značit jako ϕ_1 a vždy existuje pro náš systém pro jakoukoli funkci $f(t)$.

Napsáním $g(t) = (k + f) \cdot f' + \lambda \cdot f \cdot (k + f)$ vidíme, že jeho Fourierův rozvoj

$$g(t) = C_0 + C_1 \cdot \cos \omega \cdot t + D_1 \cdot \sin \omega \cdot t + \sum_{n \geq 2} C_n \cdot \cos n \cdot \omega \cdot t + D_n \cdot \sin n \cdot \omega \cdot t \quad (6.31)$$

je takový, že koeficienty C_i, D_i jsou afinní funkce λ . Proto, pokud napíšeme ϕ_1 jako

$$\phi_1(t) = E_0 + E_1 \cdot \cos \omega \cdot t + F_1 \cdot \sin \omega \cdot t \quad (6.32)$$

a použijeme tuto rovnici v $P_1[\phi_1(1 - \phi_1') - g] = 0$, dostaneme

$$E_0 = C_0, \quad E_1 = \frac{C_1 + C_0 \cdot D_1 \cdot \omega}{1 + C_0^2 \cdot \omega^2}, \quad F_1 = \frac{D_1 - C_0 \cdot C_1 \cdot \omega}{1 + C_0^2 \cdot \omega^2}, \quad (6.33)$$

čímž jsme odvodili vzorce pro výpočty koeficientů použitých v programu simulace.

6.4 Představení pozorovatele

Nyní si představíme pozorovatele stavu. Toho používáme k pozorování nebo také k odhadování neměřitelných stavů soustavy. Z definice pozorovatelnosti systému, uvedené v další podkapitole, plyne, že můžeme odhadovat pouze stavy systému, které se projeví na výstupu.

Dále platí, že stavová zpětná vazba je k dispozici pouze v případě, že jsou k dispozici všechny stavové veličiny. To znamená, jak bylo výše uvedeno, je možné měřit výstupy řízené soustavy.

U řízeného systému lze změřit všechny stavové veličiny. Pro nedostupné stavové proměnné platí, že se dají odhadnout takzvaným pozorovatelem stavu; tj. modelem, jenž pracuje v reálném čase paralelně s řízeným objektem a přizpůsobuje se jeho měřeným vstupům a výstupům.

Jako nezbytný předpoklad použití pozorovatele je nutné, aby použitý model objektu byl tzv. pozorovatelný. K tomuto pravidlu se vztahuje kritérium tzv. spektrální

pozorovatelnosti. Pro praktické použití je důležité použít pozorovatele redukováného řádu odhadující jen ty stavové veličiny, které nejsou dostupné. Na toto téma nalezneme vhodnou česky psanou literaturu v [60].

Princip činnosti pozorovatele:

Práce pozorovatele stavu je ovládána zpětnou vazbou podle odchylky mezi změřenými výstupy pozorovaného systému a výstupy jeho modelu pracujícího v reálném čase se vstupy, které jsou také měřené na tomto systému.

Pro model systému, který bude spojitý, bude platit

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t), \quad (6.34)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t). \quad (6.35)$$

Rovnice pozorovatele můžeme pak napsat jako

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + Le_y(t), \quad (6.36)$$

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t) + Du(t). \quad (6.37)$$

Člen e_y znamená chybu odhadu měřenou na výstupu systému a platí pro ni

$$e_y(t) = y(t) - \hat{y}(t) = y(t) - C\hat{x}(t) - Du(t). \quad (6.38)$$

Pro chybu odhadu stavu $e_x(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ bude dále platit

$$\dot{e}_x(t) = (A - LC)e_x(t). \quad (6.39)$$

V úlohách budeme požadovat, aby se odhad stavu systému $e_x(t)$ přibližoval k nule při jakékoli počáteční podmínce (v bodě t_0), vlastní čísla matice $A-LC$ budou asymptoticky stabilní.

Kvalitu odhadu můžeme tedy spočítat z rozdílu mezi výstupem modelu a měřeného výstupu.

6.4.1 Podmínky pozorovatelnosti

Podmínky pozorovatelnosti musí být předem splněné, abychom mohli z měřených vstupů a výstupů odhadovat stav soustavy. Tato pozorovatelnost systému znamená, že můžeme vypočítat všechny stavy soustavy pomocí měřených výstupů této soustavy. Poté, pokud se nám podaří najít vhodné počáteční podmínky soustavy, spočítáme libovolné další stavy soustavy.

V odborné literatuře [60] se nejvíce setkáme s pojmem takzvané spektrální pozorovatelnosti. Základem této spektrální pozorovatelnosti je pozorovatelnost kořenu charakteristické rovnice soustavy.

Tuto vlastní hodnotu S_i bereme jako pozorovatelnou, pokud při $x(0) \neq 0$ platí, že vlastnímu řešení $x_i(t) = \exp(s_i t)x(0)$ náleží nenulový výstup $y_i t \neq 0$ na intervalu $t \in \langle 0; \infty \rangle$.

System

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \int_0^t d\mathbf{A}(\tau)\mathbf{x}(t-\tau) + \int_0^t d\mathbf{B}(\tau)\mathbf{u}(t-\tau), \quad \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (6.40)$$

je pozorovatelný, pokud jsou všechny jeho vlastní hodnoty pozorovatelné. Pokud nelze tuto vlastnost ověřit přímo, zkusíme je podle níže uvedeného kritéria (v případě vysokého počtu vlastních hodnot):

Výše uvedený systém je spektrálně pozorovatelný tehdy a jen tehdy, když platí, že

$$\text{rank} \mathbf{M}(s) = \text{rank} \begin{bmatrix} s\mathbf{I} - \mathbf{A}(s) \\ \mathbf{C} \end{bmatrix} = n \quad (6.41)$$

pro jakékoli komplexní s .

6.4.2 Praktické použití pozorovatele

Jak již bylo dříve nastíněno, v praxi nepoužijeme celý vektor stavů \mathbf{x} , protože by byl zbytečně komplikovaný a stačí nám pro řízení znát jen některé stavové veličiny.

Z tohoto důvodu se v praxi používá jen pozorovatel redukovaného řádu. Proto nemusíme odhadovat celý vektor stavů, ale pouze část vektoru, kterou nemůžeme obdržet z měření výstupů soustavy. To znamená, že tento pozorovatel redukovaného řádu odhaduje jen ty veličiny, které skutečně nejsou dostupné, a ostatní stavové veličiny jsou dostupné z měření. Toho je využito i v naší simulaci, kde odhadujeme jen část vektoru.

Při praktickém výpočtu tohoto pozorovatele se stavové veličiny (6.40) rozdělí na měřitelné x_m a fiktivní, odhadované x_e , podle pravidla $x = [x_m^T, x_e^T]^T$.

Tímto způsobem rozdělíme i obrazovou stavovou rovnici na

$$s \begin{bmatrix} \mathbf{x}_m(s) \\ \mathbf{x}_e(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{mm}(s) & \mathbf{A}_{me}(s) \\ \mathbf{A}_{em}(s) & \mathbf{A}_{ee}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_m(s) \\ \mathbf{x}_e(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_m(s) \\ \mathbf{B}_e(s) \end{bmatrix} \mathbf{u}(s). \quad (6.42)$$

Pro výstup pozorovatele použijeme jen x_e ; naproti tomu x_m bude použit jako vstup.

Z (6.42) získáme rovnice pozorovatele, pokud tuto soustavu rozdělíme na dvě podsoustavy, pro x_e dostaneme

$$s\mathbf{x}_e(s) = \mathbf{A}_{em}(s)\mathbf{x}_m(s) + \mathbf{A}_{ee}(s)\mathbf{x}_e(s) + \mathbf{B}_e(s)\mathbf{u}(s) \quad (6.43)$$

a pro měřené výstupy bude platit

$$s\mathbf{x}_m(s) = \mathbf{A}_{mm}(s)\mathbf{x}_m(s) + \mathbf{A}_{me}(s)\mathbf{x}_e(s) + \mathbf{B}_m(s)\mathbf{u}(s). \quad (6.44)$$

Pro míru chyby odhadu platí rozdíl mezi levou a pravou stranou rovnice (6.44).

Úloha pro pozorovatele je používána při problémech v úlohách s řízením stavové zpětné vazby, pro účely monitorování procesů a pro diagnostiku poruch.

7 Klouzavý režim řízení v inženýrských úlohách

V této kapitole budou upřesněny důležité rysy této techniky, například kmitání nebo přibližující fáze. Rovněž zde bude ukázáno řízení pro lineární i nelineární systémy.

7.1 Představení celkového pohledu na klasický klouzavý režim řízení

V této části si představíme přehled klasického klouzavého režimu řízení, historické souvislosti a vývoj, [52] a [39]. Klouzavý režim řízení ukazuje již po dlouhou dobu své výhody. Mezi nimi je například relativní jednoduchost návrhu, řízení nezávislého pohybu (tak dlouho, jak jsou klouzavé podmínky udržovány), invariantnost k dynamickým charakteristikám procesu a vnějším poruchám, široká rozmanitost provozních režimů jako je regulace, řízení trajektorie [22], sledování modelu [59] a pozorování [49].

Ačkoli bylo toto téma zpracované v mnoha dokumentech [11], [12], [21], [46], průzkumech [9] nebo knihách [13], [26], [52], zůstává předmětem mnoha studií (teoretických nebo týkajících se rozličných aplikací). Hlavním smyslem této kapitoly je představit nejzákladnější a nejjednodušší koncepty jako je přitažlivost, ekvivalentní řízení a dynamika klouzavého režimu, což bude ilustrováno na příkladech a aplikacích.

Klouzavý režim řízení je principiálně důsledek nespojitého řízení. Počátkem šedesátých let bylo nespojité řízení (přinejmenším ve svém nejjednodušším tvaru dvojpohové regulace) předmětem studia strojních inženýrů a kybernetiků. Pro připomenutí jako příklad uvedeme práce pana Hamela [23] ve Francii nebo Cypkina [50] a Emelyanova [14] ze Sovětského svazu, řešící důslednou cestou problém kmitů, které se objevovaly v systémech s dvojpohovou regulací. Tyto první studie, které se více týkaly analýz a kde se spíše objevovaly jevy jako takové než obtíže, kterým je potřeba se vyvarovat, se rychle změnily v syntézy úloh různých metod. Jedna z nich souvisela s časově optimálním řízením, další s linearizací a robustností. V prvním případě nespojitosti v řízení, které se stávaly v daných časech, vyplývaly z řešení variační úlohy. V případě druhém, o což nám půjde zde, bylo použití nespojitého řízení volbou a priori.

Více či méně vysoké frekvence použité komutace závisely na sledovaném cíli (linearizaci), byly vytvářeny klepajícími spoilery používanými počátkem šedesátých let na řízení vztlaku křídla. Jejich koncepce korigujících nelineárních systémů jim dovolila obejít omezení Bodeho zákona a samozřejmě generovala klouzavé režimy. Ačkoliv byly oba přístupy a cíle na začátku celkem odlišné, je zajímavé poznamenat, že se ukázaly mít mnoho společného.

Ve skutečnosti to bylo při hledání cest návrhu to, čemu nyní říkáme zákony robustního řízení, když byl objeven na počátku šedesátých let klouzavý režim řízení. Pro potřeby vojenského letectví, ještě než byl vůbec pojem robustnost použit, hledali kybernetici zákony řízení necitlivé na změny systému, který měl být řízen. Lineární systémy použité v těchto časech nepřinesly dostatečnou kompenzaci k použití vysokého zesílení požadovaného k získání necitlivosti na parametrech: odpovídají Bodeho zákonu podle toho, které působení fáze a amplitudy se spojí, nebo působí opačně.

Na počátku roku 1962 byla podle představy pana Hamela zahájena studia nelineárních kompenzátorů, jejichž cílem bylo překonat předchozí omezení. Typicky, tyto systémy působící na chybovém signálu x zpětné vazby systému byly definovány závislostí

$$u = |F_1(x, \dot{x}, \dots)| \operatorname{sgn}(F_2(x, \dot{x}, \dots)), \quad (7.1)$$

kde $||$ značí absolutní hodnotu a F_1 a F_2 jsou vhodné lineární filtry. Proto byl výstup nespojitý, ale modulovaný funkcí x a jeho derivacemi. V nejjednodušším tvaru můžeme mít například

$$u = -|x| \operatorname{sgn}(x + k \cdot \dot{x}), \quad (7.2)$$

místo klasického PD regulátoru.

Je jednoduché vidět, že v aproximaci první harmonické

- je ekvivalentní zesílení takového systému (pro sinusový vstup $x = x_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$) nezávislé na amplitudě x_0 a závisí jen na pulsaci ω (jako lineární systém), odtud označení pseudo lineární systém,

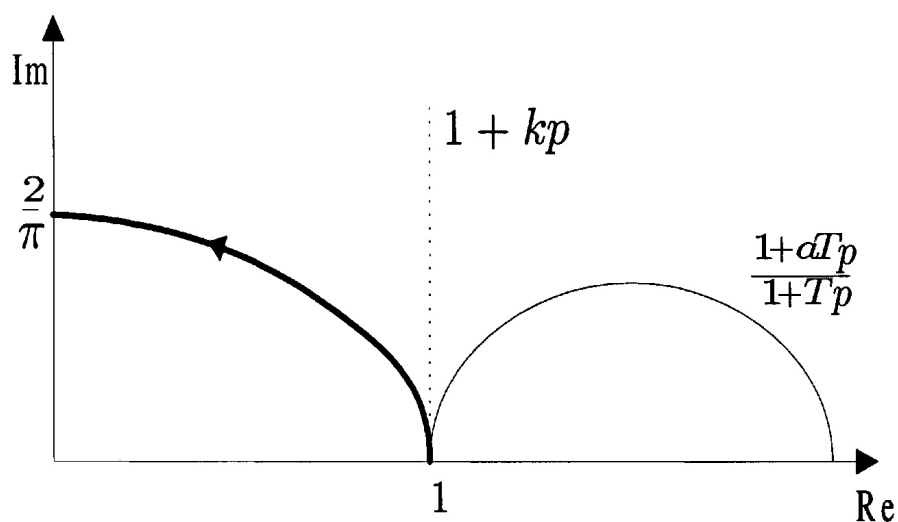
- vytváří fázový předstih bez jakéhokoli zvýšení (nebo dokonce snížení) amplitudy dynamiky.

Například v předchozím případě, když $\varphi(\omega)$ je fáze $1+k \cdot p$ (p označující Laplaceův operátor) na ω , reálná Re a imaginární část Im ekvivalentního zesílení jsou dány

$$Re = 1 - \frac{2}{\pi}(\phi - \sin \phi \cdot \cos \phi), \quad (7.3)$$

$$Im = \frac{2}{\pi} \cdot \sin^2 \phi \quad (7.4)$$

a vedou k zobecněné frekvenční charakteristice na obrázku 7.1, kde jsou dána pro porovnání místa pro jednoduchý PD (tečkovaná čára) a klasický fázový předstih systému (tenká čára). To ukazuje, že fázový předstih může být získán (teoreticky až do $\frac{\pi}{2}$) nejenom bez zvýšení stupně dynamiky, ale také mírným snížením (od 1 do $\frac{2}{\pi}$).



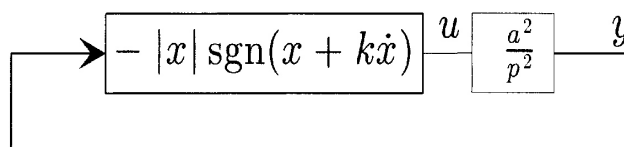
Obr. 7.1: Nyquistův graf

Ve skutečnosti vyšlo současně najevo, a to jak ve Francii, tak v bývalém Sovětském svazu, že tyto zákony představovaly dvě různá hlediska:

- pseudolineární kompenzaci, což je promyšlená kombinace lineárních a nelineárních signálů, zahrnující komutace, může vést ke značným výhodám, přičemž je osvobozena od nevýhod, které jsou specifické pro čistě lineární systémy,
- generovaly klouzavý pohyb řízením vývoje systému přes komutace. Tento režim není určitě optimální, ale ukazuje docela zajímavou citlivost.

7.2 Úvodní příklad

Prostřednictvím ilustrace představíme jednoduchý příklad nezávislosti proměnných $\frac{a^2}{p^2}$, jak je ukázáno na obrázku 7.2.



Obr. 7.2: Nezávislost proměnných

Vezmeme jako stavové proměnné $x_1 = x, x_2 = \dot{x}$, pak může být systém dán do následující reprezentace ve stavovém prostoru

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= a^2 \cdot u, \end{aligned} \quad (7.5)$$

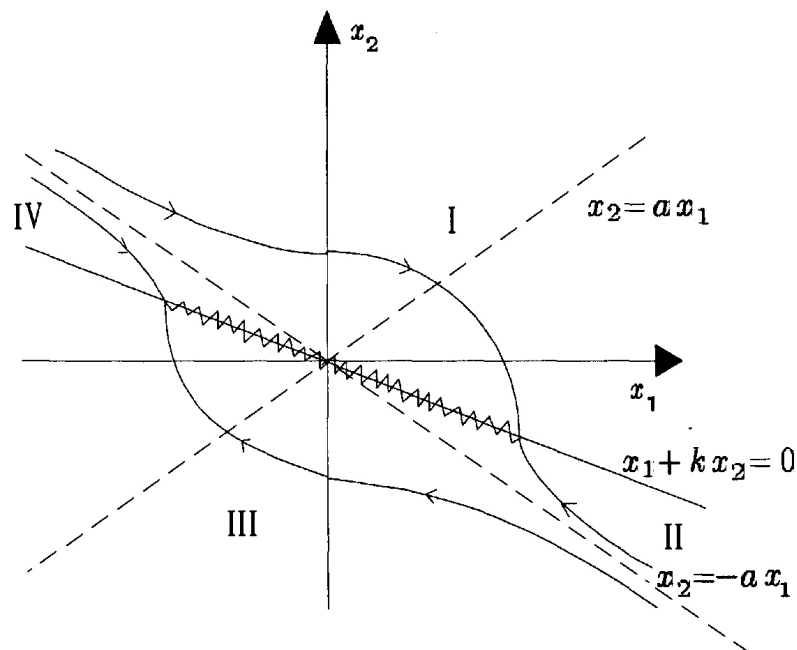
kde pravidla řízení u jsou navržena jako v (7.2) a jsou dána

$$u = -|x_1| \operatorname{sgn}(x_1 + k \cdot x_2). \quad (7.6)$$

V následujícím textu bude $\sigma = x_1 + k \cdot x_2 = 0$ nazvána přepínací rovinou. Výraz přepínací dokládá fakt, že pravidlo řízení u přepíná, pokud je protnuta přímka $\sigma = 0$.

Poté můžeme jednoduše vidět, že (viz. obrázek 7.3):

- fázová rovina je rozdělena do čtyř oblastí,
- v oblastech I a III (kde $x_1 \operatorname{sgn}(x_1 + k \cdot x_2) > 0$) jsou trajektorie elipsy dané $a^2 \cdot x_1^2 + x_2^2 = cst$,
- v oblastech II a IV (kde $x_1 \operatorname{sgn}(x_1 + k \cdot x_2) < 0$) jsou trajektorie hyperboly s asymptotami $x_2 = \pm a \cdot x_1$,
- řízení přepíná jen na hraniční ploše $x_1 + k \cdot x_2 = 0$,
- vhodnou volbou parametru k jsou všechny trajektorie směřovány směrem k této ploše (bez ohledu na to, z které strany roviny jsou). Následně, pokud je již jednou dosažena, objeví se nový jev: trajektorie „kloužou“ podél této roviny.



Obr. 7.3: Trajektorie ve stavovém prostoru

Bohužel je však klasická teorie obyčejných diferenciálních rovnic neschopná vysvětlit, co se zde děje (je známo, že řešení systému (7.5) existuje a je jednoznačné, pokud je u Lipschitzovou funkcí, a je tudíž spojitě). Návrhy vhodných matematických nástrojů objevujících se v nezbytných a alternativních přístupech a konstrukcích řešení

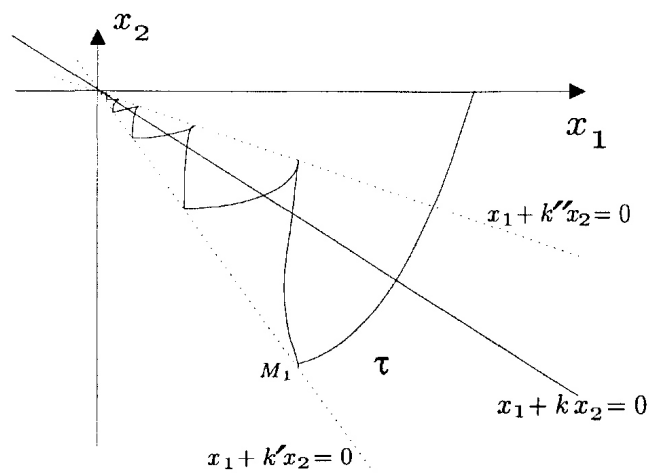
mohou být nalezeny v pracích Filippova [16] a dalších, kde je použita teorie diferenciálních inkluzí [6]. Tyto výsledky zde nejsou prezentovány a jsou předmětem jiných studií.

Pro lepší porozumění tomu, co se „fyzikálně“ děje, může být dána jednoduchá interpretace pouze představením určitého druhu vad na přepínacích zařízeních, například časové zpoždění τ . Při tomto předpokladu pohyb postupuje podél sledu malých oblouků (následně elipsoidních a hyperbolických) mezi přímkami $x_1 + k' \cdot x_2 = 0$ a $x_1 + k'' \cdot x_2 = 0$, protínající počátek s

$$k' = \frac{k - \tau}{1 + a^2 \cdot k \cdot \tau}, \quad (7.7)$$

$$k'' = \frac{k - \tau}{1 - a^2 \cdot k \cdot \tau}. \quad (7.8)$$

Když se τ blíží k nule, amplituda těchto oscilací směřuje k nule, kdežto frekvence se neustále zvyšuje a charakteristický bod „klouže“ podél přímky $x + k \cdot \dot{x} = 0$ (obrázek 7.4).



Obr. 7.4: Trajektorie s časovým zpožděním

Uvedeme zde další důležité poznámky:

V klouzavém pohybu, $\sigma \equiv 0$, což vyjadřuje, že je nyní dynamika definována vztahem

$$\dot{x} = -\frac{1}{k} \cdot x. \quad (7.9)$$

Tudíž se systém druhého řádu pak chová jako systém prvního řádu s časovou konstantou k a nezávisle na inerci a a trajektorie bude klouzat podél $\sigma = 0$ k počátku (tudíž $\sigma = 0$ je také nazývána *klouzavá rovina*). Zznamenejme také, že s nespojitým řízením je systém ekvivalentní k proporcionálně-derivační zpětné vazbě spojené s nekonečným zesílením.

Vzhledem k tomu, že $\dot{\sigma} = 0, x_2 + k \cdot a^2 \cdot u = 0$. Na klouzavé ploše je pohyb následně stejný, jako kdyby místo nespojitého řízení bylo použito „ekvivalentní“ spojitě řízení definované pomocí

$$u_e = -\frac{x_2}{k \cdot a^2}. \quad (7.10)$$

Toto ekvivalentní řízení může být uvažováno jako střední hodnota nespojitého řízení u na klouzavé ploše, modulované šířkou a amplitudou. Nicméně v klouzavém pohybu řízení přepíná s vysokou frekvencí mezi hodnotami $-|x_1|$ a $|x_1|$. Tento jev je znám jako kmitání a je nedostatkem klouzavých režimů. Posledně jmenované dynamické chování je nazýváno jako ideální klouzavý režim, čili zde existuje konečný čas t_e takový, že pro všechna $t \geq t_e$ je

$$s(x(t)) = 0. \quad (7.11)$$

Samozřejmě, že ideální klouzavý režim podél $x + k \cdot \dot{x} = 0$ existuje jen pro časově spojitý systém a bez zpoždění, což není případ v reálném systému. Zaměřme naši pozornost k faktu, že ve vzorkování je situace ještě mnohem více složitější. Tato otázka je mimo rozsah této kapitoly, ale lze ji najít v literatuře, kde jsou řešeny otázky diskretizovatelnosti nebo kde nalezneme klouzavý režim řízení pro systémy s časovým zpožděním.

Tento jednoduchý příklad nám dovolil rozšířit některé charakteristiky klouzavého jevu a bylo ukázáno, že klouzavý režim byl iniciován při prvním přepnutí. Samozřejmě

to nemusí být vždy naším případem, ledaže bereme v úvahu některá preventivní opatření.

Například, pokud je použito nespojité řízení

$$u = -\operatorname{sgn}(x_1 + k \cdot x_2) \quad (7.12)$$

místo 7.6, pak nastane klouzavý režim jen na hladině

$$|x_2| < k \cdot a^2, \quad (7.13)$$

jak může být viděno na obrázku 7.5.

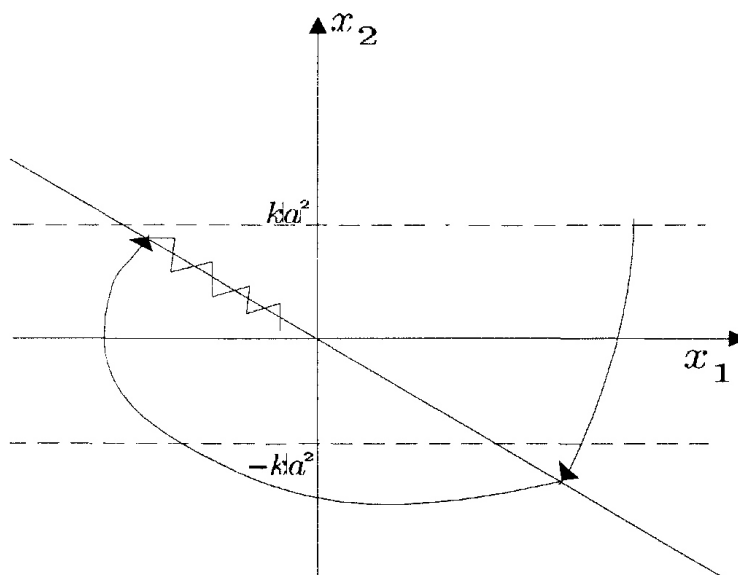
To vychází ze skutečnosti, že přepínací plocha je známa svojí přitažlivostí, pokud je splněna podmínka $s \cdot \dot{s} < 0$. To bude vylíčeno podrobně v následujících částech této práce, také spolu s dynamikou v klouzavém režimu, teorií ekvivalentního řízení, jevem kmitání a vlastnostmi robustnosti klouzavého režimu.

7.3 Dynamika klouzavého režimu

7.3.1 Lineární systémy

Nyní vezmeme v úvahu lineární proces, případně systém s více vstupy definovaný pomocí

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u, \quad (7.14)$$



Obr. 7.5: Stavový prostor a obor klouzavého režimu

kde $x \in \mathfrak{R}^n, u \in \mathfrak{R}^m$ a stupeň $B=m$.

Nechť také definujeme klouzavou rovinu jako průsečík m lineárních nadrovin

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n : s(x) = C \cdot x = 0\}, \quad (7.15)$$

kde C je matice plné hodnosti ($m \times n$) a předpokládejme, že klouzavý pohyb nastane na S .

V klouzavém režimu $s \equiv 0$ a $\dot{s} = C \cdot A \cdot x + C \cdot B \cdot u = 0$.

Předpokládejme, že CB je regulární (což je důvodné, neboť je předpokládáno, že B má plnou hodnost a s je vybraná funkce), klouzavý pohyb je ovlivněn takzvaným ekvivalentním řízením

$$u_e = -(C \cdot B)^{-1} \cdot C \cdot A \cdot x. \quad (7.16)$$

Z toho plyne, že ekvivalentní dynamika v klouzavé fázi je definována pomocí

$$\dot{x}_e = [I - B(C \cdot B)^{-1} \cdot C] \cdot A \cdot x_e = A_e \cdot x_e. \quad (7.17)$$

Fyzikální význam ekvivalentního řízení může být interpretován tímto způsobem: Nespojitě řízení u se sestává z vysokofrekvenčního členu (u_{hf}) a členu nízké frekvence (u_s): $u = u_{hf} + u_s$.

u_{hf} je vyfiltrováno pomocí šířky pásma systému a klouzavý pohyb je pouze ovlivněn u_s , což může být viděno jako výstup filtru dolní propusti

$$\tau \cdot \dot{u}_s + u_s = u, \tau \ll 1. \quad (7.18)$$

To znamená, že $u_e \cong u_s$ a reprezentuje střední hodnotu nespojitěho řízení u .

Zatímco C má plnou hodnotu, pak $C \cdot x = 0$ předpokládá, že m stavů systému mohou být vyjádřeny jako lineární kombinace zbývajících $(n-m)$ stavů. Tudiž v klouzavém pohybu se dynamika systému rozvíjí na stavovém prostoru redukovaného řádu (jehož rozměr je $(n-m)$).

Je jednoduché ověřit, že A_e je nezávislé na řízení a má nejvýše $(n-m)$ nenulových vlastních hodnot závislých na zvolené přepínající rovině, zatímco asociované vlastní vektory náležejí k $\ker(C)$. Jelikož B má plnou hodnotu, tak zde existuje báze, kde je ekvivalentní k matici

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix}, \quad (7.19)$$

kde B_2 je regulární $(m \times m)$ matice. Necht' rozložíme stav jako $x = [x_1^T, x_2^T]^T$, kde $x_1 \in \mathfrak{R}^{n-m}$, $x_2 \in \mathfrak{R}^m$. Tudiž se systém (7.14) stane

$$\dot{x}_1 = A_{11} \cdot x_1 + A_{12} \cdot x_2, \quad (7.20)$$

$$x_2 = A_{12} \cdot x_1 + A_{22} \cdot x_2 + B_2 \cdot u \quad (7.21)$$

a

$$C = [C_1 \quad C_2], \quad (7.22)$$

kde $(m \times m)$ matice C_2 je předpokládána jako regulární (což je nezbytná a dostačující podmínka pro to, aby bylo CB regulární, protože $\det(CB) = \det(C_2 B_2)$).

Poté můžeme spočítat A_e následovně,

$$A_e = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ -C_2^{-1} \cdot C_1 \cdot A_{21} & -C_2^{-1} \cdot C_1 \cdot A_{22} \end{bmatrix} \quad (7.23)$$

$$= \begin{bmatrix} I & 0 \\ -C_2^{-1} \cdot C_1 & I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} - A_{12} \cdot C_2^{-1} \cdot C_1 & A_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I & 0 \\ C_2^{-1} \cdot C_1 & I \end{bmatrix}. \quad (7.24)$$

V tomto tvaru se nám charakteristický polynom A_e nepochybně objeví jako

$$P(A_e) = \lambda^m \cdot P(A_{11} - A_{12} \cdot C_2^{-1} \cdot C_1). \quad (7.25)$$

Tudíž A_e má nejméně m nulových vlastních hodnot a klouzavá dynamika je definována jako

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= (A_{11} - A_{12} \cdot C_2^{-1} \cdot C_1) \cdot x_1, \\ x_2 &= -C_2^{-1} \cdot C_1 \cdot x_1. \end{aligned} \quad (7.26)$$

Tyto posledně uvedené rovnice jsou důležité, poněvadž ukazují, že:

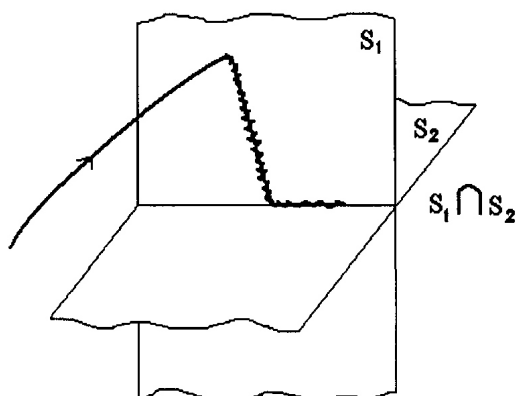
- navrhování C je analogické jako návrh matice stavové zpětné vazby zajišťující žádané chování pro systém redukováného řádu (A_1, A_{12}) , stanovující, že dvojice (A_{11}, A_{12}) je říditelná (což je případ když, a pouze když je říditelná původní dvojice (A, B)). Pak je úloha klasická, která může být řešena obvyklými řídicími technikami umístěním přímo vlastních hodnot a vlastních vektorů nebo minimalizací kvadratické funkce,
- dynamika závisí pouze na maticích A_{11}, A_{12} a nikoli na A_{21}, A_{22} . Pro systém s jedním vstupem to konkrétně znamená, že pokud je systém napsán v kanonickém tvaru říditelnosti.

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & \vdots & \vdots \\ \vdots & & & 1 & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ -a_0 & \dots & \dots & \dots & -a_{n-1} \end{pmatrix} \cdot x + \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot u, \quad (7.27)$$

pak je klouzavá dynamika nezávislá na parametrech a_i systému.

Povšimněme si, že tato poznámka může být zobecněna na systémy s více vstupy. Nicméně je důležité postřehnout, že pro tento typ systému je návrh pravidel řízení více složitý, než v případě jednoho vstupu, protože se požadovaný klouzavý pohyb musí uskutečnit na průsečíku m klouzavých rovin. Všeobecně řečeno, mohou být uvažovány nejméně tři strategie:

- první používá hierarchickou proceduru, kde je systém postupně přivedený k průsečíku všech rovin. Označením S_1, \dots, S_m m lineárních nadrovin takových, že $S = \bigcap_{i=1}^m S_i$ a začínajících z libovolné počáteční podmínky je řízení u_1 navrženo tak, aby navozovalo klouzavý režim na rovině S_1 pro jakékoli řízení u_2, \dots, u_m . Poté, co bylo toto vykonáno, pak druhé řízení u_2 (zatímco systém neustále klouže na $S_1 = 0$) vede k $S_1 \cap S_2$ a generuje klouzavý režim na této rovině a tak dále, až se klouzavý pohyb uskuteční na průsečíku m klouzavých rovin (obrázek 7.6),
- další řešení spočívá v redukci systému v m podsystemů s jedním vstupem takových, že každá rovina S_i závisí jen na i -tém členu nespojitě části řízení.



Obr. 7.6: Pohyb klouzavého režimu s dvěma řídicími funkcemi

Tyto první dva postupy vedou k poměrně jednoduché proceduře. Nicméně toto předpokládá vysoké působení a opotřebení akčních členů systému, protože se řízení mění na mnohem více bodech stavového prostoru než na bodech představujících klouzavou rovinu S . Situace, kde jedno řízení řídí stav mimo požadovaný průsečík pomocí vyvolání klouzavého pohybu na podmnožině rovin, může také nastat. Způsobem, jak čelit těmto problémům, je vytvořit klouzavý pohyb tak, aby se objevil jen na průsečíku všech manifoldů. Řízení je spojité na přechodu jakékoli samostatné roviny a nespojité jen na průsečíku všech z nich. Pro tento účel byly navrženy následující zákony řízení (nazýváno jako přístup jednotkového vektoru),

$$u = u_e - \frac{\rho \cdot C \cdot x}{\|C \cdot x\|}, \quad (7.28)$$

nebo

$$u = u_e - \frac{\rho \cdot M \cdot x}{\|N \cdot x\|}, \quad (7.29)$$

kde matice M a N jsou takové, že $\ker M = \ker N = \ker C$.

7.3.2 Nelineární systémy

Nyní budeme předpokládat následující nelineární systém afinní v řízení (kde je dynamika systému nelineární stejně tak jako řízení):

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u(t) \quad (7.30)$$

a množinu m přepínajících rovin

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n : s(x) = [s_1(x), \dots, s_m(x)]^T = 0\}. \quad (7.31)$$

Rozšíření předchozích výsledků vedou k:

- asociovanému ekvivalentnímu řízení

$$u_e = -\left[\frac{\partial s}{\partial x} \cdot g(x)\right]^{-1} \cdot \frac{\partial s}{\partial x} \cdot f(x) \quad (7.32)$$

získaného napsáním, že $\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [f(x) + g(x) \cdot u(t)] = 0$,

- výsledné dynamice v klouzavém režimu

$$\dot{x}_e = \left[I - g(x_e) \cdot \left[\frac{\partial s}{\partial x_e} \cdot g(x_e) \right]^{-1} \cdot \frac{\partial s}{\partial x_e} \right] \cdot f(x_e). \quad (7.33)$$

Všimněme si, že σ musí být navrženo tak, že $\frac{\partial s}{\partial x} \cdot g(x)$ je regulární.

Ačkoliv je jasné, že mimo specifické případy určení přepínacích rovin za účelem získat předepsanou dynamiku není tak jednoduché jako v lineárním případě. Jeden z těchto specifických případů je, když systém (7.30) může být transformován do takzvané regulární formy:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2), \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2) \cdot u \end{aligned} \quad (7.34)$$

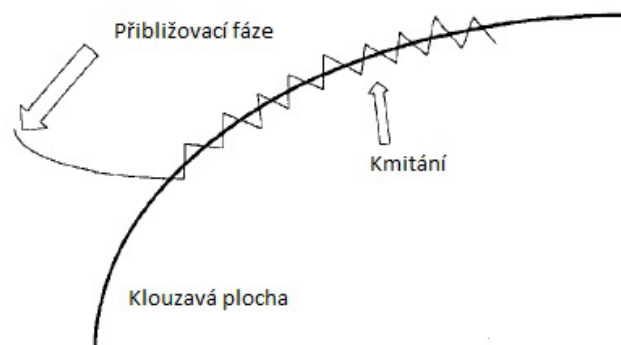
s $x_1 \in \mathfrak{R}^{n-m}$, $x_2 \in \mathfrak{R}^m$ a g_2 je regulární. Předpokládejme, že úlohou řízení je stabilizovat systém na předepsaném bodě s následující dynamikou

$$\dot{x}_1 = f(x_1, h(x_1)). \quad (7.35)$$

Definujme $s(x) = x_2 - h(x_1)$ a řízení u takové, že klouzavý režim nastane na $s = 0$ řešící úlohu a výsledný klouzavý pohyb se pak vyvine na manifoldu redukovaného řádu rozměru $(n - m)$ (x_2 může být viděno jako vstup subsystému, jehož stav je x_1). Což bychom mohli použít u příkladu dvourukého manipulátoru. Nyní může transformaci systému do regulární formy navodit složitý diffeomorfismus. Alternativně lze postupovat pomocí pseudo linearizace.

7.3.3 Kmitající jev

Ideální klouzavý režim v praxi neexistuje, protože by to znamenalo, že řízení přepíná s nekonečnou frekvencí. Za přítomnosti závad přepínání, jako jsou časová zpoždění přepínání a malé časové konstanty akčních členů, vytváří nespojitost ve zpětnovazebním řízení specifické dynamické chování v okolí roviny, které je obvykle uváděno jako kmitání (obrázek 7.7).

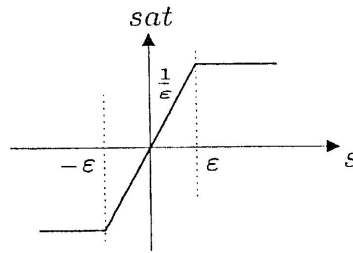


Obr. 7.7: Kmitající jev

Tento jev je nevýhodou, třebaže je dokonce filtrován na výstupu procesu. Může totiž vyvolávat režimy nemodelovaných vysokých frekvencí, které znehodnocují výkonnost systému a mohou dokonce vést k nestabilitě. Kmitání také vede k vysokému opotřebením pohybujících se mechanických částí a vysokým tepelným ztrátám v elektrických silových obvodech. Tudíž bylo mnoho postupů navrženo tak, aby se omezilo nebo odstranilo toto kmitání. Jeden z nich spočívá v regulačním schématu v některém sousedství přepínací roviny, které v nejjednodušším případě spočívá pouze

v nahrazení funkce signum spojitou aproximací s vysokým zesílením na hraniční vrstvě: například sigmoidální funkcí, nebo saturační funkcí, jak je ukázáno na obrázku 7.8.

Nicméně, ačkoliv může být odstraněno kmitání, tak může být také ohrožena robustnost klouzavého režimu. Další řešení, vyrovnávající se s kmitáním, je založeno na současné teorii klouzavých režimů vyšších řádů.



Obr. 7.8: Saturační funkce $\text{sat}(s)$

Opravdový pohyb blízko povrchu může být viděn jako superpozice „pomalého“ pohybu podél roviny a „rychlého“, který je kolmý na tuto rovinu (kmitající jev). Abychom uvedli na význačnou pozici tyto dva pohyby, uvažujme znovu náš vstupní příklad, a necht' aproximujeme v sousedství roviny ε funkci signum pomocí saturační funkce, jejíž sklon je $\frac{1}{\varepsilon}$. Vezmeme-li ε jako malý parametr odchylky, pak může být chování v hraniční vrstvě popsáno ve standardním singulárním perturbovaném tvaru pomocí

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \varepsilon \cdot \dot{x}_2 = -a^2 \cdot x_1 \cdot (x_1 + k \cdot x_2) \end{cases} \quad (7.36)$$

Pomalý pohyb je definován nastavením $\varepsilon = 0$, odtud

$$\dot{x}_{1s} = x_{2s} = -\frac{1}{k} \cdot x_{1s} \quad (7.37)$$

a

$$\begin{aligned} x_{1s} &= x_{10} \cdot e^{-\frac{t}{k}}, \\ x_{2s} &= -\frac{1}{k} \cdot x_{10} \cdot e^{-\frac{t}{k}} \end{aligned} \quad (7.38)$$

s x_{10} mající hodnotu x_1 v bodě M_1 (viz. obrázek 7.9). A jak lze vidět v sekci 7.2, to odpovídá dynamice v klouzavém režimu.

V časovém měřítku $\frac{t}{\varepsilon}$ je rychlý pohyb definován pomocí

$$\dot{x}_{2f} = -a^2 \cdot x_{10}^2 - a^2 \cdot k \cdot x_{10} \cdot x_{2f}, \quad (7.39)$$

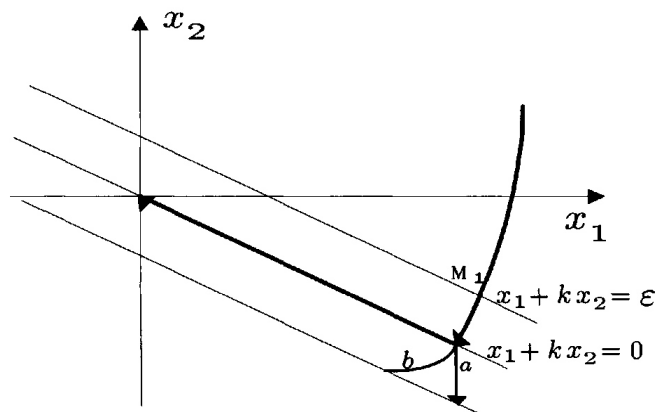
což je

$$x_{2f} = -\frac{1}{k} \cdot x_{10} \cdot \left(1 - e^{-\frac{a^2 \cdot k}{\varepsilon} x_{10} \cdot t} \right) + x_{20} \cdot e^{-\frac{a^2 \cdot k}{\varepsilon} x_{10} \cdot t} \quad (7.40)$$

a souhrnný pohyb je aproximován pomocí

$$\begin{aligned} x_1 &= x_{1s} = x_{10} \cdot e^{-\frac{t}{k}}, \\ x_2 &= x_{2s} + x_{2f} - x_{20s} = -\frac{1}{k} \cdot x_{10} \cdot e^{-\frac{t}{k}} + \left(x_{20} + \frac{1}{k} \cdot x_{10} \right) \cdot e^{-\frac{a^2 \cdot k}{\varepsilon} x_{10} \cdot t}, \end{aligned} \quad (7.41)$$

což dává trajektorie na obrázku 7.9.



Obr. 7.9: a) Singulární perturbovaný pohyb $\varepsilon = 0$; b) Reálný pohyb

7.4 Pravidla řízení pro simulaci

Níže uvedené rovnice použijeme v praktické části v kapitole 8.2.2. Pro naši simulaci budeme potřebovat použít klouzavý režim řízení na úlohu sledování. To můžeme vyjádřit jako $x = \phi_n(t)$ a pomocí zákonů řízení budeme toto muset zajistit, tzn. vytvoříme klouzavý režim řízení ve fázové rovině. Proto necht' bude $s_n(x, t) = x - \phi_n(t)$ klouzavou rovinou.

Návrh 7.1. Zákony řízení můžeme napsat jako

$$u = \begin{cases} 0 & \text{když } (k + y)s_n < 0 \\ 1 & \text{když } (k + y)s_n > 0 \end{cases} \quad (7.42)$$

což navozuje klouzavý pohyb systému (8.34), (8.35), který vychází z (5.3), (5.4) kapitoly 5.1 na ploše $s_n(y, t) = 0$.

Nyní se zaměříme na ověření výše uvedeného. Nejprve vezměme v úvahu, že zde budeme označovat stavové proměnné jako x a y , místo značení x_1 a x_2 , kde x je x_1 a y je x_2 , jak bývá někdy označováno v literatuře.

Ekvivalentní řízení u_{eq} definované pomocí $s'_n(x, t) = 0$ vede k

$$x' - \phi'_n(t) = 0 \Rightarrow \phi'_n(t) = 1 - u_{eq}(k + y). \quad (7.43)$$

Trajektorie systému budou směřovány směrem ke klouzavé rovině, pokud bude platit, že $s_n s'_n < 0$.

Pak bude $s_n s'_n = s_n (x' - \phi'_n) = s_n [1 - u(k + y) - 1 + u_{eq}(k + y)] = -s_n (k + y)(u - u_{eq})$ a výsledek následuje.

Obor klouzavého režimu je dán

$$0 < \frac{1 - \phi'_n}{k + y} < 1, \quad \text{nebo ekvivalentně} \quad 0 < \frac{y' + \lambda y}{\phi_n} < 1. \quad (7.44)$$

8 Řešení úlohy a ověření simulačními experimenty

8.1 Adaptivní sledování nelineárních napěťových měničů

8.1.1 Úvod

V této kapitole jsou odvozeny rovnice pro řešení úlohy zadané v cílech disertační práce pro první simulaci. Jedná se o popis systému rovnicemi, následně vytvoření diferenciální rovnice a její řešení různými metodami. Také jsou zde odvozeny podmínky stability a návrh robustního řízení.

V našem případě je sledování základních nelineárních napěťových měničů zkoumáno pro systémy s časově proměnnými parametry. Pravidla řízení přepínání uskutečňují nepřímé asymptotické sinusové sledování napětí. Výklad zdůrazňuje smysl použití Fourierova rozvoje při řešení obyčejných diferenciálních rovnic Abelova typu [38]. Při řešení této úlohy jsou použita adaptivní schémata.

Spínané zdroje jsou založeny na podstatě DC napájecích zdrojů, které přinášejí výhody vysoké výkonnosti a nízké hmoty.

Měniče mohou být matematicky reprezentovány jako nelineární časově proměnné dynamické systémy. Mohou být modelovány jako systémy s proměnnou strukturou kvůli náhlým topologickým změnám, které obvod podstupuje, a je řízen akcemi nespojitého řízení. Představují přirozené pole aplikací nelineárních řídicích technik [54] a [45], kde jsou aplikovány techniky klouzavého režimu řízení na úlohu sledování v základních DC/DC napěťových měničích.

V našem případě byl použit klouzavý režim řízení na úlohu regulace v základních DC/DC napěťových měničích, což je jednou z možných aplikací nelineárních řídicích technik [41].

Úlohy sledování v nelineárních měničích jsou zde řešeny na různých praktických příkladech, například na zdrojích nepřerušovaného napájení (UPS). Jako nejdůležitější nelineární měniče jsou v těchto případech uvažovány invertory a měniče Čuk.

V této části práce je popsáno sledování zvyšujících a invertujících měničů při použití technik klouzavého režimu řízení.

Zvyšující měnič byl použit pro jednoduchost a jako akademický příklad, kdežto invertor může být použit již jako příklad praktický. Přímé regulační/sledovací řízení výstupního napětí pro zvyšující měnič a invertor vede na systémy s neminimální fází, a proto na nestabilní regulátor. Nicméně pro oba měniče může být použito řízení nepřímé v regulačně sledovacích úlohách.

V dostupné literatuře je obvykle předpokládána znalost parametrů zařízení. My budeme uvažovat případ časově proměnných neznámých parametrů. Pro sledování periodické funkce je stěžejní obyčejná diferenciální rovnice Abelova typu závisající na stavových proměnných a Fourierově aproximaci periodického řešení.

Odvození matematických vztahů pro první simulaci, tzn. kapitola 8.1, je rozdělena následovně. Druhá sekce je věnována úloze sledování v základních nelineárních měničích. Ve třetí sekci je stanovena otázka, kterou se budeme zabývat. Čtvrtá a pátá sekce poskytují postupně odpovědi na otázku zprostředkovaním dvou odhadů γ a procedurou optimalizace přechodového děje. Použité M-soubory jsou uvedeny v příloze.

8.1.2 Úloha sledování ve 2D nelineárních měničích

Základní 2D nelineární měniče mohou být modelovány jako bilineární systémy [45]. S vlastnostmi těchto systémů jsme se seznámili v teoretické části práce. Obvyklé stavové proměnné jsou proud procházející skrz indukční cívku a napětí na kondenzátoru.

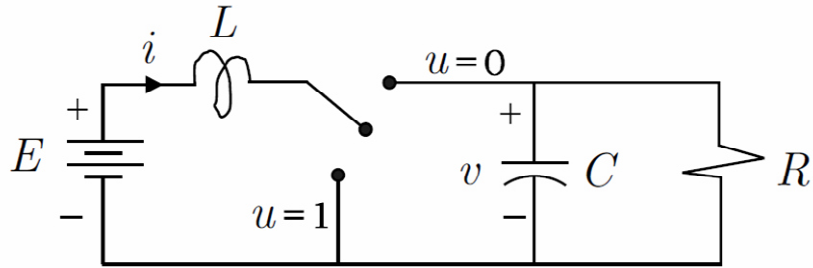
Úlohu, kterou zde budeme řešit, bude sledování napětí periodického signálu $A + B \sin(\omega t)$.

Zařízení popíšeme pomocí bezrozměrného systému jako:

$$\frac{dx_1}{dt} = (u - 1) \cdot x_2 + 1, \quad (8.1)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = (1 - u) \cdot x_1 - \gamma \cdot (x_2 - \delta), \quad (8.2)$$

kde $\gamma \in [0, 1]$ je po částech konstantní parametr a $\delta \in \{0, 1\}$, kde $\delta=0$ je pro zvyšující měnič a $\delta=1$ je pro invertující měnič.



Obr. 8.1: DC/DC Zvyšující měnič s ideálním spínačem

Bezrozměrné proměnné mají závislost:

$$x_1 = \frac{1}{V_g} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot i_L, \quad (8.3)$$

$$x_2 = \begin{cases} \frac{1}{V_g} \cdot v_C & \text{zvvyšující m.} \\ 1 - \frac{1}{V_g} \cdot v_C & \text{invertor} \end{cases}, \quad (8.4)$$

horní část vztahu je pro zvyšující měnič a spodní pro invertor,

$$t = \frac{\tau}{\sqrt{L \cdot C}}, \quad (8.5)$$

$$\gamma = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (8.6)$$

kde L je indukčnost, C je kapacita a R je odpor zátěže.

V_g je vstupní napětí, i_L je proud procházející skrz indukční cívku a v_C je napětí na kondenzátoru.

Z rovnic (8.1) a (8.2) dostaneme diferenciální rovnici

$$x_1 \cdot \left(\frac{dx_1}{dt} - 1 \right) = -x_2 \left(\frac{dx_2}{dt} - \gamma \cdot (x_2 - \delta) \right), \quad (8.7)$$

jež může být přepsána jako Abelova ODE. Tato rovnice ODE je nestabilní, pokud je v této rovnici proměnná x_1 , a stabilní je v případě, že proměnná je x_2 . To je proto, že zařízení je s minimální fází, pokud proměnnou x_1 zvolíme jako výstupní veličinu, zatímco pokud zvolíme x_2 jako výstupní veličinu, pak je zařízení s neminimální fází.

Přes výše uvedené může být později dokázáno, že pokud je x_2 periodické, pak zde existuje omezené x_1 řešení rovnice (8.7), které může být analyticky aproximováno pomocí částečných součtů Fourierových řad $a_0 + b_l \sin(\omega t + \varphi)$ a numericky počítáno pomocí zpětné časové integrace.

Tvrzení 8.1

Necht'

$$k(t) = \alpha_0 + \sum_{l=1}^{\infty} (\alpha_l \cdot \cos(l \cdot \omega \cdot t) + \beta_l \cdot \sin(l \cdot \omega \cdot t)) \quad (8.8)$$

je řešením rovnice (8.7) a

$$A_0 + \sum_{l=1}^{\infty} (A_l \cdot \cos(l \cdot \omega \cdot t) + B_l \cdot \sin(l \cdot \omega \cdot t)) \quad (8.9)$$

je Fourierův rozvoj pravé strany rovnice (8.7),

$$x_{2d} \left(\frac{dx_{2d}}{dt} + \gamma \cdot (x_{2d} - \delta) \right). \quad (8.10)$$

Pak

$$A_0 = \alpha_0, \quad (8.11)$$

$$A_1 = \alpha_1 - \alpha_0 \cdot \omega \cdot \beta_1 + \frac{\omega}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (\beta_n \cdot \alpha_{n+1} - \alpha_n \cdot \beta_{n+1}), \quad (8.12)$$

$$B_l = \beta_l + \alpha_0 \cdot \omega \cdot \alpha_l + \frac{\omega}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (\alpha_n \cdot \alpha_{n+1} - \beta_n \cdot \beta_{n+1}), \quad (8.13)$$

$$A_l = \alpha_l - l \cdot \alpha_0 \cdot \omega \cdot \beta_l - \frac{\omega}{2} \cdot \sum_{n=1}^{l-1} n \cdot (\alpha_n \cdot \beta_{l-n} + \beta_n \cdot \alpha_{l-n}) + \frac{l \cdot \omega}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (\beta_n \cdot \alpha_{n+1} - \alpha_n \cdot \beta_{n+1}), \quad (8.14)$$

$$B_l = \beta_l + l \cdot \alpha_0 \cdot \omega \cdot \alpha_l - \frac{\omega}{2} \cdot \sum_{n=1}^{l-1} n \cdot (\beta_n \cdot \beta_{l-n} + \alpha_n \cdot \alpha_{l-n}) + \frac{l \cdot \omega}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (\alpha_n \cdot \alpha_{n+1} + \beta_n \cdot \beta_{n+1}). \quad (8.15)$$

Nyní již může být navržen klouzavý režim řízení, který je založen na časově závislé klouzavé rovině $S(x, t) := x_l - k(t) = 0$.

Použitím standardních technik ohledně stability periodických trajektorií může být ukázáno, že chování v ustáleném stavu je dáno $x_2 = x_{2d}$, to znamená, že chyba $|x_2 - x_{2d}|$ v dynamice ideálního klouzavého režimu směřuje asymptoticky k nule.

Tvrzení 8.2

Nechť x_{2d} bude periodický signál, jenž má být sledován a $k(t)$ bude periodické řešení Abelovy rovnice (8.7).

Předpokládejme

$$-1 \leq \frac{1}{x_{2d}} \cdot \left(\frac{dk(t)}{dt} - 1 \right) \leq 0, \quad (8.16)$$

pak je řídicí metoda definována rovinou

$$S(x, t) := x_1 - k(t) = 0 \quad (8.17)$$

a pravidlo řízení

$$u(x, t) = \begin{cases} 0 & \text{když } x_2 S(x, t) > 0 \\ 1 & \text{když } x_2 S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (8.18)$$

nám zajistí klouzavý pohyb na ploše $S(x,t) = 0$ a pak se bude absolutní chyba $|x_2 - x_{2d}|$ v dynamice ideálního klouzavého režimu blížit asymptoticky k nule.

Po dosazení dostaneme následující rovnici, která dokáže výše uvedené vztahy:

$$\frac{d}{dt} \frac{S^2(x,t)}{2} = (x_1(t) - k(t)) \cdot (u(t) - u_{eq}(t)) \cdot x_2(t) = S(x,t) \cdot (u(t) - u_{eq}(t)) \cdot x_2(t). \quad (8.19)$$

Navíc je rovnice (8.16) ekvivalentní k $0 \leq u_{eq} \leq 1$, a proto vede řídicí metoda definovaná ve vztazích (8.17) a (8.18) na $0.5S^2(x,t)$ Ljapunovu funkci.

Poznámka 8.1

Nerovnosti (8.16) pro x_{2d} a $k(t)$ jsou podmínky, které musí být uspokojené kvůli uskutečnění klouzavého pohybu. V praktickém řešení používáme klouzavou plochu $S(x,t) := x_1 - k_a(t) = 0$, kde $k_a(t)$ je částečný součet Fourierových řad

$$k_a(t) = \alpha_0 + \sum_{l=1}^m (\beta_l \cdot \sin(l \cdot \omega \cdot t + \phi_l)). \quad (8.20)$$

Následující řízení

$$u = \max \left(0, \min \left(1, 1 + \left(\frac{\frac{dk_a(t)}{dt} - 1}{x_{2d}} \right) + \mu \cdot \operatorname{sgn}(S(x,t)) \right) \right) \quad (8.21)$$

je uvažováno místo dvojpohové regulace v simulacích. Jedná se o klouzavý režim řízení, který charakterizuje použití funkce sgn . Systém je vzorkován $n \cdot p$ krát za periodu a metoda přidržení nulového řádu (ZOH) je aplikována na řízení u . Následně je systém lineární v každé vzorkovací periodě.

Příklad 8.1

Pro $x_{2d} = A + B \cdot \sin(\omega \cdot t)$ může být periodické řešení $k(t)$ z rovnice (8.7)

aproximováno prvním harmonickým Fourierovým rozvojem

$k_a(t) = \alpha_0 + \beta_1 \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi_1)$, kde

$$\alpha_0 = \frac{1}{2} \cdot (2 \cdot A^2 - 2 \cdot A \cdot \delta + B^2) \cdot \gamma, \quad (8.22)$$

$$\beta_1 = B \cdot \sqrt{\frac{\omega^2 \cdot A^2 + \gamma^2 \cdot (2 \cdot A - \delta)^2}{\alpha_0^2 \cdot \omega_0 + 1}}, \quad (8.23)$$

$$\tan(\phi_1) = \frac{(1 + 2 \cdot \gamma \cdot \alpha_0) \cdot \omega \cdot A - \delta \cdot \alpha_0 \cdot \gamma \cdot \omega}{A \cdot (2 \cdot \gamma - \alpha_0 \cdot \omega^2) - \delta \cdot \gamma}. \quad (8.24)$$

Na druhou stranu je systém (8.1), (8.2) staticky zpětnovazebně linearizovatelný, nebo hladký.

Hladký výstup je

$$y = x_1^2 + x_2^2. \quad (8.25)$$

Proto mohou být úlohy sledování nebo plánování trajektorie řešeny předpokladem parametru γ jako známého, neboť se objeví v difeomorfizmu závislejších stavových proměnných jak (x_1, x_2) , tak i linearizovaných nových proměnných $\left(y_1, \frac{dy_1}{dt}\right)$. Je důležité se zmínit, že parametr γ modeluje zátěž, jež může postupně snášet odchylky.

8.1.3 Specifikace úlohy

V této podkapitole je blíže určena jedna z úloh zadaná v cílech disertační práce, v našem případě se jedná o dostatečně kvalitní sledování žádané trajektorie při zachování stability systému.

Nechť $X_2(t)$ bude cílový periodický vztah x_2 a $X_1(t)$ odpovídající vztah x_1 , který je odvozený z rovnic (8.22) - (8.24).

Předpokládejme, že aktuální parametr γ je skoková funkce, která nabývá hodnoty γ a $\hat{\gamma}$.

Potřebujeme znát odpovědi na následující otázky:

- Jak můžeme odhadnout $\hat{\gamma}$?
- Jak můžeme modifikovat $X_I(t)$, kvůli minimalizaci chyby x_2 v přechodovém stavu?

8.1.4 Odhad γ

V této podkapitole navážeme na předchozí otázky tím, že zde předložíme jejich řešení. Předpokládejme, že je γ konstantní a je dosažen ustálený stav, pak nám FFT aplikované na $x_2(t)$ dává $x_2(t) \cong \hat{A} + \hat{B} \cdot \sin(\omega \cdot t + \hat{\psi})$ a γ může být odvozeno z porovnání těchto koeficientů s nominálními hodnotami (A, B, θ) .

Konkrétně

$$\hat{\gamma} = \frac{A^2 - A \cdot \delta + \frac{B^2}{2}}{\hat{A}^2 - \hat{A} \cdot \delta + \frac{\hat{B}^2}{2}} \cdot \gamma_{nom}, \quad (8.26)$$

s γ_{nom} , což je nominální (nebo očekávaná) hodnota γ .

Měli bychom uvést, že on-line určení a_0 , b_1 a ϕ_1 může vytvářet v systému v přechodovém ději oscilace, což může vést k nestabilitě. V případě, že se změní zátěž při zachování počátečních hodnot a_0, b_1 a ϕ_1 , pak procedura FFT objeví změny s velkou přesností.

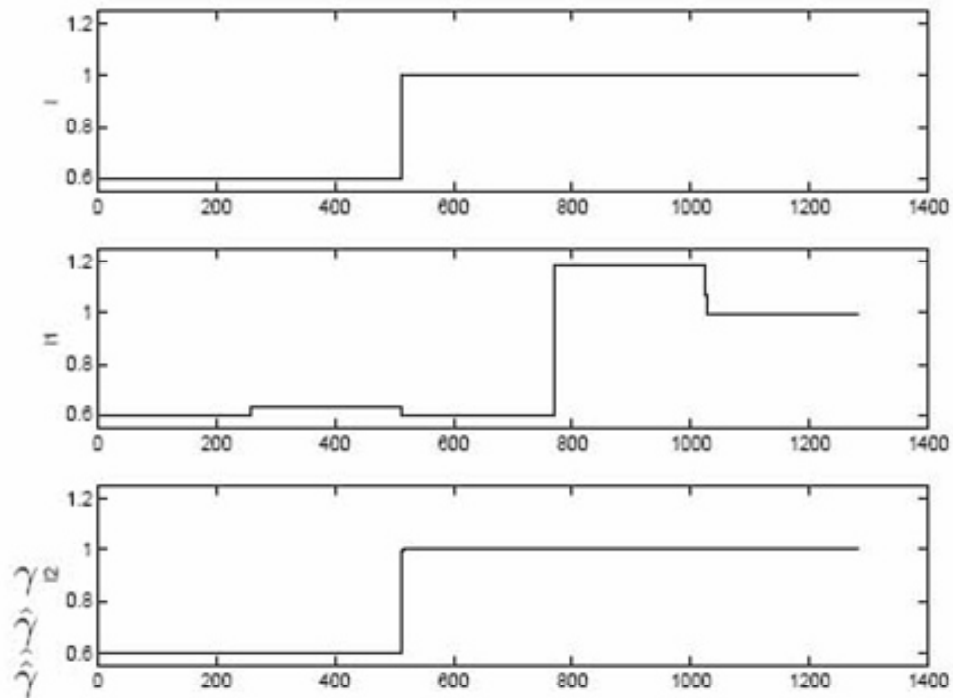
Tudíž můžeme pokračovat s počítáním nových hodnot pro a_0, b_1 a ϕ_1 , jestliže platí pro určitou prahovou hodnotu τ_0 , že $|\hat{\gamma} - \gamma| > \tau_0$.

Integrací rovnice (8.2) mezi po sobě jdoucími vzorky dostaneme

$$(x_{f_2} - x_{in_2}) = (1 - u) \cdot \int_0^s x_1(t) \cdot dt + \gamma \cdot \int_0^s (x_2(t) - \delta) \cdot dt \quad (8.27)$$

a pomocí numerické aproximace integrálů obdržíme

$$(x_{f_2} - x_{in_2}) = (1 - u) \cdot s \cdot \frac{x_{f_1} + x_{in_1}}{2} + \gamma \cdot s \cdot \frac{x_{f_2} + x_{in_2} - 2 \cdot \delta}{2} \quad (8.28)$$



Obr. 8.2: Změny zátěže $\gamma(t)$ a její odhady $\hat{\gamma}$ a $\hat{\hat{\gamma}}$

Další odhad γ dostaneme použitím rovnic (8.1) - (8.2) a vzorkovaných hodnot, které jsou zde uvedeny jako x_{in} a x_f , a je dán následující rovnicí

$$\hat{\hat{\gamma}} = \frac{-(x_{f_2} - x_{in_2}) + s \cdot (1 - u) \cdot (x_{f_1} + x_{in_1})/2}{s \cdot (x_{in_2} + x_{f_2} - 2 \cdot \delta)/2}, \quad (8.29)$$

kde s je vzorkovací interval. Tento výpočet vede k vynikajícímu odhadu.

Obrázek 8.2 zobrazuje variace zátěže $\gamma(t)$ a odhady $\hat{\gamma}$ a $\hat{\hat{\gamma}}$, kde $\gamma(t)$ nalezneme na obrázku nahoře, uprostřed je pak $\hat{\gamma}$ a dole $\hat{\hat{\gamma}}$. Podobná práce s pozorovatelem je objasněna v odborné literatuře, např. v pracích pana profesora Zítka z ČVUT [60].

V této úloze jsme odvodili vztahy používaných odhadů pro potřebné stavové veličiny. V teoretické části je tento pozorovatel představen podrobněji v kapitole 6.

8.1.5 Optimalizace přechodového děje

Pro kvalitu regulace je důležité nastavit regulační pochod tak, aby byl co nejrychlejší přechod z jednoho vztahu na druhý při přechodovém ději, a to, pokud možno, bez překmitů.

Mějme x_0 jako počáteční podmínky definované pomocí

$$x_0 = [a_0 + b_1 \cdot \sin(\phi_1), A], \quad (8.30)$$

kde a_0, b_1 a ϕ_1 jsou odvozené z $\gamma = \gamma_1$. Nyní se budeme věnovat systému pro $t \in [0, 2\pi/\omega]$, a kde γ je definované jako

$$\gamma(t) = \begin{cases} \gamma_1 & \text{když } t = 0 \\ \gamma_2 & \text{když } t > 0. \end{cases} \quad (8.31)$$

Systém je n_p krát vzorován a funkce

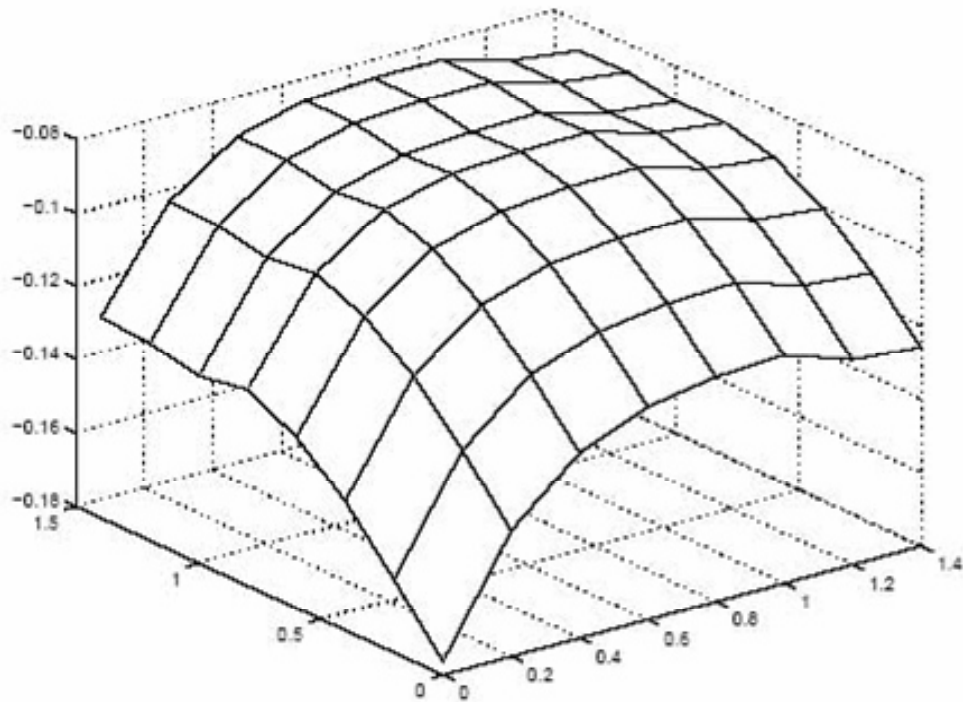
$$MQE = \frac{\sum_{k=1}^{n_p} (x_2[k] - x_{ref_2}[k])^2}{n_p} \quad (8.32)$$

je uvažovaná jako váhová funkce, kterou je potřeba minimalizovat. Nejprve je interval $[0, 2\pi/\omega]$ rozdělen na $2, 3, \dots, m+1$ podintervaly a přídatné zátěže $g_1, g_2, g_3, \dots, g_{m+1} = \gamma_2$ jsou použity v definicích

$$X_{1_k} = a_{0_k} + b_{1_k} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi_k). \quad (8.33)$$

Optimální hodnoty pro g_1, \dots, g_m jsou nalezeny použitím funkce FMINSEARCH MATLABu a minimalizační procedura je založena na Nelder-Mead algoritmu.

Počáteční podmínky pro g_1, \dots, g_m dostaneme z výsledků výpočtu funkce MQE ve čtverečné síti po 0.2, která je definovaná na $[0., 1.4]^m$. Některé výsledky pro $m = 2$ odpovídající šesti skokovým změnám zátěže můžeme nalézt v tabulce 8.1. Tabulka je rozdělena následovně:



Obr. 8.3: Diagram -MQE ohodnocené ve čtverečné síti 0.1 definované v $[0.0, 1.4]^2$

Skoková změna je v prvním sloupci, ve sloupci druhém je hodnota MQE, kde není uvažovaná přídatná zátěž. Ve sloupci třetím je minimální chyba, kterou dostaneme, pokud uvažujeme dvě přídatné zátěže definované v síti 0.2 ve čtverci $[0.0, 1.4]^2$. Nakonec přídatné zátěže, které dostaneme skrz FMINS začínajících na předchozích přídatných zátěžích, jsou dány ve sloupci čtvrtém. Hodnoty přídatných zátěží, jsou-li nějaké, jsou v lichých řádcích, a hodnoty, které nabývá funkce MQE, jsou v řádcích sudých.

Jak je ukázáno v tabulce, vhodné přídavné zátěže pro skokovou změnu v zátěži od γ_1 do γ_2 jsou dány $g_1 = \gamma_2 + k_1 \cdot (\gamma_2 - \gamma_1)$, $g_2 = \gamma_2 - k_2 \cdot (\gamma_2 - \gamma_1)$, kde k_1 a k_2 jsou kladné hodnoty.

3D diagram vycházejících hodnot v síti funkce $-MQE^2$, když se stane skoková změna v zátěži od 0.6 do 1.0, je zobrazen na obrázku 8.3.

Minimum v síti funkce MQE má hodnotu 0,0802 a je dosaženo na (1.2,1.0). Funkce začínající na [1.2,1.0] dává [1.31,0.97] a MQE v bodě (1.31,0.97) nabývá hodnoty 0.0798. Pokud nejsou uvažované přídavné zátěže, MQE má hodnotu 0,0826.

V jiném přístupu je vhodný přechodový děj X_I odvozený z numerické integrace rovnice (8.7) ve zpětném čase. Pravá strana rovnice je získána z $X_2(t) = A + B \cdot \sin(\omega \cdot t)$ a $\gamma(t)$. Počáteční podmínka je $x_1(T) = X_1(T)$, s $T = 2 \cdot \pi / \omega$.

skoková změna	zátěž	přídavná zátěž	přídavná zátěž
	MQE	min. v síti	FMINs
0.2 - 1.0	1.0	[1.4, 0.8]	[1.33, 0.85]
	0.33	0.3263	0.3261
1.0 - 0.2	0.2	[0.0, 0.2]	[0.00, 0.29]
	1.49	1.4420	1.79
0.2 - 0.6	0.6	[1.0, 0.4]	[1.04, 0.41]
	0.14	0.1312	0.1311
0.6 - 0.2	0.2	[0.2, 0.2]	[0.09, 0.22]
	0.34	0.3374	0.3293
0.6 - 1.0	1.0	[1.2, 1.0]	[1.31, 0.97]
	0.08	0.0802	0.0798
1.0 - 0.6	0.6	[0.2, 0.4]	[0.25, 0.40]
	0.14	0.1323	0.1318

Tabulka 8.1: Přídavné zátěže

Numerické výsledky integrace Abelovy rovnice ve zpětném čase jsou v naprostém souladu s Fourierovou aproximací $X_1 = a_0 + b_1 \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi_1)$.

Je zde problém, který vyvstane ze zpětného časového hlediska. x_1 přechodový děj a změna v zátěži se objeví ve zpětném pořadí, což závisí na tom, jestli uvažujeme čas postupující dopředu, nebo dozadu, tj. v jednom případě se objeví přechodový děj před

změnou zátěže. Tím pádem nás výsledky obdržené numerickou integrací přesně neinformují, jaké X_1 použít.

Abelova rovnice může být integrována ve zpětném čase použitím programu Maple za účelem dostat přibližné řešení závisující na hodnotách zátěže γ_1 a γ_2 .

Zdrojový kód programu pro MATLAB je zobrazen v přílohách. Tato první část simulace v MATLABu byla použita na optimalizaci přechodového děje a excelentní odhad.

8.2 Robustní sledování DC/DC nelineárních napěťových měničů

V této druhé praktické části jsou odvozeny vztahy pro výpočet druhé simulace. Pro tuto simulaci je vytvořen program v jazyce C, který je popsán v samostatné kapitole.

Řízení výstupního napětí zvyšujících měničů a invertorů musí být vykonáno nepřímým, přes vstupní proud, kvůli charakteru neminimální fáze, kterou tyto systémy vykazují. Zařízení jsou citlivá na poruchy zátěže, které mohou být odstraněny zavedením pozorovatele, který identifikuje rušený parametr a umožní sledování periodických signálů na zátěžových odporech.

8.2.1 Úvod

O nepřímém řízení pro výstupní napětí nelineárních přepínacích měničů je pojednáno v lit. [47]. Přesné a aproximační techniky řízení, které umožní sledování periodických vztahů nalezneme také v knize [47].

Nicméně, bezvadná schémata sledování jsou většinou velmi citlivá na vnější poruchy a parametrické neurčitosti, a to ještě více v inverzně založených řídicích schématech.

Dalším naším cílem je proto návrh robustních řídicích strategií kvůli předcházení nežádoucím důsledkům, které vytvářejí poruchy zátěže.

Důležité výzkumné úsilí se proto zaměřuje na možnost použití DC/DC spínaných zdrojů jako zdrojů invertujících. Tímto tématem se zabývá řada oddělení na zahraničních univerzitách a výsledky jsou průběžně publikovány na mezinárodních

konferencích. Lineární měniče snižovacího typu byly prvotně v robustní AC napěťové generaci použity v literatuře [4] a [6].

V literatuře [7] je poprvé navržena topologie inverterů, která může produkovat výstupní napětí vyšší, než je stejnosměrné vstupní napětí, což je inovace proti předchozímu použití těchto měničů. Principem je spojení zátěže diferenčně přes dva DC/DC zvyšující měniče. Nicméně je známo, že zvyšující měniče a invertory potřebují nepřímé řízení výstupního napětí [19], které je činí velmi citlivými na vnější poruchy a neurčitosti parametrů, a to ještě více, pokud se jedná o inverzní řídicí schémata.

Návrh z literatury [7] může být vylepšen navržením strategie robustního řízení z důvodů předcházení nežádoucím důsledkům při poruchách zátěže. V další literatuře je použita algebraická metoda [44] pro on-line identifikaci neurčitých parametrů v úloze sledování trajektorie pro snižovací měnič dvojitého mostu.

Dynamické klouzavé manifoldy byly úspěšně použity pro potlačení náhodných poruch [42] ve sledování výstupního napětí nelineárními napěťovými měniči. Pro nepřímé schéma řízení proudu je klíčem on-line aktualizace vztahu proudu podle variací rušeného parametru. Tento specifický typ klouzavého řízení je znám jako dynamická kompenzace.

V této praktické části je představen návrh pozorovatele poruchy, který má dynamiku úměrnou k chybě sledování výstupního napětí, jež ukazuje rozumně rychlou rychlost identifikace a dobré simulační výsledky. Podobná pravidla byla použita v [15] pro regulační otázky. Jejich komplexnost návrhu je však značně nižší než návrh v [20].

V naší simulaci je vykonávána on-line aktualizace vstupního proudu jako v [20] skrze první harmonickou Galerkinovu aproximaci řešení obyčejné diferenciální rovnice $x(1-x')=g(t)$.

Druhá praktická část, kde jsou odvozeny rovnice využitě v simulaci, je rozdělena následovně.

V části 8.2.2 je odvozen model systému a je zde také řada předběžných výsledků týkajících se úlohy sledování v měničích bez poruch. Část 8.2.3 představuje Galerkinovu metodu. V části 8.2.4 je vytvořena řídicí strategie, která poskytuje výkonnost zvyšujícího měniče a inverteru s robustností proti poruchám zátěže. V části 8.2.5 je osvětleno robustní sledování sinusového signálu. Výsledky simulací jsou

prezentovány v části 8.2.6. Hodnocení dosažených simulací je prezentováno v kapitole 10, a také na konci práce nalezneme možné pokračování na další výzkum – v části 10.5.

8.2.2 Dynamika systému bez poruch

Po úpravě odvozených rovnic z teoretické části z kap. 5.1 dostaneme

$$x' = 1 - u \cdot (k + y), \quad (8.34)$$

$$y' = -\lambda \cdot y + u \cdot x. \quad (8.35)$$

Vzhledem k tomu, že L , R a C jsou kladné konstanty, λ vychází také kladné. L a C jsou obvykle uvažovány jako známé parametry, zatímco poruchy mohou ovlivnit R a V_g .

Je důležité zmínit, že v této podkapitole je zanedbána změna parametrů systému, což je případ reálných systémů, kde může změnu vyvolat například změna teploty. Tento reálný systém je popsán v kapitole 8.2.4.

Rovnice, která vyplývá po vyloučení akce řízení u z rovnic (8.34), (8.35), obsahuje diferenciální vztah mezi stavovými proměnnými, které nezávisí na jakémkoli vstupu,

$$x \cdot (1 - x') = (k + y) \cdot (y' + \lambda \cdot y). \quad (8.36)$$

Jestliže y sleduje T -periodický vztah $f(t)$, pak stavová proměnná x splňuje

$$x \cdot (1 - x') = (k + f) \cdot (f' + \lambda \cdot f), \quad x(0) = x_0. \quad (8.37)$$

Nechť $g(t) = (k + f) \cdot (f' + \lambda \cdot f)$ bude zobrazení $C^\infty(\mathbb{R})$.

Teorém 8.1 [19] Jestliže platí $g(t) > 0$ ($g(t) < 0$), pak má rovnice (8.37) jedno a pouze jedno nestabilní (asymptoticky stabilní) T -periodické řešení v \mathbb{R}^+ (\mathbb{R}^-).

Předpokládejme nyní ideální ustálený stav, kde x sleduje $\phi(t)$ a y sleduje $f(t)$, přičemž je $\phi(t)$ T -periodické řešení (8.37) a $\bar{u}(t)$ je ideální spojité řízení, které to umožní.

Z rovnic (8.34), (8.35) dostaneme

$$\begin{aligned}\phi' &= 1 - \bar{u} \cdot (k + f), \\ f' &= -\lambda \cdot f + \bar{u} \cdot \phi.\end{aligned}\tag{8.38}$$

Navíc charakteristická omezení na spínaných zdrojích mají za následek, že vstup uspokojuje $0 \leq \bar{u}(t) \leq 1$, takže

$$0 \leq \frac{1 - \phi'}{k + f} \leq 1, \text{ nebo ekvivalentně } 0 \leq \frac{f' + \lambda \cdot f}{\phi} \leq 1,\tag{8.39}$$

což způsobuje omezení na $f(t)$. Uvedené je podrobně vysvětleno v teoretické kapitole 7.4, kde je pojednáno o klouzavém režimu.

Tyto nerovnosti můžeme také napsat jako

$$0 \leq f' + \lambda \cdot f \leq \phi, \text{ nebo } \phi \leq f' + \lambda \cdot f < 0,\tag{8.40}$$

kde jsme počítali s $g(t) \neq 0$.

Tvrzení 8.3 [19] (i) Pro splnění podmínky (8.40) je nutné, aby $g(t) > 0, \quad \forall t$.

(ii) Pokud $\inf\{g(t)\} \geq \sup\{f'(t) + \lambda \cdot f(t)\}, \quad \forall t \in [0, +\infty)$, pak

$$\phi(t) \geq f'(t) + \lambda \cdot f(t), \quad \forall t \text{ a } [f > 0 \Leftrightarrow f' + \lambda \cdot f > 0].\tag{8.41}$$

(iii) Pokud $f(t) = A + B \cdot \sin(\omega \cdot t)$, pak jsou dostačující podmínky pro splnění (i) a (ii)

$$A > B \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\lambda}\right)^2} > 0,\tag{8.42}$$

$$k + A \geq B + \frac{A + B \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\lambda}\right)^2}}{A - B \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\lambda}\right)^2}}.\tag{8.43}$$

V dalším kroku budeme uvažovat úlohu sledování $y = f(t)$ pro systém popsaný v rovnicích (8.34), (8.35).

Tvrzení 8.4

[19] Systém (8.34) a (8.35) má:

(i) nestabilní dynamiku sledování, pokud je y bráno jako výstup,

(ii) asymptoticky stabilní dynamiku sledování, jestliže je x bráno jako výstup a jsou splněna omezení uvedená ve tvrzení 8.3 (ii).

Z tohoto důvodu nemůžeme použít přímé řízení výstupního napětí, můžeme však použít alternativní způsob, tj. akce nepřímého řízení proudového režimu. Poté se úloha zaměří na nalezení vhodného signálu, to jest omezeného a nejlépe periodického, který má být sledován takovým proudem, aby bylo produkováno v ustáleném stavu výstupní napětí shodné s žádaným T -periodickým vztahem $f(t)$.

Teorém 8.1 nám dává řešení. x musí být donucené, aby sledovalo ϕ , což je kladné, T -periodické nestabilní řešení (8.37). Bohužel periodické řešení rovnice (8.37) není analyticky dosažitelné. Ačkoli může být numericky aproximováno pomocí integrace ODE, a to jak ve zpětném, tak v dopředném čase, je řídicí technika zjevně citlivá na vnější odchylky.

V dalších částech budou prozkoumány alternativní metodologie, kde budeme hledat jednodušší zacházení s takovým řešením a možnost představit robustní schéma.

Nyní se zaměříme na zákon klouzavého řízení. Toto řízení musí uspokojit řídicí cíl, kterým je sledování $\phi(t)$ pomocí x , což bude vzbuzovat vnitřní dynamiku systému a povede y ke sledování výstupního vztahu napětí $f(t)$.

Je důležité poznamenat, že v tomto případě pro dosažení $x = \phi(t)$ můžeme aplikovat i jiné metody řízení. Vlastně metodologie založená na pozorovateli, která je vyvinuta v [51] pro regulační účely, může být jednoduše rozšířena na situaci sledování.

Tvrzení 8.5 [19] Necht' bude $s(x, t) = x - \phi(t)$ přepínací plocha. Řídicí předpis

$u = 0$, když $(k + y) \cdot s < 0$, $u = 1$, když $(k + y) \cdot s > 0$ vytváří v systému (8.34), (8.35) asymptotický pohyb k $s(x, t) = 0$.

8.2.3 Galerkinova metoda

Uvedeme zde praktický výpočet koeficientů pro simulaci. V teoretické části nalezneme vedle teoretického popisu Galerkinovy metody také odvození rovnic v kapitole 6.3.2, které tu jsou použity.

Dále je důležité poznamenat, že v literatuře [37] je možné nalézt detailní studii existence a konvergence Galerkinovy posloupnosti přibližných řešení (8.37). Je zde také pojednáno o chování výstupního napětí, pokud je ve sledování systému použit přibližný vztah proudu. Nalezneme tady také odvození výsledků stejnoměrné konvergence a meze chyby.

Pro naši simulaci vypočítáme konkrétní koeficienty do rovnice pro ϕ_1 :

$$B=0,2, A=1, \omega=2, \quad (8.44)$$

$$C_0 = \lambda * \left(A^2 + 1 * A + \frac{B^2}{2} \right), \quad (8.45)$$

$$C_0 = \lambda * (2 + 0,2) = \lambda * 2,02 = E_0, \quad (8.46)$$

$$C_1 = (1 + A) * B * \omega = 0,8, \quad (8.47)$$

$$C_2 = -0,02 * \lambda, \quad (8.48)$$

$$D_2 = 0,4, \quad (8.49)$$

$$D_1 = (k + 2A) * B * \lambda = 0,6\lambda, \quad (8.50)$$

$$\lambda = \lambda_N - \frac{\lambda_N * R_N}{R_N + R_P}, \quad (8.51)$$

$$E_1 = \frac{0,8 + \lambda * 2,02 * 0,6 * \lambda * 2}{1 + (\lambda + 2,02)^2 * 4}, \quad (8.52)$$

$$F_1 = \frac{0,6 * \lambda - \lambda * 2,02 * 0,8 * 2}{1 + (\lambda * 2,02)^2 * 4}. \quad (8.53)$$

Dále pro výpočet ϕ_1 platí rovnice odvozená v teoretické části práce:

$$\phi_1(t) = E_0 + E_1 \cdot \cos \omega \cdot t + F_1 \cdot \sin \omega \cdot t. \quad (8.54)$$

8.2.4 Adaptivní schéma

Tato kapitola zavádí adaptivní schéma pro reálný měnič, kde se mění fyzikální vlastnosti systému. V této podkapitole jsou odvozeny jiné rovnice systému za předpokladu použití reálného měniče, kde se mohou měnit parametry například se změnou teploty.

Zařízení, která jsou ovládána nepřímým řízením, jsou především citlivé na poruchy. To je jednoduše pozorovatelný fakt v našem systému, protože vstupně-výstupní diferenciální závislost (8.36) závisí na systémovém parametru λ , který může snést poruchy. Pokusíme se zde eliminovat nežádoucí účinky, které vyvolá měnicí se zátěž v dynamice měniče, pomocí prostředků adaptivního řízení.

Budeme předpokládat neznámou hodnotu R pro zátěžový odpor kvůli přidání konstantního poruchového členu R_p k jeho nominální hodnotě R_N ; což bude $R=R_N+R_p$, kde $R>0$.

Následně může být parametr λ napsán jako $\lambda = \lambda_N + \lambda_p$ s

$$\lambda_p = -\frac{\lambda_N \cdot R_p}{R_N + R_p}, \quad (8.55)$$

kde $\lambda > 0$. Proto může být systém (8.34), (8.35) popsán jako

$$x' = 1 - u \cdot (1 + y), \quad (8.56)$$

$$y' = -(\lambda_N + \lambda_p) \cdot y + u \cdot x. \quad (8.57)$$

Nechť $f(t) > 0, \forall t$, bude C^∞ a T-periodický vztah bude sledován pomocí y , zatímco $\hat{\lambda}_p$ představuje odhad přidané poruchy λ_p popsané níže. Předpokládejme také, že určité řízení nutí stavovou proměnnou x k následování určitého signálu $\phi(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p)$ takového, že

$$\phi(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p) \cdot [1 - \phi'(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p)] = [k + f(t)] \cdot [f'(t) + (\lambda_N + \hat{\lambda}_p) \cdot f(t)] \quad (8.58)$$

jehož existence je zaručena standardními výsledky teorie ODE.

Výše zmíněné řízení může být například

$$\bar{u} = \frac{1}{k + y} \cdot (1 - \phi') \quad (8.59)$$

a z rovnice (8.56) platí, že $x = \phi(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p)$ v ustáleném stavu s vhodnými počátečními podmínkami. Dynamické chování stavové proměnné y bude dáno pomocí (8.36) s $x = \phi$:

$$(k + y) \cdot [y' + (\lambda_N + \lambda_p) \cdot y] = \phi(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p) \cdot [1 - \phi'(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p)], \quad (8.60)$$

které při použití (8.58) může být vyjádřeno jako

$$(k + y) \cdot [y' + (\lambda_N + \lambda_p) \cdot y] = [k + f(t)] \cdot [f'(t) + (\lambda_N + \hat{\lambda}_p) \cdot f(t)]. \quad (8.61)$$

Zavedením chybového členu $e_y = y - f$ se předchozí rovnice přepíše jako

$$e'_y = - \left(\lambda + \frac{f' + \lambda \cdot f}{k + f + e_y} \right) \cdot e_y + \frac{f \cdot (k + f)}{k + f + e_y} \cdot (\hat{\lambda}_p - \lambda_p). \quad (8.62)$$

Odhad dynamiky je definován vztahem

$$\hat{\lambda}'_p = -\beta \cdot f(t) \cdot e_y, \quad (8.63)$$

kde β znamená kladné zesílení. $\hat{\lambda}'_p$ je vyjádřeno v našem programu pomocí `x[5]dot` ve druhé simulaci. Všimněme si, že chyba pozorování může být napsána jako $e_\lambda = \hat{\lambda}_p - \lambda_p$ a pro konstantní odchylku dostaneme $e'_\lambda = \hat{\lambda}'_p$. Poté je adaptivní systém dán

$$e'_y = - \left(\lambda + \frac{f' + \lambda \cdot f}{k + f + e_y} \right) \cdot e_y + \frac{f \cdot (k + f)}{k + f + e_y} \cdot e_\lambda, \quad (8.64)$$

e'_y je vyjádřeno jako `x[3]dot` v druhé simulaci a

$$e'_\lambda = -\beta \cdot f(t) \cdot e_y, \quad (8.65)$$

e'_λ je vyjádřeno pomocí $x[4]dot$ v druhé simulaci, kde $(e_y, e_\lambda)^T = (0,0)$ je rovnovážným bodem.

Nyní se zaměříme na jeho asymptotickou stabilitu.

Přiřazením $\xi = (e_y, e_\lambda)^T$ a

$$\Psi^T(\xi, t) = \left(- \left[\lambda + \frac{f' + \lambda \cdot f}{k + f + e_y} \right] \cdot e_y + \frac{f \cdot (k + f)}{k + f + e_y} \cdot e_y, -\beta \cdot f(t) \cdot e_y \right), \quad (8.66)$$

mohou být rovnice (8.64) a (8.65) napsány jako T-periodický diferenciální systém

$$\xi' = \Psi(\xi, t). \quad (8.67)$$

Matice

$$A(t) = \left(\frac{\partial \Psi}{\partial \xi} \right)_{\xi=0} = \begin{pmatrix} -\lambda - \frac{f'(t) + \lambda \cdot f(t)}{k + f(t)} & f(t) \\ -\beta \cdot f(t) & 0 \end{pmatrix} \quad (8.68)$$

je omezená, pokud jsou splněny hypotézy ohledně $f(t)$ uvedené na začátku podkapitoly, konkrétně:

$f > 0$ a T-periodičnost, co způsobí existenci kladného infima pro f , které vede ke $k + f \geq \inf\{f\} > 0$.

Navíc, nechť platí, že

$$\Psi_1(\xi, t) = \Psi(\xi, t) - A(t) \cdot \xi = \left(\frac{f' + \lambda \cdot f}{(k + f) \cdot (k + f + e_y)} \cdot e_y^2 - \frac{f}{k + f + e_y} \cdot e_y e_\lambda, 0 \right)^T. \quad (8.69)$$

Tudíž můžeme napsat (8.67) s její lineární částí v sousedství počátku uspokojující

$$\dot{\xi} = A(t) \cdot \xi + \Psi_1(\xi, t). \quad (8.70)$$

Všimněme si, že $\Psi_1(0, t) = 0$ a že

$$\lim_{\|\xi\| \rightarrow 0} \frac{\|\Psi_1(\xi, t)\|}{\|\xi\|} = \lim_{\|\xi\| \rightarrow 0} \frac{1}{\sqrt{e_y^2 + e_\lambda^2}} \cdot \left| \frac{(f' + \lambda \cdot f) \cdot e_y^2 - f \cdot (k + f) \cdot e_y \cdot e_\lambda}{(k + f) \cdot (k + f + e_y)} \right| = 0 \quad (8.71)$$

rovnoměrně v t , protože dva výrazy čitatele limity jsou druhého stupně, zatímco nejmenší stupeň jmenovatele je 1.

Nechť

$$V(\xi) = \frac{1}{2} \left(e_y^2 + \frac{e_\lambda^2}{\beta} \right) \quad (8.72)$$

je pozitivně definitní, radiálně neohraničená klesající funkce. Derivace V počítaná přes linearizovaný systém trajektorií (8.70), což je přes $\xi' = A(t) \cdot \xi$, je

$$V'(\xi) = - \left[\lambda + \frac{f'(t) + \lambda \cdot f(t)}{k + f(t)} \right] \cdot e_y^2. \quad (8.73)$$

Stejně důvody k těm, které dovolí zavedení omezenosti $A(t)$ spolu s přidavnou restrikcí $(k + f)^{-1} \cdot (f' + \lambda \cdot f) > 0$ (což je ekvivalentní k požadavku $g(t) > 0$ v sekci 8.2.2), způsobí existenci $\rho \in \mathfrak{R}$ takového, že $(k + f)^{-1} \cdot (f' + \lambda \cdot f) \geq \rho > 0$.

Proto $V'(\xi) \leq -(\lambda + \rho) \cdot e_y^2$ je negativně semidefinitní. Můžeme si dále všimnout, že podmnožina fázové roviny, kde zanedbáme předchozí derivaci, je $S = \{(0, e_\lambda)\}$. Navíc největší invariantní množina uvnitř S je $\{(0, 0)\}$, protože

$$e_y = 0 \Rightarrow e'_\lambda = -\beta \cdot f(t) \cdot 0 \Rightarrow e_\lambda = \alpha, \quad \alpha \in \mathfrak{R} \quad (8.74)$$

a jelikož je $e'_y = 0$ (jinak by systém opustil S okamžitě), dostaneme

$$e'_y = 0 = - \left[\lambda + \frac{f'(t) + \lambda \cdot f(t)}{k + f(t)} \right] \cdot 0 + f(t) \cdot \alpha, \quad (8.75)$$

což znamená, že $0 = f(t) \cdot \alpha$. Podle předpokladu je $f(t) \neq 0, \forall t$, což vede k $\alpha = 0$.

Od této chvíle použijeme princip invariantnosti LaSalle a nepřímou Ljapunovu metodu pro neautonomní systémy [48] uvedenou v teoretické části. Může být proto ustanoveno, že:

Návrh 8.1 Počátek $(0,0)$ systému (8.64), (8.65) je lokálně rovnoměrně asymptoticky stabilní.

Všimněme si, že pokud je takový rovnovážný bod dosažen, výstup y se shoduje s žádaným vztahem f , a navíc signál $\phi(t, \lambda_N + \hat{\lambda}_p)$, který je sledován stavovou proměnnou x , může být periodický. To vyplývá z aplikace Teoremu 8.1 do rovnice (8.58), kde $\hat{\lambda}_p$ je nyní konstantou.

V reálných úlohách je skoro nemožná on-line aktualizace vztahu proudu $\phi(t, \lambda_N + \hat{\lambda}_p)$ podle okamžitých změn, které snáší $\hat{\lambda}_p$.

V předchozích odstavcích již byly popsány obtíže, které vyvstanou, pokud budeme zamýšlet pracovat s $\phi(t; \lambda_N)$, kde λ_N je konstantou, což zdůvodňuje použití Galerkinovy metody, která je popsána v 8.2.3, a v teoretické části v kapitole 6.3.2 je její odvození.

Náš návrh nyní předpokládá použití 1. harmonické Galerkinovy aproximace ϕ , která je rychle dosažitelná pro náš systém, jak dokládá rozbor v této sekci.

Nechť

$$\phi_1(t; \lambda_N) = E_0(\lambda_N) + E_1(\lambda_N) \cdot \cos(\omega \cdot t) + F_1(\lambda_N) \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (8.76)$$

bude 1. Galerkinova aproximace $\phi(t; \lambda_N)$. Poznamenejme, že její koeficienty jsou λ_N závislé (viz poznámka 6.1, kapitoly 6.3.2 (ii)). Pokud budeme předpokládat případ s odchylkou, můžeme uvažovat o (6.32) kapitoly 6.3.2 a nahradit λ_N pomocí $\lambda_N + \hat{\lambda}_p(t)$. Můžeme proto použít

$$\phi_1(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p) \approx \phi(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p). \quad (8.77)$$

Poznámka 8.2 (i) Pravidla klouzavého řízení navržená v sekci 8.2.2 způsobí žádané chování pro stavovou proměnnou x . Všimněme si, že v takové souvislosti jsou

poruchy zátěže ideálních zvyšujících měničů a invertorů přidavná pole poruch, které neuspokojí odpovídající podmínku:

$$(0, -\lambda_p \cdot y)^T \notin \text{span}\{(-y, x)^T\}. \quad (8.78)$$

(ii) Řídicí cíl založený na pozorovateli, vyvinutý v [16] ztrácí svoje výhody, protože eliminuje potřebu významu výstupní proměnné, když je zaveden pozorovatel poruchy.

(iii) Pokud je systém fyzicky implementován, musí být zaručeno plnění omezení odvozených ze skutečnosti, že systém musí vždy zůstat v nenasycené zóně (viz. Sekce 8.2.2).

8.2.5 Robustní sledování sinusového vztahu

Nyní se zaměříme na dosažení

$$y = A + B \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad A, B > 0 \quad (8.79)$$

na výstupním odporu nelineárního zvyšujícího měniče nebo invertoru snášejího poruchy zátěže. Omezení zavedená v sekci 8.2.4 působí na parametrech signálu tímto způsobem:

(i) Existence periodického nepřímého vztahu proudu ϕ pro přesnou úlohu bez odchylek a poloha ustáleného stavu systému v nenasycené zóně souvisí s (8.42), (8.43). Budeme vyžadovat, aby byla tato omezení splněna pro $\lambda \rightarrow \lambda_N + \hat{\lambda}_p, \forall t$.

(ii) Při přibližném řešení je potřeba použít Galerkinovu aproximaci $\phi_1(t; \lambda_N)$, která vždy existuje (viz. poznámka 6.1, kapitoly 6.3.2 (ii)). Výraz $\phi_1(t; \lambda_N)$ nalezneme v (6.32) kapitoly 6.3.2 a připomeňme, že koeficienty pro $g(t)$ (6.31) kapitoly 6.3.2 jsou

$$C_0 = \lambda \cdot \left(A^2 + k \cdot A + \frac{B^2}{2} \right), C_1 = (k + A) \cdot B \cdot \omega, \quad (8.80)$$

$$D_1 = (k + 2 \cdot A) \cdot B \cdot \lambda, \quad 2C_2 = -B^2 \cdot \lambda, \quad 2D_2 = B^2 \cdot \omega \quad (8.81)$$

a $C_n, D_n = 0, \forall n \geq 3$. Sestrojení $\phi_1(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p)$ musí být provedeno z $\phi_1(t; \lambda_N)$.

(iii) Klouzává plocha je

$$s(x, t) = x - \phi_1(t; \lambda_N + \hat{\lambda}_p) \quad (8.82)$$

a pravidlo řízení je dáno ve Tvzení 8.5.

8.2.6 Výsledky simulací

Robustní procedura je testována na invertoru s parametry $V_g = 50$ V, $R_N = 10$ Ω , $L = 0.018$ H a $C = 0.00022$ F. Vztah pro výstupní napětí je

$$v_{Cr} = 135 + 15 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \nu \cdot \tau) \text{V}, \quad (8.83)$$

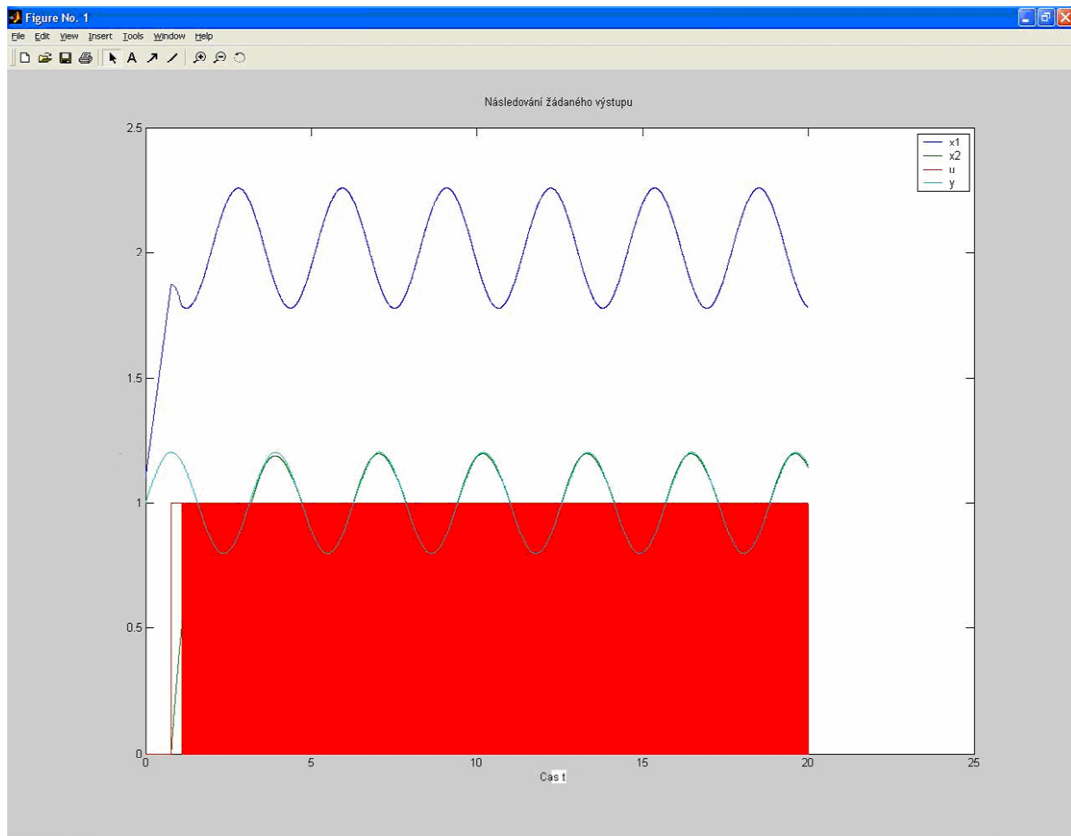
s $\nu = 50$ Hz. To odpovídá v bezrozměrných proměnných $\lambda_N = 0.9045$, $\omega = 0.6252$ a

$$y_r = f(t) = 2.7 + 0.3 \cdot \sin(\omega \cdot t). \quad (8.84)$$

Existence periodického vztahu proudu ϕ je zaručena pro invertor v případě bez odchylek, stejně tak jako jeho pozice v nenasycené zóně ve fázové rovině pro tuto situaci podle (8.42), (8.43).

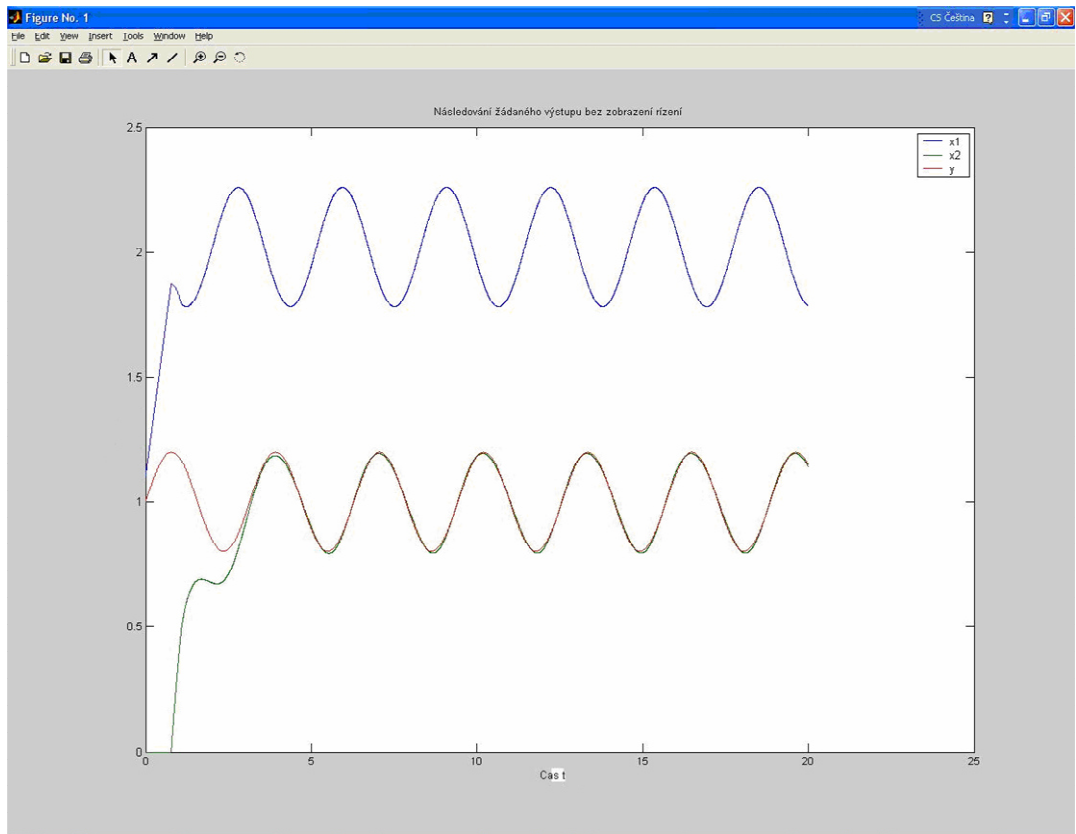
Pro druhou část simulace byl použit program v jazyce C. Akční člen řízení přepíná na maximální frekvenci 20kHz. Počáteční podmínky stavových proměnných jsou blízko vztahu proudu bez poruch pro x a výstupnímu vztahu pro y .

Výsledky ukazují dobrou identifikaci odchylek s hodnotami až do 100% úrovně zátěžového odporu.



Obr. 8.4: Dosažené sledování s ukázkou řízení

Na prvních dvou grafech je zobrazeno výsledné sledování napětí. Žádaná veličina je zde funkce y a z grafů je vidět, za jak dlouho je řízená veličina shodná s žádanou funkcí. V grafu 8.4 je dále vidět, jak přepíná řízení, jež začne přepínat po dosažení takzvané přibližovací fáze. Z grafů je možné také pozorovat, že požadované sledování, tj. následování žadaného vztahu, začíná po zhruba dvou periodách. Tato simulace je vytvořena pomocí programu napsaného v jazyce C. Zdrojový kód programu se nachází v přílohách. Výsledky programu jsou zaznamenány do souboru, který je poté pomocí dalšího programu v MATLABu zobrazen do těchto grafů. Uvedený postup má výhodu ve velké rychlosti oproti jiným řešením a navíc je jednoduché měnit různé možnosti úlohy.

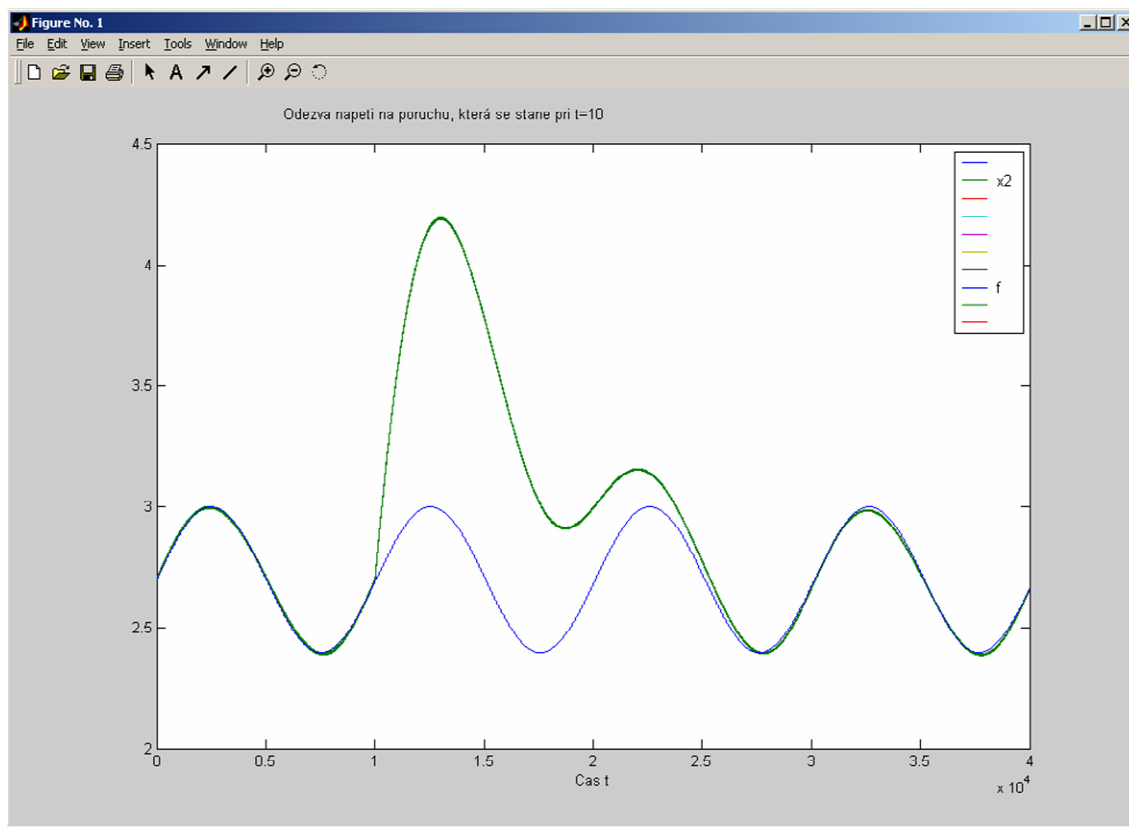


Obr. 8.5: Dosažené sledování bez ukázky řízení

Na těchto dvou grafech obr. 8.4 a 8.5 není použita změna parametrů systému a není tudíž využito adaptivní řízení. Na grafech níže již nalezneme vstup poruchy do systému v určitém čase a budeme sledovat, jak nám řízení odchylku opraví, abychom na výstupu systému dále sledovali žádaný vztah.

Pro tuto další část simulace již budeme uvažovat poruchu systému. Adaptivní řízení popsané v této práci je charakterizováno změnou hodnoty odporu, jenž se fyzikálně mění například se změnou teploty. Tato změna odporu je vyjádřena ve vztahu pro pomocný parametr λ , ve kterém je počítáno se dvěma hodnotami odporu. Jedná se o nominální hodnotu odporu a o hodnotu přidaného poruchového členu. Následně je počítáno s těmito dvěma hodnotami pro adaptivní schéma.

Co se týká označení os, tak jsou většinou ponechány bez označení z důvodu zobrazení více veličin v jednom grafu, které mají fyzikálně jiný význam. Je zde ponechána legenda, kde vidíme, kterou křivku zobrazujeme podle popisu a použití různého barevného označení. Dále jsou použity bezrozměrné veličiny, a proto zde nenalezneme jednotky. V úvodu této podkapitoly je ukázáno, jak se vstupní reálné hodnoty překalkulovaly na tyto bezrozměrné veličiny, a tento způsob je použit pro snazší zobrazení dat.



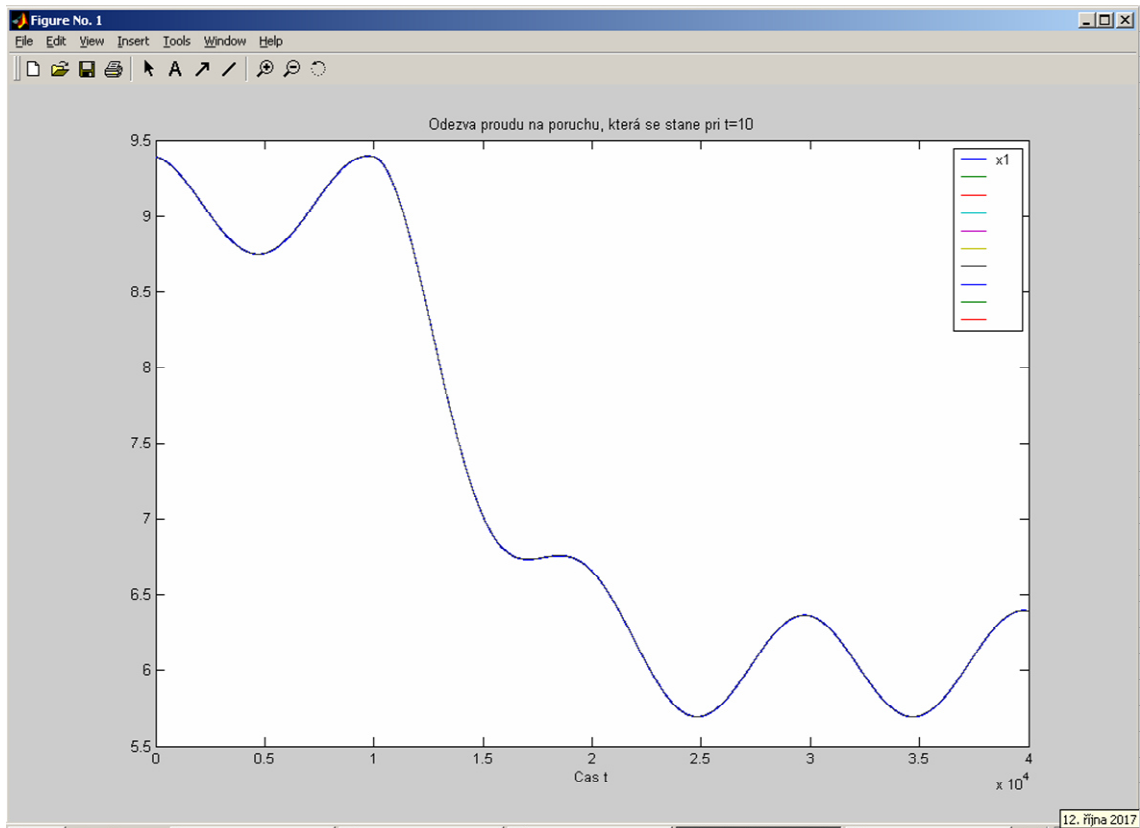
Obr. 8.6: Odezva napětí na poruchu, která se stane při $t = 10$

Na výše uvedeném grafu je již použito adaptivní schéma. Jak můžeme vidět, odchylka nastane v čase $t=10$ a je zde dokázána věta z teoretické části, že pokud zajistíme, aby vztah proudu $x1$ sledoval aproximovanou funkci ϕ , tak tím také zajistíme výsledné sledování žádaného vztahu, neboť $x2$ bude sledovat žádanou funkci f .

Zde byl použit pro všechny grafy invertující měnič.

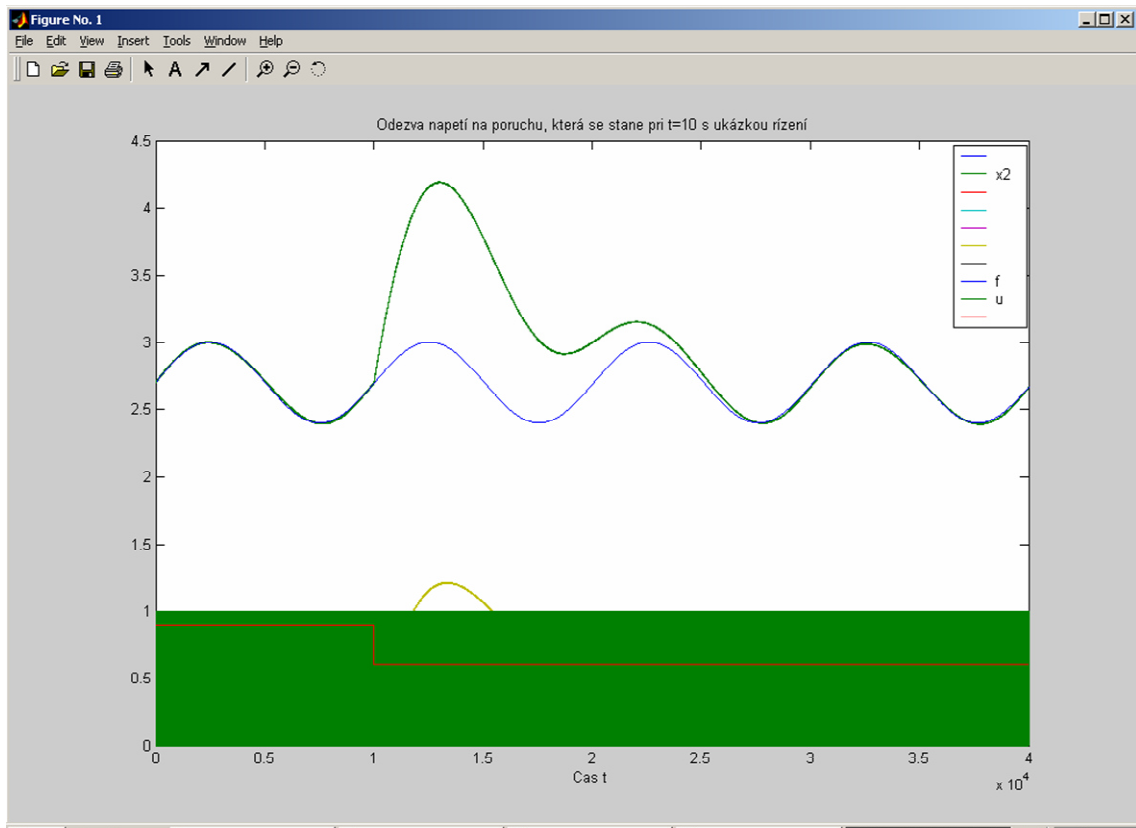
Chyba sledování na výstupu při přechodovém jevu je způsobena přechodem z jednoho vztahu proudu na druhý, jemuž se nelze vyvarovat, přestože je systém neustále řízen.

Ze zde uvedených obrázků plyne, že zatímco vstupní proud se nikdy neodchýlí od svého vztahu, výstupní napětí potřebuje dvě periody na opravení poruchy. Na obrázku nalezneme výsledky pro inverter, zesílení β je konstantní.



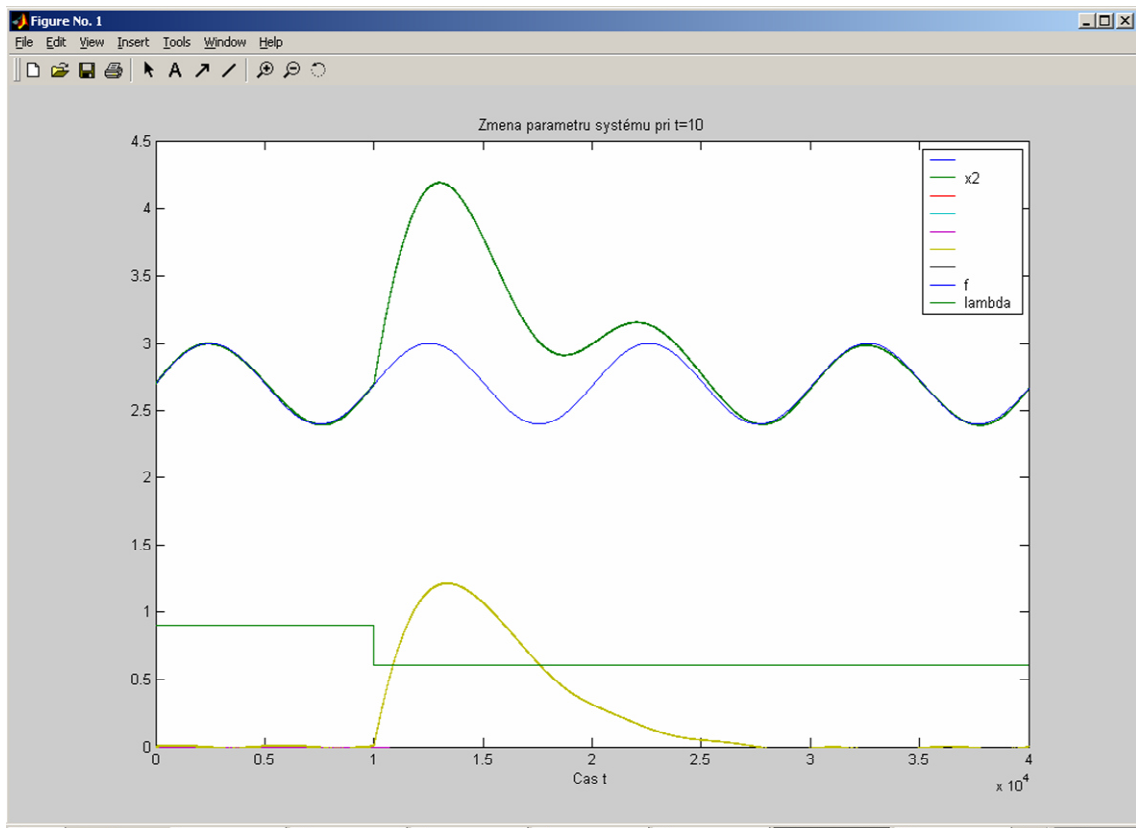
Obr. 8.7: Odezva proudu na poruchu, která se stane při $t = 10$

Odezva proudu na poruchu je zobrazena na obrázku 8.7 a nalezneme zde přechod z jednoho vztahu proudu na druhý. Obrázek také odpovídá použití invertoru. Proud $x1$ nám změnil vztah po působení poruchy. Tento přechod (křivka $x1$) je dobře viditelný na obr. 8.7, přičemž porucha se stane v okamžiku $t=10$. Všimněme si, že x nikdy neopustí svůj vlastní vztah, ze kterého je nerozdělitelné.



Obr. 8.8: Odezva napětí na poruchu, která se stane při $t = 10$ s vyobrazením řízení

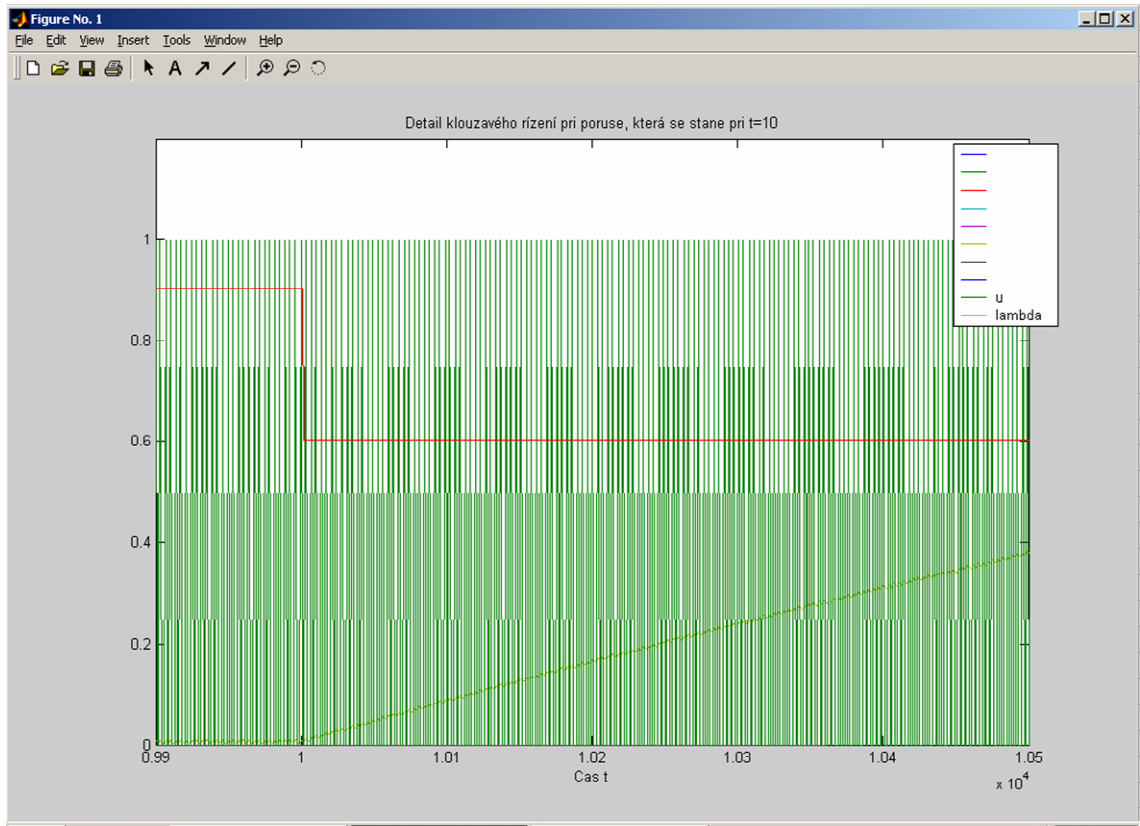
Obrázek 8.8 zobrazuje výstupní napětí x_2 , které sleduje odpovídající žádaný vztah f . Výstupní veličina se vrátí na sledování vztahu po dvou periodách po působení poruchy. Tento jev je způsoben nepřímým řízením, kterému podléhá tato proměnná. Pro určitou hodnotu λ je potřeba konkrétní vztah proudu, aby vnitřní dynamika přinutila výstup sledovat žádaný vztah. Pokud se změní λ , je potřeba použít nový vztah proudu pro udržení výstupního sledování, což je viditelné na obr 8.7. Dále zde můžeme vidět práci klouzavého režimu řízení u .



Obr. 8.9: Detail odezvy napětí na poruchu s vyobrazením λ

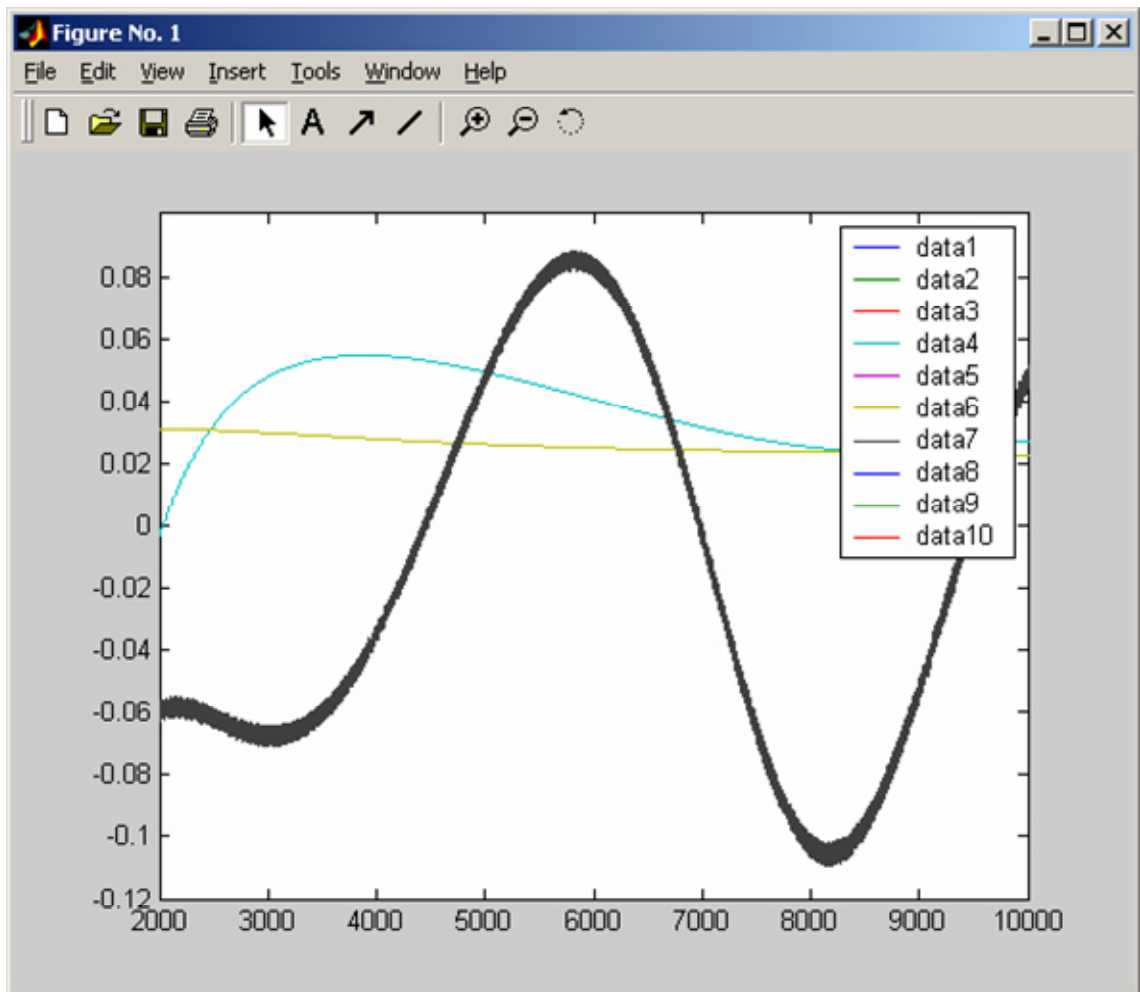
Tento graf na obr. 8.9 je zde pro vyobrazení změny parametrů systému, konkrétně zde vidíme detail proměnné λ . λ je určena v adaptivním schématu jako $\lambda_N + \lambda_p$ a skokově mění velikost z 0,90450 na 0,60300, což nám způsobí vychýlení výstupního sledování. V grafu je toto vychýlení vidět na výstupním napětí x_2 a je zde přidáno kvůli možnosti vidět souvislosti změn v systému na jednom grafu.

Při změně parametrů systému (odporu) je vyobrazena změna $R_p = R_N/2$.



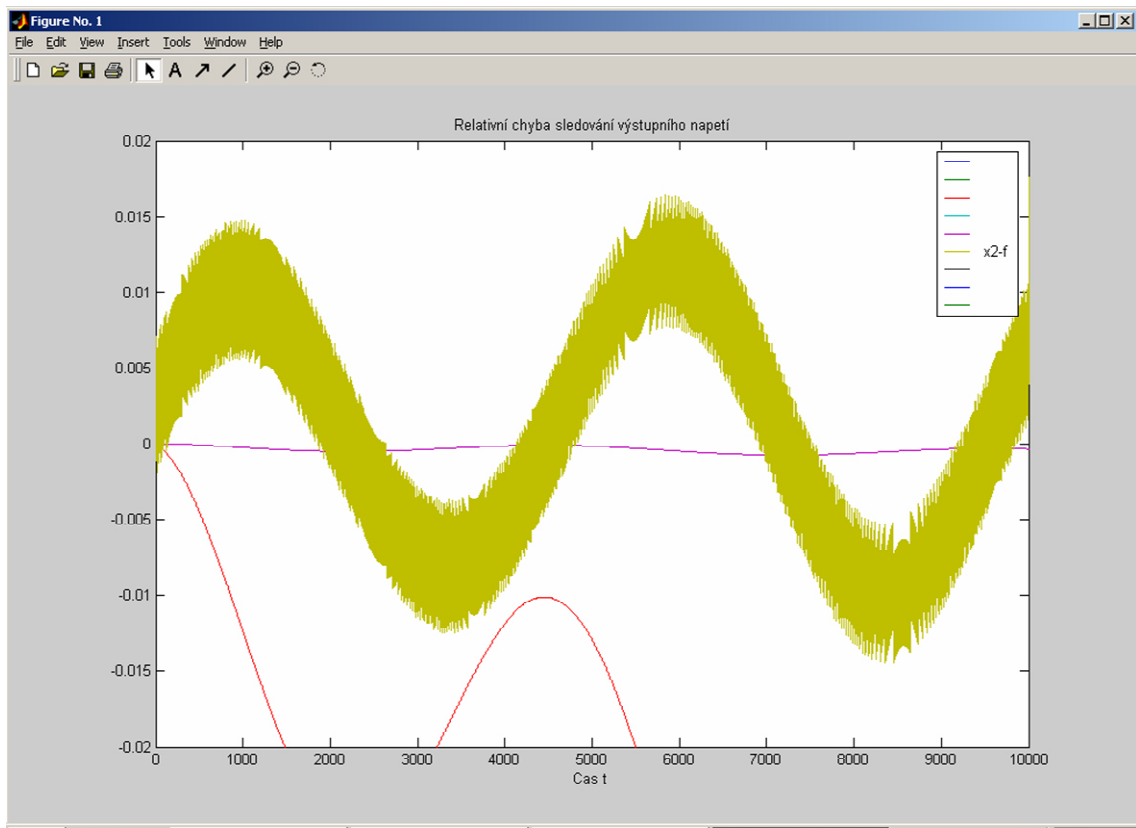
Obr. 8.10: Vyobrazení práce řízení při poruše, která se stane při $t = 10$

Na obrázku 8.10 je zobrazen detail práce klouzavého režimu v adaptivním řízení na intervalu času mezi $t \in \langle 9.9, 10.5 \rangle$. Také je zde vidět, jak přepíná hodnoty, a to mezi 0 a 1. Všimněme si dále, že frekvence přepínání je velmi vysoká, přepíná na 20kHz, a je nedostatkem klouzavého režimu, jak bylo zmíněno v úvodu.



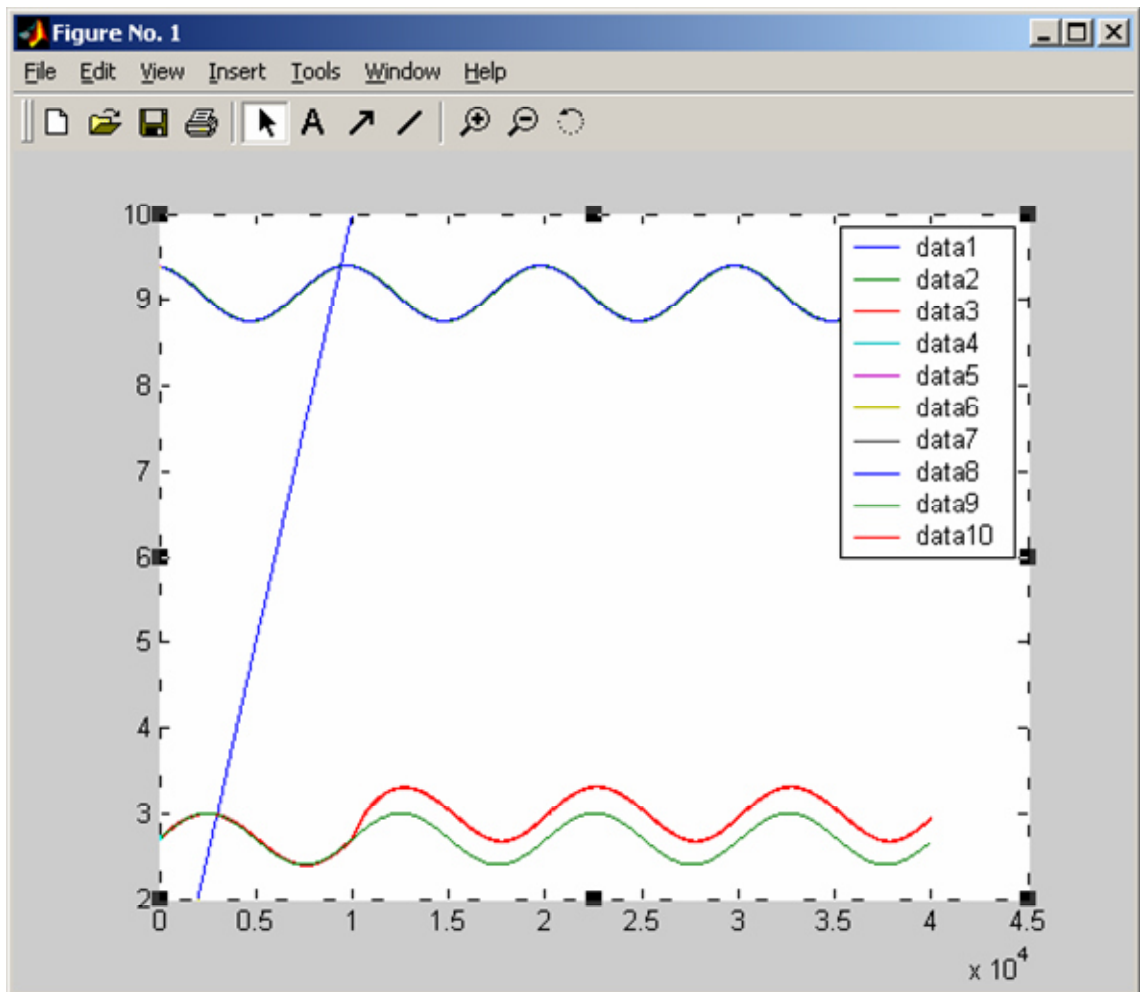
Obr. 8.11: Relativní chyba sledování výstupního napětí v ustáleném stavu před optimalizací

Na obrázcích 8.11 a 8.12 můžeme vidět rozdíl relativní chyby sledování pro dvě simulace. V první nalezneme systém před optimalizací parametrů – obr. 8.11 a ve druhé po – obr. 8.12. Tato chyba sledování je ve druhém případě menší. Důležité jsou zde hodnoty ze souboru výsledků simulace označené jako *data7*, pro něž byla použita černá barva. Jedná se o rozdíl hodnot x_2-f . Na ose x je znázorněn detail času v bezrozměrných jednotkách v intervalu $t=\langle 2,10\rangle$. Detail je zobrazen v ose y mezi hodnotami $y=\langle -0.12,0.10\rangle$.



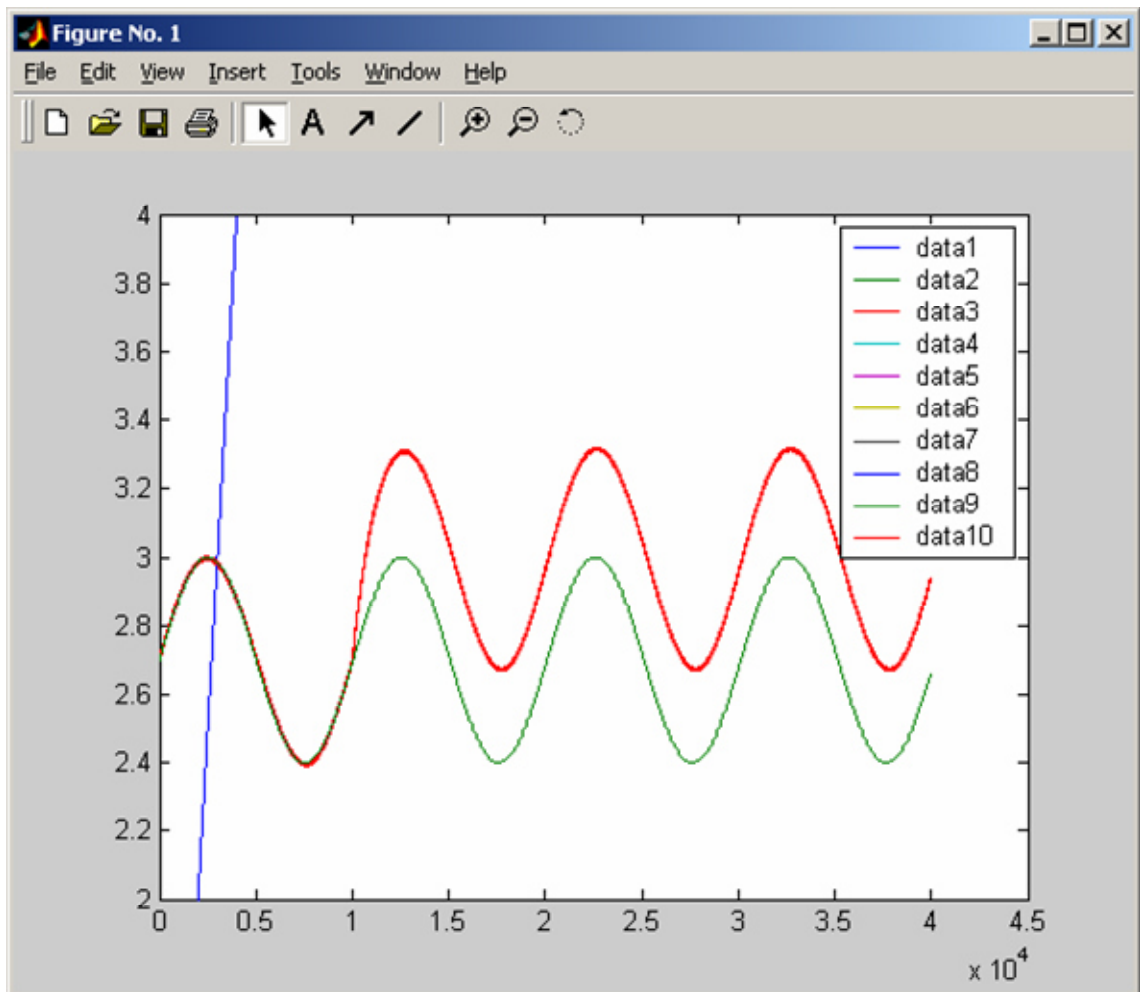
Obr. 8.12: Relativní chyby sledování výstupního napětí v ustáleném stavu po optimalizaci

Relativní chyby stavových proměnných v ustáleném stavu za použití jiných parametrů můžeme vidět na obr. 8.12. Jedná se o případ po optimálním nastavení parametrů, což odpovídá i grafům na obr. 8.6 a 8.7. Detail odpovídá časovému intervalu $t \in \langle 0, 10 \rangle$. Na výše uvedeném obrázku je také zobrazen invertor a jedná se o vyobrazení relativních chyb ve výstupním sledování stavových proměnných v ustáleném stavu. Měřítko detailu je zde jiné, než na obrázku 8.11 a hodnoty se nalézají v ose y mezi $y = \langle -0.02, 0.02 \rangle$.



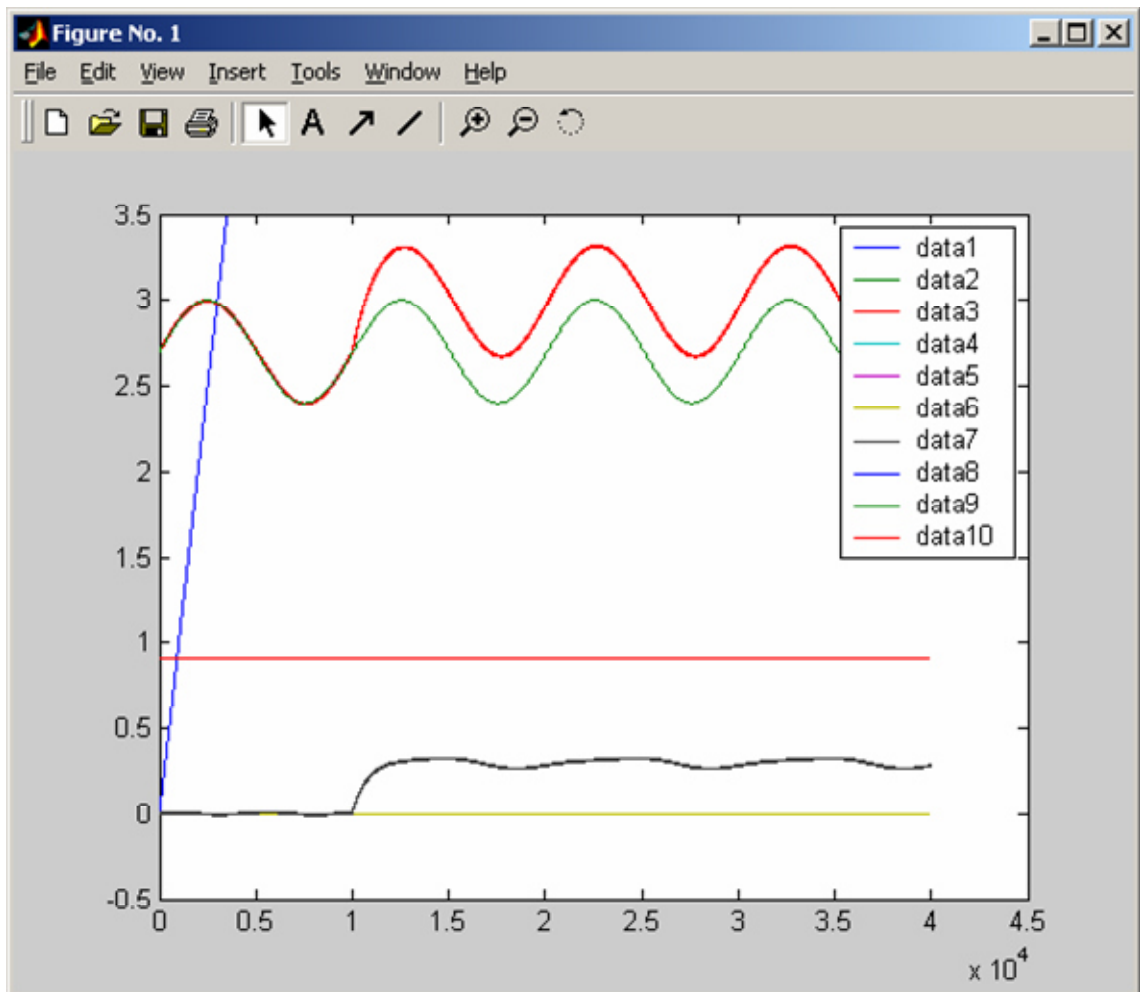
Obr. 8.13: Ukázka nefunkční práce adaptivního řízení po působení poruchy, která se stane při $t = 10$

Na obrázku 8.13 vidíme celkový pohled hodnot simulace (časový interval $t \in \langle 0, 45 \rangle$), který ilustruje nefunkční práci adaptivního řízení, neboť při změně odporu, tj. zavedení poruchy, není výstupní veličina správně řízena a nesleduje žádaný signál. Nýbrž je poruchou destabilizována. V tomto případě hodnoty z programu simulace, které představují proměnnou x_2 , jsou zde vyobrazeny jako *data3*, *data9* zobrazují žádanou funkci f . Pole *data1* ukazuje rostoucí čas, jeho vyobrazení je jen pro ilustraci, dále na obrázku nalezneme křivku proudu, který nezareagoval na změnu vnitřních parametrů systému.



Obr. 8.14: Detail nefunkční práce adaptivního řízení po působení poruchy, která se stane při $t = 10$

Na uvedeném obrázku 8.14 vidíme detail předchozího grafu, v čase $t = 10$ působí v systému porucha. Jsou zde zobrazeny hodnoty ze souboru výstupu simulace označené jako *data3*, což jsou výsledky pro x_2 , a *data9* představují žádanou funkci f , dále jsou vyobrazeny hodnoty z pole *data1* pro zobrazení času, což zde ale nemá praktický význam. Detail je zde z důvodu vyobrazení absolutní hodnoty destabilizace sledování. V našem případě se konkrétně jedná o posunutí směrem vzhůru o hodnotu 0.3 v bezrozměrné veličině. Graf zobrazuje čas v intervalu $t \in \langle 0, 45 \rangle$.



Obr. 8.15: Ukázka chyby sledování výstupního napětí při nefunkční práci adaptivního řízení po působení poruchy, která se stane při $t = 10$

Výše uvedený graf je zde pro porovnání chyby sledování v případě nefunkční práce adaptivního řízení. Na obrázku 8.15 vidíme odchylku výstupu určenou křivkou označenou jako *data7*. Graf zobrazuje také čas v intervalu $t \in \langle 0, 45 \rangle$. Hodnoty jsou vyobrazeny v jiném měřítku než na obr. 8.11 a 8.12 pro lepší a názornější zobrazení. Stále se ale jedná o chybu sledování a chyba vychází mnohonásobně větší. Ze souboru dat jsou použita data označená jako *data7* pro křivku chyby sledování a jedná se o rozdíl hodnot $x_2 - f$.

Nakonec bychom měli poukázat na to, že větší hodnoty zesílení dynamiky pozorovatele mají za následek vyšší rychlosti identifikace, ale také větší překmitý, které postupně zvyšují trvání přechodového děje. Proto je velmi důležité nalézt mezi těmito

rysy kompromis, který je nutno brát v úvahu při výběru parametru β . Vyobrazení těchto různých nastavení nejsou zobrazena ve výše uvedených grafech, ale byly předmětem zkoumání.

Při porovnání dvou typů měničů pozorujeme, že algoritmus odhadu u zvyšujícího měniče ukazuje lepší vztah mezi rychlostí a překmitem. Je důležité zmínit, že pro oba typy měniče – (zvyšující a invertující) relativní chyba výstupu nepřesáhne 0,7%. U invertoru je navíc zřejmé, že tato hodnota je skoro stejná jako v případě, kdybychom uvažovali úlohu bez poruch, a tudíž bez implementovaného adaptivního řízení. Navíc od určitého prahu pro β pozorovatel neidentifikuje poruchu a systém destabilizuje. Výsledky pro zvyšující měnič zde nejsou uvedeny, neboť se jedná spíše o akademický příklad.

9 Program virtuální simulace

V této kapitole bude vysvětleno vytvoření programu pro simulaci v jazyce C. Program byl vytvořen pro druhou část virtuální simulace. Funkce, které jsou volány v hlavní funkci *main*, jsou funkce, jež slouží pro výpočet simulace. Vzorce pro tyto funkce byly matematicky odvozeny v praktické části disertační práce, v kapitole 8.2. Použitý strukturovaný jazyk C byl zvolen pro svou výkonnost a je zároveň plně dostačujícím prostředkem pro vytvořenou simulaci, kde nebylo nutné využít objektově orientovaný jazyk.

V první části jsou přilinkovány pevné knihovny funkcí, které jsou potřeba v závěrečné kompilaci zdrojového kódu. Před prací překladače jazyka C je potřeba, aby preprocesor nahradil části textu uvedené za znakem “#” a nahradil je obsahem určeného souboru.

Direktiva `#define` zde vytváří konkrétní hodnoty *ORDER* a *s1* jako symbolické konstanty.

```
#include <stdio.h>

#include <iostream.h>

#include <math.h>

#include <stdlib.h>

#define ORDER 5

#define s1 0.5
```

Na dalších řádcích programu je standardní deklarace funkcí. V tomto programu používáme pět funkcí včetně hlavní funkce *main()*. Funkce *ODE* představuje systém obyčejných diferenciálních rovnic a v deklaraci je uvedeno, aby funkce předávala tři parametry, jednu proměnnou a dvě pole.

Funkce *rk4a* je stěžejní pro numerickou metodu řešení ODE. Tato funkce *rk4a* předává čtyři parametry, tři proměnné a jedno pole. Jako další je deklarována funkce *eulerpn* předávající tři parametry, jedná se o dvě proměnné a jedno pole.

Jako poslední funkce pro deklaraci je zde funkce *sgn* – funkce představující práci přepínajícího řízení. Tato funkce předává pouze jeden parametr, a to jednu proměnnou.

```
void main();

void ODE(const double t, const double x[], double
xdot[]);

double rk4a(const double t, double h, double x[], int
rd);

double eulerpn(const double t, double h, double x[]);

int sgn(double sigma);
```

V další části programu rezervujeme kompilátoru paměť pro zvolené proměnné a pole. Názvy proměnných odpovídají jejich matematické reprezentaci.

```
double t, x[ORDER + 1], sigma, y,
u, phi1, ydot, ey, elambda,

    lambdap, lambdapn, lambdan, Rp, Rn, f, fdot,
l112, l11, lambdaphat;
```

Na dalších řádcích je inicializace vztahů konstant pro použití koeficientů aproximace. V kapitole, kde jsou uvedeny výsledky simulací, jsou také určeny parametry simulace, jejichž definici nalezneme zde. Důležité je zmínit, že konstantu *k* zde volíme s hodnotou jedna, protože se jedná o invertující měnič.

```
double pi=3.141569;

double beta=0.0125; //0.0125;

double A=2.7;

double A2=A*A;

double B=0.3;

double B2=B*B;
```

```
double k=1;

double w=0.6252;

double C0;

double C1;

double D1;

double E0;

double E1;

double F1;
```

Definice funkce *main* je pro hlavní část programu. Po spuštění programu se začíná plnit první instrukce této funkce. Hlavička funkce *main* má tvar `void main()`, nemá tedy žádné parametry a má explicitně určen typ výsledku jako `void`. Na začátku hlavní funkce *main* jsou definovány proměnné platné pro tuto funkci a pointer pro použití souboru. Proměnná *i* má tento název, neboť je zvykem takto značit inkrementální proměnné, a je použita pro cyklus.

Po nezbytné definici proměnných je otevřen soubor pro zápis – vytvořen parametrem *w* podle anglického výrazu *write*. Pro otevření souboru je ošetřena následující situace. Pokud nebude možné soubor otevřít, pak program vypíše na obrazovku vhodně zvolený text.

Na dalších řádcích jsou voleny počáteční podmínky simulace, jako například hodnota kroku, vzorkování času a podobně. V následujících krocích je ve funkci *main* definována funkce *f* pro žádanou trajektorii sledování a jsou voleny parametry simulace. V tomto případě se jedná o hodnoty parametru λ .

V dalších krocích jsou počítány parametry pro aproximaci a je zavolána funkce *ODE*, což je funkce pro systém obyčejných diferenciálních rovnic. Na konci hlavní funkce *main* je zavřen soubor pro zápis a vytištěn řádek `end`.

```
void main()
{
```

```

int i;
FILE *file_ptr;
double t0, tf, h;
int jk;

file_ptr = fopen("PavelRphalf.res", "w");
if (file_ptr == NULL)
    printf("Results file could not be opened\n");

```

Jak je výše uvedeno, zde nalezneme inicializaci času a jeho interval a také krok simulace. Pro časový interval bude platit rozmezí hodnot od 0 do 40, s krokem $h=0.001$.

```

t0 = 0.;
tf = 40.;
h = 0.0001; h = 0.001;
t = t0;

double x0[ORDER + 1] = {999., 0.0, 2.7, 0.0, 0.0, 0.0};
// Initial conditions
double xt1[ORDER + 1];

```

Výše nalezneme volbu počátečních podmínek. Vektor hodnot počátečních podmínek zde značíme jako x_0 a níže voláme funkci *ODE* s těmito počátečními hodnotami pole. Nalezneme zde také rovnici pro žádaný vztah funkce f .

```

f=A+B*sin(w*t); u=0.; sigma=0.;

fdot=w*B*cos(w*t);

```

V níže uvedených rovnicích jsou definice pro základní výpočet proměnné λ , která je zde počítána bez adaptivního schématu, tzn. bez měnících se parametrů systému.

```

Rn=10.;
lambdan=0.9045;
lambdap=0.;

```

```
lambdapn=lambdan+lambdap;
```

Nejen pro ladění programu je zde volána funkce *cout*. Tato funkce tiskne žádanou veličinu do okna programu. Zde se jedná o tisk aktuálních hodnot λ . Programátor si tak může zvolit výsledky, které program vrací v průběhu výpočtu, a tudíž vidí aktuální hodnoty a výsledky programu v kterékoli fázi.

```
cout<< lambdan << lambdap << lambdapn << endl;
```

```
l11 = lambdan + x[5];  
l112=l11*l11;
```

Zde nalezneme definici konstant pro Galerkinovy rovnice aproximovaného řešení.

```
C0=l11*(A2+k*A+B2/2);  
C1=(k+A)*B*w;  
D1=(k+2*A)*B*l11;  
E0=C0;  
E1=(C1+C0*D1*w)/(1+C0*C0*w*w);  
F1=(D1-C0*C1*w)/(1+C0*C0*w*w);
```

```
phil=E0+E1*cos(w*t)+F1*sin(w*t);
```

Odvození výše uvedené funkce *phil* nalezneme v podkapitole 6.3.2. Tam také najdeme odvození vztahů pro výpočet příslušných konstant. Jedná se o Galerkinovu aproximaci pro přibližné řešení.

Zde nastavujeme počáteční podmínky do simulace, a to konkrétně přiřazením pole x_0 do pole x .

```
x0[1]=phil+0.0001;  
x0[3]=x0[2]-f;  
for (i =1; i <= ORDER; i++)  
x[i] = x0[i];
```



```
ODE(t, x0, xt1);
```

Výše uvedeným příkazem voláme funkci systému obyčejných diferenciálních rovnic pomocí *ODE* a příkazem níže zapisujeme hodnoty do souboru. Ve funkci *fprintf* volíme proměnné, které chceme vytisknout do souboru, k tomu samozřejmě zvolíme i formátování a mezery, které chceme v souboru mít pro snadné zobrazení. Například pomocí textového editoru, nebo programu MS Excel.

```
fprintf(file_ptr, "\n %lf \t %lf \t %lf \t %lf\t %lf\t
%lf \t %lf\t %lf \t %lf \t %lf",
        t, x[1], x[2], x[3], x[4],x[5], x[2]-f, phi1,
l11);
jk=1;

while (t <= tf)
{

////////////////////added
```

Zde se nacházíme v cyklu, který je jádrem celého výpočtu programu, ze kterého postupně voláme funkce zodpovědné za výpočet simulace.

```
t = t + h;
f=A+B*sin(w*t);
fdot=B*w*cos(w*t);

l11 = lambdan + x[5];
l112=l11*l11;
```

Pro adaptivní schéma zde bylo nutné vytvořit definici výpočtů pro změnu vnitřních parametrů. Změna je zde nadefinovaná v čase $t=10$, kdy se změní hodnota odporu. V této části je uvedena proměnná *l11* jako hodnota λ adaptivního schématu.

```
if ((t>10) && (jk==1)) {Rp= Rn/5;
cout << 2;
jk=2;
```

```

lambdap=-lambdan*Rp/(Rn+Rp);
    lambdapn=lambdan+lambdap;

cout << lambdapn << endl;}

```

V tomto cyklu dále poukážeme na to, že pro výpočet koeficientů Galerkinovy rovnice pro aproximované řešení výpočtu ϕ bude program používat odhad parametru λ .

```

C0= l11 *(A2+k*A+B2/2);
C1=(k+A)*B*w;
D1=(k+2*A)*B* l11;
E0=C0;
E1=(C1+C0*D1*w)/(1+C0*C0*w*w);
F1=(D1-C0*C1*w)/(1+C0*C0*w*w);

```

```

phi1=E0+E1*cos(w*t)+F1*sin(w*t);

```

```

ODE(t, x, xt1);

```

Znova zavoláme funkci systému obyčejných diferenciálních rovnic *ODE* a také funkci *eulerpn*, která nám urychluje výpočet, než bychom použili funkci *rk4a*. Níže nalezneme zápis hodnot programu do souboru.

```

h = eulerpn(t, h, x);
    fprintf(file_ptr, "\n %lf \t %lf \t %lf \t %lf\t
%lf\t %lf \t %lf\t %lf \t %lf \t %lf",
    t, x[1], x[2], x[3], x[4],x[5], x[2]-f, phi1, l11
);

}
fclose(file_ptr);
printf("\n\n End \n\n");

```

```
}
```

Na dalších řádcích je popsána definice systému obyčejných diferenciálních rovnic ODE. Funkce *ODE* vrací také jako funkce *main* typ *void*. Funkce *ODE* má tři parametry – čas t , jedno pole x a druhé pole derivací \dot{x} . Pod koncem definice této funkce je definováno klouzavé řízení, zde prezentované funkcí *sgn* vracející celé číslo.

```
void ODE(const double t,const double x[], double
x_dot[])
{

double kk; //, ey;
    sigma = x[1]-phi1;
    if (sigma*(1+x[2]) > 0) u=1.0; else u=0.0;
```

Další variantou pro klouzavý režim řízení je možnost použití proměnné *sigma*, jež nám určuje podle výše uvedených rovnic kterou hodnotu řízení u použít.

```
x_dot[1] = 1.0-u*(x[2]+1.0);
x_dot[2] = (-lambdapn*x[2])+(u*x[1]);
```

```
kk=1.0+f+x[3];
```

```
x_dot[3]=-(
(111+(f_dot+111*f)/kk)*x[3]+((f*(1.+f))/kk)*x[4];
x_dot[4]=-beta*f*x[3];
x_dot[5]=x_dot[4]; // -beta*f*x[3];
```

Výše uvedené proměnné odpovídají následujícím proměnným z odvozených matematických rovnic: proměnné y odpovídá $x[2]$, $x[1]$ odpovídá x , $x[3]$ odpovídá e_y , $x_dot[4]$ odpovídá e'_λ a $x_dot[5]$ odpovídá $\hat{\lambda}'_p$.

```
}
```

```

int sgn(double sigma)
{
    int ans;
    if (sigma > 0)
        ans = -3;
    else
        if (sigma < 0)
            ans = 2;
        else
            ans = -3;

    return ans;
}

```

Jako předposlední definice v programu je funkce *rk4a*, jež je zodpovědná za numerické řešení systému ODE. Jak již bylo zmíněno výše, pro urychlení výpočtů a kvůli menšímu počtu hodnot byla používána hlavně verze programu s funkcí *eulerpn*.

```

double rk4a(const double t,double h, double x[], int
rd)
{ double k1[ORDER+1], k2[ORDER+1], k3[ORDER+1],
k4[ORDER+1], k5[ORDER+1];
double xt1[ORDER+1];
double x1[ORDER+1], x2[ORDER+1], x3[ORDER+1],
x4[ORDER+1];
double xin[ORDER+1];
int i;
double exit=0;

for (i=1; i<ORDER+1; i++) xin[i]=x[i];

while (exit==0)
{
ODE(t,x,xt1);

```

```

for (i=1; i<ORDER+1; i++)
{
    k1[i]=h*xt1[i];
    x1[i]=xin[i]+k1[i]/3.;
}

ODE(t+h/3,x1,xt1);
for (i=1; i<ORDER+1; i++)
{
    k2[i]=h*xt1[i];
    x2[i]=xin[i]+(k1[i]+k2[i])/6.;
}

ODE(t+h/3,x2,xt1);
for (i=1; i<ORDER+1; i++)
{
    k3[i]=h*xt1[i];
    x3[i]=xin[i]+(k1[i]+3*k3[i])/8;
}

ODE(t+h/2,x3,xt1);
for (i=1; i<ORDER+1; i++)
{
    k4[i]=h*xt1[i];
    x4[i]=xin[i]+(k1[i]-3.*k3[i]+4.*k4[i])/2.;
}

ODE(t+h,x4,xt1);
for (i=1; i<ORDER+1; i++)
    k5[i]=h*xt1[i];

double maxerror,maxerr;
maxerror=0.;
for (i=1;i<ORDER+1; i++)
{

```

```

        maxerr=fabs((2.*k1[i]-9.*k3[i]+8.*k4[i]-k5[i])/30.);
        if (maxerr > maxerror)
            maxerror=maxerr; //
max(fabs(error[i]),maxerror);
    }

    double reduce=0; double extend=0;

    if (maxerror>.0001)
        reduce=1;
    else if (maxerror<.000005)
        extend=1;

    if ((reduce==1)&&(h>0.0001))
    {
        h=h/2; rd=1;
    }

    if
((reduce==1)&&(h<=0.0001))||((extend==1)&&(rd==1))||((redu
ce==0)&&(extend==0))
        exit=1;
    if ((extend==1)&&(rd==0))
        h=h*2;

}

for (i=1; i<ORDER+1; i++)
    x[i]=x[i]+(k1[i]+4.*k4[i]+k5[i])/6.;

return h;

}

```

V poslední definici programu nalezneme funkci *eulerpn*, což je funkce pro druhou numerickou Eulerovu metodu. Funkce je aplikací Eulerovy metody použité při simulaci dynamického systému reprezentovaného diferenciální rovnicí. Tato metoda je nejjednodušším představitelem jednokrokových metod a Eulerův vztah je lineární aproximací Taylorova rozvoje. Eulerův vztah má chybu úměrnou druhé mocnině kroku. V praxi se metoda obvykle nepoužívá. Pro geometrickou interpretaci Eulerovy metody platí, že nový bod leží ve směru tečny v původním bodě ke skutečné trajektorii.

```
double eulerpn(const double t, double h, double x[])
{
    int i;
    double xtemp[ORDER + 1], xt1[ORDER + 1];
    for (i = 1; i <= ORDER; i++)
        xtemp[i] = x[i];
    ODE(t, x, xt1);

    for (i = 1; i <= ORDER; i++)
        x[i] = x[i] + xt1[i]*h;

    return h;
}
```

Výše uvedený program používá při výpočtech rovnice vytvořené v předešlých kapitolách, kde je uvedeno jejich odvození.

10 Závěr a budoucí práce

10.1 Shrnutí postupu při řešení práce

Při řešení úloh daných v cílech disertační práce se musel autor nejprve seznámit s matematickou teorií a řídicími metodami, které jsou uvedeny v teoretické části. V kapitolách zde obsažených nalezneme teoretické základy předkládající metody řešení úlohy sledování žádané trajektorie.

S touto teorií se autor seznamoval na matematické fakultě v UK a probíranou látku nutnou pro tuto disertační práci postupně zpracovával nejprve na jednoduchých příkladech. Mezi ně patřilo využití Fourierových řad a práce na příkladech s klouzavým režimem řízení.

Další práce autora spočívala v použití Eulerovy metody, jejímu programování. Velké množství výpočtů bylo věnováno odvození Galerkinových rovnic a výpočtu jejich koeficientů.

V teoretické části najdeme popis nelineárních systémů. Nelineární systémy bylo nutné nastudovat, neboť základní vlastnosti napěťových měničů, pokud uvažujeme reálný případ s měnicími se parametry, mají právě nelineární charakteristiku.

Řízení, které bylo zvoleno, má také nelineární charakter, a proto je v teoretické části objasněna charakteristika nelineárního řízení, konkrétně řízení v klouzavém režimu.

V další části je popsána analýza stability nelineárních měničů. Tato část je významná kvůli ověření vlastností výsledného systému. Jsou zde vysvětleny pojmy jako je například asymptotická stabilita, kde trajektorie konverguje k rovnovážnému stavu. Pro potvrzení stability je použit výklad metody přibližné linearizace, Ljapunovy metody, metody Ljapunovské funkce a LaSalleův princip použitý v praktické části pro řešení.

Principy ověřování stability se při řešení disertační práce z hlediska náročnosti výpočtů a z praktického hlediska ukázaly výhodné, neboť byla použita metoda LaSalle, jejíž principy byly převzaty z literatury [8], a její výhody jsou zde dostatečně popsány.

Do simulací byly použity Fourierovy řady, jejichž teorie je dostatečně známá, a tudíž zde toto téma není popsáno. V simulaci je dále použita druhá numerická

Eulerova metoda pro řešení, která zde rovněž není teoreticky popsána, neboť se v praxi příliš nepoužívá a je také dostatečně známá.

Dále je v teoretické části této práce vysvětleno použití pozorovatele. Tento pozorovatel je později v praktické části použit pro nedostupné stavové proměnné. Pozorovatel odhaduje tyto stavové proměnné pomocí modelu pracujícího v reálném čase paralelně s řízeným objektem a přizpůsobuje se měřeným vstupům i výstupům. Jsou zde také vysvětleny pojmy jako je např. pozorovatelnost a také je uvedeno její kritérium.

Při použití pozorovatele se při praktickém odvození vztahů pro výpočet řešila i kvalita odhadu podle porovnání chyby s modelem. V naší simulaci jsme odhadovali parametr přidané poruchy pomocí $\hat{\lambda}_p$.

Poslední teoretická část se věnuje teorii o klouzavém režimu řízení. Jsou zde rozebrány základní charakteristiky a zákonitosti tohoto řízení, jejichž znalost dále použijeme v praktické části. Nalezneme zde také odvození rovnic řízení pro simulaci.

První praktická část začíná základním matematickým popisem daného zařízení. Dále je zde popsáno vyslovení úlohy našeho úkolu, metodika jeho řešení, odhadování parametru pro adaptivní schéma a optimalizace přechodového děje. V přílohách lze najít zdrojové kódy pro MATLAB. V této části se kvalita regulace nastavovala podle přechodu z jednoho vztahu na druhý při přechodovém ději a byly zde vysvětleny obtíže, které vzniknou, budeme-li řešit úlohu numerickou integrací.

V další sekci je vysvětleno adaptivní řízení pro robustní regulaci. V úvodu je také základní matematický popis zařízení a jsou zde převzaty výsledky odvozených vztahů z části teoretické. Následuje představení bezporuchové dynamiky, je aplikována Galerkinova metoda a přibližné sledování. Pro sledování je opět zvoleno sinusové výstupní napětí. V závěrečných grafech jsou podrobně vyobrazeny výsledky robustního řízení sinusového vztahu adaptivním schématem.

Simulace byly provedeny jak pomocí programu MATLAB, tak standardními výpočty v jazyce C. Při návrhu řešení simulace ve vytvářených programech bylo nutné postupovat algoritmicky podle odvozených vztahů. V první a druhé části simulace je použito jiné značení proměnných a funkcí.

10.2 Dosažené výsledky

Tato část závěru se zabývá popisem výsledků ve vztahu k cílům disertační práce. Budou zde explicitně popsány dosažené výsledky. Tyto výsledky byly dosaženy na simulačních experimentech a byly také odvozeny a následně ověřeny matematické vztahy a metody řízení měničů.

V disertační práci byly popsány základní principy klouzavého režimu řízení, jenž byl vybrán pro adaptivní řízení měničů. Dále byl předložen přehled problematiky pro řízení měničů, kde se v návaznostech a souvislostech vysvětlují principy a rozdíly řízení různých typů měničů. Jsou zde vysvětleny, zdokumentovány a ověřeny metody řízení napěťových měničů formou simulačních experimentů tak, jak bylo výše specifikováno v cílech disertační práce.

Popsání jednotlivých výsledků a zhodnocení použitých metod řešení je upřesněno v závěrečné praktické části, výsledky lze odečíst z jednotlivých grafů. Také jsou popsány výsledky pro různě volené parametry.

Navíc zde nalezneme odvození výpočtů pro přibližné řešení pomocí aproximace. Pro srovnání je také uvedeno řešení numerickou metodou. Jedná se o ověření výsledků a jejich vzájemné porovnání mezi numerickou metodou a analytickou aproximací. Konkrétně jde o numerické výsledky integrace Abelových rovnic ve zpětném čase, které jsou v souladu s Fourierovou aproximací.

Odkazy na literaturu doplňuje jak v praktické, tak v teoretické části výklad nezbytné teorie, matematických a fyzikálních zákonů a metod, které jsou v souvislosti s výkladem tématu důležité pro řešení disertační práce. Zjištěné poznatky a výsledky odvozených vztahů v praktické části byly také porovnávány s výsledky z literatury, což je v textu zdokumentováno.

V kapitole 8 je popsán návrh disertanta na řešení úloh specifikovaných v cílech disertační práce, v kapitole 9 je popsána praktická aplikace výpočtů pomocí počítačového vybavení.

V praktické části bylo ověření vykonané formou simulačních experimentů v prostředí MATLAB a odvozené matematické vztahy jsou také přímo implementovány do programu napsaného v jazyce C. Tyto simulace jsou i v praxi vytvářeny z důvodu možnosti opakování experimentu, a to nejenom se stejnými podmínkami a hodnotami

konstant. To nabízí snadnou možnost opakování a měnění průběhu experimentu. V neposlední řadě je uvedený postup výhodný z hlediska finanční nenáročnosti.

V praktické části práce se potvrdily hypotézy o vlastnostech metod pro řešení úlohy sledování, v našem případě klouzavého režimu řízení, Galerkinovy metody a dalších. Tyto vlastnosti jsou již popsány v úvodu práce.

Simulace v MATLABu nám vypočítala a zprostředkovala dva odhady kvůli zlepšení jeho kvality a také jsme optimalizovali přechodový děj.

Výsledné grafy počítané v programu vytvořeného v jazyku C nám ukazují, jaké jsou hlavní možnosti při adaptivní regulaci systému, a je také předložena relativní chyba výstupního sledování u systému před a po optimalizaci parametrů.

V závěru se také ukázalo, že bylo vhodné použít bezrozměrné veličiny pro lepší zobrazení.

Velká část práce a autorových výsledků z matematické fakulty v UK jsou přeloženy do českého jazyka. Značné úsilí bylo proto věnováno vhodné volbě matematických a technických termínů, a z tohoto důvodu bylo nutné nastudovat mnoho česky psaných publikací.

10.3 Zhodnocení dosažených výsledků

Tato část závěru se zabývá zhodnocením výsledků. Při řešení úlohy bylo obtížné řešit Abelovu ODE. Tato rovnice je nestabilní, pokud se zvolí v ODE x_1 jako proměnná. Je to proto, že pokud je proměnná x_2 uvažovaná jako výstup, tak je zařízení s neminimální fází, v případě opačném (pokud uvažujeme x_1 jako výstup) je zařízení s minimální fází.

Pro parametr β platí, že je velmi důležité volit tento parametr do určité prahové hodnoty, jinak totiž vychází, že od určitého prahu již pozorovatel neidentifikuje poruchu a systém destabilizuje. Navíc také vychází, že větší hodnoty zesílení dynamiky pozorovatele mají za následek vyšší identifikační rychlosti a větší překmitý, které postupně zvyšují trvání přechodového děje. Z výše uvedeného vidíme, že je nutné volit

kompromis při výběru parametru β . Pro náš systém vychází optimální zesílení dynamiky pozorovatele okolo $\beta = 0.0125$ pro invertor a samozřejmě závisí na poruše.

Ze simulací vyplývá následující:

- V grafech nám nejen vizuálně, ale i po odečtení hodnot z grafů u srovnání relativních chyb sledování žádaného vztahu v ustáleném stavu vychází po optimalizaci systému menší chyba,
- v grafech je vidět změna parametru λ , který představuje systémový parametr, na kterém je zavedena porucha a mění skokově svoji velikost z 0,90450 na 0,60300. V detailech grafů můžeme odečíst velikost odezvy na poruchu, to jest o kolik je v přechodovém ději výstupní veličina ovlivněna,
- v simulaci dále vychází dle předpokladu, že nepřímé řízení je iniciováno změnami vztahů proudu, proto byl vytvořen detail vztahů pro proud při poruše. Z tohoto detailního grafu můžeme odečíst, který vztah se použije pro nové výpočty po působení poruchy,
- výsledky ukazují dobrou identifikaci odchylek s hodnotami až do 100% úrovně zátěžového odporu. V simulaci byla vybrána následující hodnota počáteční odchylky: $R_p=5\Omega$, což odpovídá 50% nominální hodnoty. Pokud bychom volili větší poruchu, dostali bychom větší překmit,
- grafy, které jsou zde nejvýznamnější, zobrazují výstupní napětí, jež sleduje odpovídající žádaný vztah. Lze si také povšimnout, že jsou potřeba dvě periody na opravení poruchy. Tento jev je způsoben nepřímým řízením, které je v našem případě použito. Nyní uvedený odstavec trochu rozvedeme.

Výše uvedená prodleva je z důvodu změny λ , protože pak je potřeba použít nový vztah proudu pro udržení výstupního sledování. Chyba sledování na výstupu je proto při přechodovém jevu způsobena přechodem z jednoho vztahu proudu na druhý, jemuž se nelze vyvarovat, přestože je systém neustále řízen. Z obrázků plyne, že zatímco proměnná vstupního proudu je podle odpovídajících vztahů a nikdy se od nich neodchýlí, výstupní napětí potřebuje dvě periody na opravení poruchy.

Tento přechod z jednoho vztahu proudu na druhý je v našem případě vidět, pokud simulujeme poruchu při $t=10$,

- pro náš systém je zřejmé, že nám přímé řešení vychází na neminimální fázi a je to případ jak u zvyšujícího měniče, tak i u invertujícího měniče. Proto bylo použito řízení nepřímé,
- pro invertující měnič platí, že relativní chyba výstupu v ustáleném stavu není vyšší než 0,7%,
- na jedněch z posledních grafů v simulaci nalezneme pro ukázkou, co se děje v systému pokud je destabilizován, což je zde pro názorný příklad chyby sledování v systému. V těchto grafech, kde je zobrazen destabilizovaný systém, jehož příčinou je nefunkční práce adaptivního řízení, lze při detailním zkoumání křivky sledování odečíst, že míra posunutí výstupního napětí směrem vzhůru vychází o 0.3 v bezrozměrné veličině oproti žádanému vztahu.

10.4 Přínos disertační práce

V dostupné literatuře, ze které je zde rovněž čerpáno, se autoři většinou zaměřují na řešení více specifické úlohy, kde čtenář nalezne problematiku blíže určeného problému s teoretickým zaměřením, nebo se zaměřením praktickým.

Naproti tomu v této práci se čtenář dozví o řízení nelineárních měničů více informací a ve větší míře, neboť jsou zde porovnány charakteristiky více typů měničů a jsou také použity pro řešení ODE jak metody aproximační, tak ale také numerické. Nalezneme zde matematické odvození nepřímého řízení napětí v soustavě a jsou zde dokázány odvozené vztahy na simulačních experimentech.

Dalším přínosem této práce je tedy předložené odvození matematických rovnic pro výpočet modelu systému a řízení, na kterém autor spolupracoval a přispíval na zahraniční stáži na matematické fakultě The University of Sheffield ve Spojeném království. Tyto výsledky byly ověřeny na předložených simulacích, programovaných v různých jazycích, simulačních prostředích a s různými parametry systému. Výklad je blíže specifikován na porovnání zvyšujícího a invertujícího měniče. Zvyšující měnič je zde uvažován spíše jako akademický příklad, ale vhodně poslouží pro pochopení

problematiky. Výsledky byly dále prezentovány na rozdílných konferencích v zahraničí. Pracoviště matematické fakulty, kde byl autor na stáži, spolupracovalo na podobných tématech s dalšími kolegy z fakulty ve španělské Barceloně.

Velkým přínosem této práce je ukázka různého nastavení systému a regulace (změny parametrů), aby mohl čtenář prakticky využít získané informace například u jiných simulací, kterými se zabývá, protože je zde řešena kvalita regulace a také je vysvětleno, jak závisí na vhodném nastavení. Pro každého, kdo se zabývá nastavením, je důležité tyto informace znát, aby mohl provádět konkrétní úpravu parametrů podle potřeby pro vhodné ovlivnění přechodového jevu, dále proto, aby se vyvaroval překmitům a aby dokázal nastavit regulaci na rychlou opravu poruchy v odezvě systému.

Kvalitu nastavení v této práci může čtenář posuzovat přímo z grafů, kde se lze přesvědčit o tvrzeních ohledně těchto nastavení systému a to například tam, kde jsou porovnány chyby výsledného sledování. Chyba sledování je zde hodnocena v ustáleném stavu, tzn. stavu před a po odezvě systému na poruchu. Relativní chyby sledování jsou zobrazeny pro dvě nastavení a to před a po optimalizaci parametrů systému. Jejich hodnoty se dají přímo odečíst z grafu.

Dále je nutné uvést, že se málokde čtenář setká s praktickou ukázkou a popisem simulace destabilizace systému v případě nefunkčního adaptivního řízení, což je velmi přínosné pro čtenáře, který se zabývá stejnou problematikou. I v tomto případě destabilizace systému zde čtenář nalezne porovnání chyb výsledného sledování.

Obecně můžeme říci, že přínosem této disertační práce je větší souhrn probraných metod řízení napěťových měničů. Jako další přínos je spojení teorie probíraných metod s praktickým matematickým řešením, které je dále ověřeno na simulačních experimentech při implementaci matematických vztahů do programů.

Dalším pozitivem je také srovnání výpočtů pro regulaci při postupu řešení v případě aproximace na rozdíl od numerické metody a jsou zde uvedeny odlišnosti pro srovnání. Také je zde vysvětleno, proč byly jednotlivé metody řešení použity.

Jedním z největších kladů této práce je pro českého čtenáře možnost čerpání české terminologie k uvedené problematice, neboť autor přepracoval výsledky dosažené na matematické fakultě v UK do českého jazyka.

Pro zjednodušení a větší názornost byly nejdříve vytvořeny grafy, které zobrazují sledování bez poruchy, tudíž bez implementace adaptivního řízení (sledování periodického vztahu pomocí klouzavého režimu řízení bez působení poruchy) s ukázkou práce klouzavého režimu řízení. Následně byla porucha do systému přidána a čtenář má tak možnost porovnat adaptivní schéma s původními výsledky.

Nakonec bychom měli uvést, že v rámci názornosti výkladu byly v grafech zobrazeny související proměnné spolu, to znamená, že pokud byl měněn nějaký parametr, tak je spolu s touto změnou zobrazena také odezva na tuto poruchu u důležitých proměnných.

10.5 Budoucí práce

Přibližné asymptotické sledování výstupního napětí bylo v této práci dosaženo pro poruchy zátěže základními nelineárními napěťovými měniči prostřednictvím kompenzace dynamiky. V rámci nepřímého schématu řízení odhaduje adaptivní řízení rušený parametr a tato informace je začleněna do Galerkinovy aproximace prvního řádu vztahu proudu bez poruch. On-line aktualizace proudu je nakonec použita na vhodné klouzavé ploše.

Optimalizace odezvy přechodového děje pro pravidla řízení asymptotického sledování podle myšlenky vyvinuté v literatuře [16] je ponechána pro příští výzkum.

Jako budoucí práce se dále jeví možnost rozšíření řízení měničů na nelineární měniče vyššího řádu.

V budoucí práci by bylo také vhodné rozšířit problematiku o provedení simulací pomocí robustního řízení metodou agregace stavových proměnných, kde by nebylo uplatněno omezení vstupních hodnot řízení. Tím by bylo možné zjistit, za jakých podmínek by v tomto případě mohlo dojít k destabilizaci systému.

Pro prohloubení studia klouzavého režimu řízení v adaptivním schématu by bylo vhodné rozšířit práci o vyobrazení odhadu různých poruch a dále o detaily chování pozorovatele, pro zobrazení jeho výkonnosti.

Také by bylo přínosné vytvořit stejnou simulaci pomocí modelu v programu MATLAB Simulink.

Literatura

- [1] ABOULOIFA, A., I. LACHKAR, F. GIRI and A. HAMDOUN. Adaptive Nonlinear Control of Single-Phase Inverters for UPS Applications: Average Performance Analysis. *International Conference on Control, Engineering & Information Technology*. 2014. ISSN 2356-5608.
- [2] ANDRES, J. a J. FIŠER. *Obyčejné diferenciální rovnice 3: úvod do teorie stability*. Olomouc: Univerzita Palackého v Olomouci, 2015. ISBN 978-80-244-4647-9.
- [3] BALAKRISHNA, R.V. and S.K. MOHINUDDIN. Adaptive control of a voltage source converter for power factor correction. *Journal of Applied Sciences and Engineering Research*. 2016, 293-299. ISSN 2277 – 9442.
- [4] BOUDJEMA, J., M. BOSCARDIN, P. BIDAN, J.C. MARPINARD, M. VALENTIN and J.L. ABATUT. VSS Approach to a Full Bridge Buck Converter Used for AC sine Voltage Generation. *Proc. Of the IECON*, 1998, 82-89.
- [5] BYRNES, C.I. and A. ISIDORI. Output regulation for nonlinear systems: an overview. *Int. J. Robust Nonlinear Control*. 2000, **10**, 323-337.
- [6] CARPITA, M. and M. MARCHESONI. Experimental Study of a Power Conditioning System Using Sliding Mode Control. *IEEE Trans. Power Electronics*, September 1996, **11** (5), 731-742.
- [7] CÁCERES, R.O. and I. BARBI. A boost DC-AC converter, analysis, design and experimentation. *IEEE Trans. Power Electronics*, January 1999. **14** (1), 134-141.
- [8] ČELIKOVSKÝ, S. *Nelineární systémy*. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2006. ISBN 80-01-03435-6.
- [9] DE CARLO, R.A., S.H. ŽAK and G.P. MATTHEWS. Variable structure control of nonlinear variable systems: a tutorial. *Proceedings of IEEE*, 1988. **76**, 212-232.

- [10] DEVASIA, S. Robust Inversion-based Feedforward Controllers for Output Tracking under Plant Uncertainty. *Proc. of the ACC*, 2000. 497-502.
- [11] DRAKUNOV, S. and V. UTKIN. Sliding mode observers. Tutorial. *Proceedings of the 34th Conference on Decision and Control*. New-Orleans, 1995.
- [12] DRAZENOVIC, B. The Invariance Conditions in Variable Structure Systems. *Automatica*, 1969. **5** (3), 287-295.
- [13] EDWARDS, Ch. and S.K. SPURGEON. Sliding mode control: theory and applications. *Taylor & Francis systems and control book series*, 1998. **7**. ISBN 0748406018.
- [14] EMELYANOV, S.V. On peculiarities of variable structure control systems with discontinuous switching functions. *Doklady ANSSR*, 1963. **153**, 776-778.
- [15] ESCOBAR, G. *On nonlinear control of switching power electronics systems*. U.F.R. Scientifique D'Orsay, 1999. Thesis. Universite de Paris-Sud.
- [16] FILIPOV, A.F. Differential Equations with Discontinuous Right Hand-Side. *Am. Math. Soc. Transl.*, 1964. **42**, 199-231.
- [17] FILLOVÁ, A. a A. VALKOVÁ. *Numerická matematika II: aproximačné a kvadratúrne metódy*. Bratislava: Univerzita Komenského, 1991.
- [18] FOSSAS, E. and J.M. OLM. Asymptotic Tracking in DC-to-DC Nonlinear Power Converters. *Discrete and Continuous Dynamical Systems – Series B*, May 2002. **2** (2).
- [19] FOSSAS, E. and J.M. OLM. Asymptotic Tracking in DC-to-DC Nonlinear Power Converters. *Discrete and Continuous Dynamical Systems – Series B*, May 2002. **2** (2), 295-307.

- [20] FOSSAS-COLET, E. and A.S.I. ZINOBER. Adaptive Tracking Control of Nonlinear Power Converters. in *Proc. of the IFAC Workshop on Adapt. and Learn. in Control and Signal Process. Como*, 2001. 261-266.
- [21] FURUTA, K. *Sliding mode control of a discrete system*. Systems and Control Letters, 1990. **14**, 145-152.
- [22] GULDNER, J. and V.I. UTKIN. Tracking the gradient of artificial potential fields: sliding mode control for mobile robots. *Int. J. Control*, 1996. **63** (3), 417-432.
- [23] HAMEL, B. Contribution à l'étude mathématique des systèmes de réglage par tout ou rien. *CEMV*, **17**, Service Technique Aéronautique, 1949.
- [24] HAYES, B. *Nonlinear dynamics of DC-DC converters*. Dublin, 2016. Thesis. Dublin City University, School of Electronic Engineering.
- [25] HOLČÍK, J. *Signály, časové řady a lineární systémy*. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2012. ISBN 978-80-7204-792-5.
- [26] ITKIS, U. *Control systems of variable structure*. Wiley, New-York, 1976.
- [27] KANNABIRAN, K. and S. ALAGARSAMY. Unified control of DC-DC buck converter using dynamic adaptive controller for battery operated devices. *Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia*. 2016, 35-46. ISSN 0120-6230.
- [28] KISSAOUI, M., A.A.R Al TAHIR, A. ABOULOIFA, F.Z. CHAOUI, Y. ABOUELMAHJOUR and F. GIRI. Output-Feedback Nonlinear Adaptive Control Strategy of Three-phase AC/DC Boost Power Converter for On-line UPS Systems. *Elsevier, IFAC ALCOSP*. Eindhoven, Netherlands, 2016, (49), 324-329.
- [29] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje I*. Praha: BEN, 1997. ISBN 80-86056-02-3.

- [30] KREJČÍ, A. *Pokročilé techniky řízení pohybu pro mechatronické aplikace*. Plzeň, 2012. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta aplikovaných věd, Katedra kybernetiky.
- [31] LANGMAJER, M. *Řízení DC-DC konvertoru*. Plzeň, 2013. Bakalářská práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta aplikovaných věd, Katedra kybernetiky.
- [32] MILASI, R.M. *Adaptive and Nonlinear Control of a Voltage Source Converter*. Edmonton, Alberta, 2012. Thesis. University of Alberta.
- [33] MORENO-VALENZUELA, J. and O. GARCÍA-ALARCÓN. *On Control of a Boost DC-DC Power Converter under Constrained Input*. Instituto Politécnico Nacional-CITEDI. Tijuana, BC, Mexico. 2016.
- [34] MRÁZEK, P. *Regulátor s klouzavým režimem*. Článek. Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií.
- [35] MUMTAZ, S. and L. KHAN. Adaptive control paradigm for photovoltaic and solid oxide fuel cell in a grid-integrated hybrid renewable energy system. *Plos ONE*. Pakistan, 2017.
- [36] NEUHAUSER, J. *Adaptivní řízení elektrohydraulických servomechanismů*. Praha, 2004. Diplomová práce. České vysoké učení technické, Fakulta elektrotechnická, Katedra řídicí techniky.
- [37] OLM, J.M. *Asymptotic tracking with DC-to-DC bilinear power converters*. 2004. Thesis. Universitat Politècnica de Catalunya.
- [38] OLM-MIRAS, J. and E. FOSSAS-COLET. *Abel Equations and Asymptotic Tracking in Power Converters*. Barcelona, 1999. Internal report IOC. Universitat Politècnica de Catalunya.
- [39] PERRUQUETTI, W. and J.P. BARBOT. *Sliding Mode Control in Engineering*. New York: Marcel Dekker, Inc., 2002.

- [40] RAZÍM, M. a J. ŠTECHA. *Nelineární systémy*. Vyd. 2. Praha: České vysoké učení technické, 2002. ISBN 80-01-02577-2.
- [41] RIOS-BOLÍVAR, M. and A.S.I. ZINOBER. *Dynamic adaptive regulation of nonlinear continuous processes, Theory and Practice of Control and Systems*. World Scientific, Singapore, 1998.
- [42] SHTESSEL, Y.B., A.S.I. ZINOBER and I.A. SHKOLNIKOV. Boost and Buck-Boost Power Converters Control via Sliding Modes Using Dynamic Sliding Manifold. *Proc. of the CDC*, 2002. 2456-2461.
- [43] SCHLEGEL, M. a J. MERTL. Regulátor s klouzavým režimem pro řízení teploty procesů s topením a chlazením. *MATEO - The European Network of Mechatronics Centres and Industrial Controllers*. 2006, 171-177.
- [44] SIRA-RAMIREZ, H., E. FOSSAS and M. FLIESS. An Algebraic, line, parameter identification approach to uncertain dc-to-dc power conversion. *Proc. of the CDC*, 2002. 2462-2467.
- [45] SIRA-RAMÍREZ, H. Sliding motions in bilinear switched networks. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, 1987, 919-933.
- [46] SIRA-RAMIREZ, H. Differential geometric methods in variable-structure control. *Int. J. Control*, 1988. **48** (4), 1359-1390.
- [47] SIRA-RAMÍREZ H. and R. SILVA-ORTIGOZA: *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*. Springer-Verlag London Limited, 2006.
- [48] SLOTINE, J.J.E. and W. LI. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991.
- [49] SLOTINE, J.J.E, J.K. HEDRICK and E.A. MISAWA. On sliding observers for nonlinear systems. *Transactions of the ASME: Journal of Dynamic Systems Measurement and Control*, 1987. **109**, 245-252.

[50] TZYPKIN, Y.Z. *Theory of control relay systems*. Moscow: Gostekhizdat, 1955.

[51] UTKIN, V., J. GULDNER and J. SHI. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Philadelphia: Taylor & Francis Inc., 1999.

[52] UTKIN, V.I. *Sliding Modes in Control Optimization, Communication and Control Engineering Series*. Springer-Verlag, 1992.

[53] VAŇKOVÁ, T. *Adaptivní regulátory s principy umělé inteligence a jejich porovnání s klasickými metodami identifikace*. Brno, 2011. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky.

[54] VENKATARAMANAN, R., A. SABANOVIC and S. ČUK. *Sliding mode control of dc-to-dc converters*. Proceedings of the International conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, 1985, 251-258.

[55] VISHNU, V. *Modelling and adaptive control of a DC-DC buck converter*. Rourkela, 2015. Thesis. Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela.

[56] ZEINDLER, E. *Nonlinear Functional Analysis and its Applications – Part IIA: Linear Monotone Operators*. New York: Springer-Verlag, 1990.

[57] ZHAN, Y. and N. MA. *Galerkin Method*. Computational Engineering. University Bochum.

[58] ZHANG, H., Q. SUN, J.M. GUERRERO and D. MA. *Data-Driven Control for Interlinked AC/DC Microgrids via Model-Free Adaptive Control and Dual-Droop Control*. *IEEE Transactions on Smart Grid*. Aalborg University, 2017, 557-571.

[59] ZINOBER, A.S.I., O.M.E. EL-GHEZAWI and S.A. BILLINGS. Multivariable-structure adaptive model-following control systems. *Proceedings of IEE*, 1982. **129**, 6-12.

[60] ZÍTEK, P. a A. VÍTEČEK. *Návrh řízení podsystémů se zpožděními a nelinearitami*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999. ISBN 80-01-01939-X.

Elektronické zdroje

[www 1] Boost converter. In: *Wikipedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2017-12-25]. Dostupné z:
https://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter

[www 2] Buck–boost converter. In: *Wikipedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2017-12-25]. Dostupné z:
https://en.wikipedia.org/wiki/Buck%E2%80%93boost_converter

[www 3] Power Supply Topologies. *Texas Instruments*[online]. Texas: 2011 [cit. 2017-12-25]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/sg/sluw001e/sluw001e.pdf>

[www 4] Switching Regulators. *Texas Instruments*[online]. Texas: 2012 [cit. 2017-12-25]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snva559/snva559.pdf>

Publikace autora

1. NOVÁK, P. *Technologie a výkon současného hardware*, RIP 2004, ISBN 80-7194-662-1
2. NOVÁK, P. *Spolupráce hardwaru a softwaru v grafických aplikacích*, RIP 2004, 80-7194-662-1

3. NOVÁK, P. *Dynamika klouzavého módu řízení*, RIP 2006, ISBN 80-7194-860-8
4. NOVÁK, P. *Trasovací řízení snižovacího měniče*, RIP 2006, ISBN 80-7194-860-8
5. MOTL, Z. a P. NOVÁK. *Identification of linear actuator mechanism using Matlab*, *Process Control 07*, 2007, ISBN 978-80-227-2677-1
6. NOVÁK, P. a Z. MOTL. *Principles of sliding mode control*, *Process Control 07*, 2007, ISBN 978-80-227-2677-1
7. NOVÁK, P. a Z. MOTL. *Tracking control for basic nonlinear converters*, *Process Control 07*, 2007, ISBN 978-80-227-2677-1
8. MOTL, Z. a P. NOVÁK. *Pneumatical system response on step of external force*, *Process Control 07*, 2007, ISBN 978-80-227-2677-1

Přílohy - Zdrojové kódy k simulacím

Příloha A: Simulace řešená pomocí MATLABu

Zdrojový kód pro MATLAB:

Níže jsou uvedeny dva m-soubory popisující odhadovaný dynamický systém a m-funkci, jež má být minimalizována.

BCD.M

```
function xdot=bcd(t,x,flag,delta,u);
```

Tento program popisuje odhadovaný model dvourozměrných základních měničů, zvyšujícího a invertujícího. Pracovní cyklus je použit jako konstantní vstup během vzorkovacího intervalu. Je zde externí funkce *g_load(t)*, která poskytuje parametr *gamma* v závislosti na čase.

mu je konstanta, která musí být záporná ($u = u_{eq} + \mu \cdot \text{sign}(s)$). *nc* je počet cyklů, jenž by měl být celočíselný. V našem případě $\mu = -0.02$ a $nc = 200$.

```
% Rovnice systému

xdot1=1+(u-1)*x(2);
xdot2=(1-u)*x(1)-gload(t)*x(2)+...
delta*gload(t);
xdot=[xdot1;xdot2];
```


JEY.M

```
function outs2=J(gg,delta,np,initg,finalg);
```

Vrací střední kvadratickou chybu $\sum(x2(k) - xr2(k))^2 / np$.

gg je vektor parametrů. Zátěž, která se mění, nabývá hodnot z diskrétní množiny a je dána [*gg finalg*] na podintervalech stejné délky.

delta = 0 je pro zvyšující, *delta* = 1 je pro invertující.

np = počet vzorků (*np* = 200 v našem případě).

initg = počáteční hodnota *gammy*. Zprostředkuje počáteční podmínky pro zařízení.

finalg = konečná hodnota *gammy*.

```
A=2;
B=0.5;
omega=0.2513;
mu=-0.5;
g=[gg finalg];
sp=2*pi/(omega*np);
l=length(g);
% Initial conditions
hatgam=initg;
a0=0.5*(2*A*A-2*A*delta+B*B)*hatgam;
b1=B*sqrt((omega*A)^2+hatgam^2*...
(2*A-delta)^2)/(a0^2*omega^2+1);
a num=(1+2*hatgam*a0)*A-delta*...
a0*hatgam)*omega;
a den=A*(2*hatgam-a0*omega^2)-...
delta*hatgam;
```

```

phil=atan2(a num,a den);
tin=0;
x2rd=A+B*sin(omega*tin);
x1rd=a0+b1*sin(omega*tin+phil);
xr=[x1rd x2rd];
x=[x1rd x2rd];
ins=0;
s2=0;
% processing
for n=1:l,
hatgam=g(n);
a0=0.5*(2*A*A-2*A*delta+B*B)*hatgam;
b1=B*sqrt(((omega*A)^2+hatgam^2*...
(2*A-delta)^2)/(a0^2*omega^2+1));
a num=((1+2*hatgam*a0)*A-delta*...
a0*hatgam)*omega;
a den=A*(2*hatgam-a0*omega^2)-...
delta*hatgam;
phil=atan2(a num,a den);
% hg=[hg; hatgam];
for i=1:np/l,
inx=x;
xr=[a0+b1*sin(omega*tin+phil) ...
A+B*sin(omega*tin)];
dxlref=omega*b1*cos(omega*...
tin+phil);
s=x(1)-xr(1);
var d=max(0,min(1,1+((dxlref-1)/...
xr(2))+mu*sign(s)));
[T auxx]=ode23('bcd',[tin tin+sp],...
x, [], delta, var d);
nn=length(auxx);
x=auxx(nn,:);
tin=tin+sp;
s2=s2+(x(2)-xr(2))^2;
end;
end;
outs2=s2/np;

```

Příloha B: Simulace řešená v jazyce C

Zdrojový kód v C jazyce:

```
#include <stdio.h>
#include <iostream.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>

#define ORDER 5
#define s1 0.5

// Initialize Functions

void main();
void ODE(const double t, const double x[], double
xdot[]);
double rk4a(const double t, double h, double x[], int
rd);
double eulerpn(const double t, double h, double x[]);
int sgn(double sigma);

double t, x[ORDER + 1], sigma, y,
u, phi1, ydot, ey, elambda,
    lambdap, lambdapn, lambdan, Rp, Rn, f, fdot,
l112, l11, lambdaphat;
double pi=3.141569;
double beta=0.0125; //0.0125;
// double lambdaphat=0.00001;

double A=2.7;
double A2=A*A;
double B=0.3;
double B2=B*B;
double k=1;
```

```

double w=0.6252;
double C0;
double C1;
double D1;
double E0;
double E1;
double F1;

void main()
{
    int i;
    FILE *file_ptr;
    double t0, tf, h;
    int jk;

    file_ptr = fopen("PavelRphalf.res","w");
    if (file_ptr == NULL)
        printf("Results file could not be opened\n");

    t0 = 0.;
    tf = 40.;
    h = 0.0001;h = 0.001;
    t = t0;

    double x0[ORDER + 1] = {999., 0.0, 2.7, 0.0,0.0,0.0};
// Initial conditions
    double xt1[ORDER +1];

    f=A+B*sin(w*t); u=0.; sigma=0.;

```

```

fdot=w*B*cos(w*t);

Rn=10.;
lambdan=0.9045;
    lambdap=0.;
    lambdapn=lambdan+lambdap;

cout<< lambdan << lambdap << lambdapn << endl;

//x0[3]=lambdan-lambdap;
l11 = lambdan + x[5];
l112=l11*l11;

C0=l11*(A2+k*A+B2/2);
C1=(k+A)*B*w;
D1=(k+2*A)*B*l11;
E0=C0;
E1=(C1+C0*D1*w)/(1+C0*C0*w*w);
F1=(D1-C0*C1*w)/(1+C0*C0*w*w);

    phil=E0+E1*cos(w*t)+F1*sin(w*t);

//
phil=l11*2.02+(.8+l11*2.02*.6*l11*2)/(1+2.02*2.02*l112*4)*c
os(2*t)+
//          (.6*l11-
l11*2.02*.8*2)/(1.+l112*2.02*2.02*4)*sin(2*t);

x0[1]=phil+0.0001;
    x0[3]=x0[2]-f;
for (i =1; i <= ORDER; i++)
    x[i] = x0[i];

```

```

ODE(t, x0, xt1);

    fprintf(file_ptr, "\n %lf \t %lf \t %lf \t %lf\t %lf\t
%lf \t %lf\t %lf \t %lf \t %lf",
            t, x[1], x[2], x[3], x[4],x[5], x[2]-f, phi1,
l11); //nezapomenout na f
    //printf( "\n %lf \t %lf \t %lf \t %lf\t %lf\t %lf \t
%lf\t %lf \t %lf \t %lf",
            // t, x[1], x[2], x[3], x[4],x[5], x[2]-f, phi1,
f,l11);

    jk=1;

while (t <= tf)
{
    //h = rk4a(t, h, x, 0);
    //////////////////////////////////////////added

    t = t + h;
    f=A+B*sin(w*t);
    fdot=B*w*cos(w*t);

    l11 = lambdan + x[5];
    l112=l11*l11;

    if ((t>10) && (jk==1)) {Rp= Rn/5;
    cout << 2;
    jk=2;

    lambdap=-lambdan*Rp/(Rn+Rp);
    lambdapn=lambdan+lambdap;

    cout << lambdapn << endl;}

```

```

        C0= l11 * (A2+k*A+B2/2);
C1=(k+A) *B*w;
D1=(k+2*A) *B* l11;
E0=C0;
E1=(C1+C0*D1*w) / (1+C0*C0*w*w);
F1=(D1-C0*C1*w) / (1+C0*C0*w*w);

    phi1=E0+E1*cos(w*t)+F1*sin(w*t);

        //
phi1=l11*2.02+(.8+l11*2.02*.6*l11*2)/(1+2.02*2.02*l112*4)*c
os(2*t)+
        //      (.6*l11-
l11*2.02*.8*2)/(1.+l112*2.02*2.02*4)*sin(2*t);

        ODE(t, x, xt1);

        h = eulerpn(t, h, x);
        fprintf(file_ptr, "\n %lf \t %lf \t %lf \t %lf\t
%lf\t %lf \t %lf\t %lf \t %lf \t %lf",
        t, x[1], x[2], x[3], x[4],x[5], x[2]-f, phi1, l11
);
        // printf("\n %lf \t %lf \t %lf \t %lf\t %lf\t %lf
\t %lf\t %lf \t %lf \t %lf",
        // t, x[1], x[2], x[3], x[4],x[5], x[2]-f, phi1,
f,l11 );

    }
    fclose(file_ptr);
    printf("\n\n End \n\n");

```

```

}

//***** The System of ODEs
*****

void ODE(const double t,const double x[], double
xdot[])
{

double kk; //, ey;
    sigma = x[1]-phi1;
    if (sigma*(1+x[2]) > 0) u=1.0; else u=0.0;

    xdot[1] = 1.0-u*(x[2]+1.0);
    xdot[2] = (-lambdapn*x[2])+(u*x[1]);

    kk=1.0+f+x[3];

    // elambda=(-
beta*x[2]*t+beta*x[2]*0.2*0.5*cos(2*t)+beta*t+beta*0.4*t/2-
beta*0.4*1/8*sin(4*t))-lambdap;

    // xdot[2]=ydot-
((1+(ydot+1*y)/(1+y+ey))*ey)+((y*(1+y))/(1+y+ey)*elambda);

    // xdot[3]=-
(x[4]+(ydot+lambdap*y)/kk)*x[3]+(y*(1.0+y)/kk

```



```

        // x[4]=estimate of lambdap;
        xdot[3]=-
(1ll+(fdot+1ll*f)/kk)*x[3]+((f*(1.+f))/kk)*x[4];
        xdot[4]=-beta*f*x[3];
        xdot[5]=xdot[4];  //-beta*f*x[3];

    }
    //*****
*****

int sgn(double sigma)
{
    int ans;
    if (sigma > 0)
        ans = -3;
    else
        if (sigma < 0)
            ans = 2;
        else
            ans = -3;

    return ans;
}

//***** The Numerical Method for
Solving The ODE *****

double rk4a(const double t,double h, double x[], int
rd)
{ double k1[ORDER+1], k2[ORDER+1], k3[ORDER+1],
k4[ORDER+1], k5[ORDER+1];
    double xt1[ORDER+1];
    double x1[ORDER+1], x2[ORDER+1], x3[ORDER+1],
x4[ORDER+1];
    double xin[ORDER+1];

```

```

int i;
double exit=0;

for (i=1; i<ORDER+1; i++) xin[i]=x[i];

while (exit==0)
{
ODE(t,x,xt1);
for (i=1; i<ORDER+1; i++)
{
k1[i]=h*xt1[i];
x1[i]=xin[i]+k1[i]/3.;
}

ODE(t+h/3,x1,xt1);
for (i=1; i<ORDER+1; i++)
{
k2[i]=h*xt1[i];
x2[i]=xin[i]+(k1[i]+k2[i])/6.;
}

ODE(t+h/3,x2,xt1);
for (i=1; i<ORDER+1; i++)
{
k3[i]=h*xt1[i];
x3[i]=xin[i]+(k1[i]+3*k3[i])/8;
}

ODE(t+h/2,x3,xt1);
for (i=1; i<ORDER+1; i++)
{
k4[i]=h*xt1[i];
x4[i]=xin[i]+(k1[i]-3.*k3[i]+4.*k4[i])/2.;
}
}

```

```

ODE(t+h,x4,xt1);
for (i=1; i<ORDER+1; i++)
    k5[i]=h*xt1[i];

double maxerror,maxerr;
maxerror=0.;
for (i=1;i<ORDER+1; i++)
{
    maxerr=fabs((2.*k1[i]-9.*k3[i]+8.*k4[i]-k5[i])/30.);
    if (maxerr > maxerror)
        maxerror=maxerr; //
max(fabs(error[i]),maxerror);
}

double reduce=0; double extend=0;

if (maxerror>.0001)
    reduce=1;
else if (maxerror<.000005)
    extend=1;

if ((reduce==1)&&(h>0.0001))
{
    h=h/2; rd=1;
}

if
(( (reduce==1) && (h<=0.0001) ) || ( (extend==1) && (rd==1) ) || ( (redu
ce==0) && (extend==0) ) )
    exit=1;

if ((extend==1) && (rd==0))
    h=h*2;

```

```

    }

    for (i=1; i<ORDER+1; i++)
        x[i]=x[i]+(k1[i]+4.*k4[i]+k5[i])/6.;

    return h;

}

//***** Second Numerical Method (Euler)
*****

double eulerpn(const double t, double h, double x[])
{
    int i;
    double xtemp[ORDER + 1], xt1[ORDER + 1];
    for (i = 1; i <= ORDER; i++)
        xtemp[i] = x[i];
    ODE(t, x, xt1);

    for (i =1; i <= ORDER; i++)
        x[i] = x[i] + xt1[i]*h;

    return h;
}

```