

Západočeská univerzita v Plzni
Fakulta aplikovaných věd
Katedra kybernetiky

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Řízení DC-DC konvertoru

Plzeň, 2013

Martin Langmajer

PROHLÁŠENÍ

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci zpracovanou na závěr studia na Fakultě aplikovaných věd Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem bakalářskou práci vypracoval samostatně a výhradně s použitím odborné literatury a pramenů, jejichž úplný seznam je její součástí.

V Plzni dne

.....

Vlastnoruční podpis

PODĚKOVÁNÍ

Touto cestou bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Prof.Ing.Miloši Schlegelovi,CSc. Za jeho čas, trpělivost, poskytnuté rady, materiály a odborné vedení při vypracování práce. Dále bych chtěl poděkovat rodičům za podporu ve studiu.

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá řízením DC-DC konvertorů. Jejím cílem je vytvořit matematický model DC-DC konvertoru a ověřit výhody použití regulace s klouzavým režimem.

Práce popisuje základní typy DC-DC konvertorů. Typ buck-boost je modelován a použit k simulaci řízení. Dále práce navrhuje vhodné řízení pomocí klouzavého režimu, popisuje jeho výhody, nevýhody a implementuje ho na navržený DC-DC konvertor. Matematické modely i algoritmy řízení jsou implementovány v programovém prostředí MATLAB/Simulink.

Klíčová slova

DC-DC konvertor, napěťový měnič, hybridní systém, klouzavý režim, ekvivalentní řízení, nelineární řízení, MATLAB, Simulink, matematický model

Abstract

Bachelor thesis deals with the control of DC-DC converters. Objective of this thesis is create a mathematical model of DC-DC converter and verify advantages of using sliding mode control.

Thesis describes the basic kinds of DC-DC power converters. Buck-boost DC-DC converter is modeled and used to simulate the control. In the next part appropriate sliding mode control is proposed, there is describe advantages, disadvantages of sliding mode control and controller is implemented to converter. The mathematical models and control algorithms were implemented in the MATLAB/Simulink software.

Keywords

DC-DC converter, hybrid system, sliding mode, equivalent control, nonlinear control, MATLAB, Simulink, mathematical model

Obsah

1	Úvod	1
2	Napěťové měniče	2
2.1	DC-DC měniče	2
3	Buck-boost DC-DC konvertor	5
3.1	Matematický model DC-DC konvertoru typu buck-boost	5
3.2	Chování DC-DC konvertoru	6
3.2.1	Matematické odvození chování DC-DC konvertoru	6
3.2.2	Simulace chování DC-DC konvertoru pomocí programového prostředí matlab-simulink	9
4	Řízení stejnosměrných napěťových měničů	16
4.1	Řízení pomocí pulzní šířkové modulace (PWM):	16
4.1.1	Řízení napětí na zátěži buck-boost DC-DC konvertoru pomocí regulátoru s PWM	17
4.2	Řízení klouzavým režimem	22
4.2.1	Ekvivalentní řízení	23
4.2.2	Nelineární řízení	23
4.2.3	Návrh regulátoru s klouzavým režimem	23
4.2.4	Regulace napětí na zátěži	25
4.2.5	Regulace proudu cívkou DC-DC konvertoru pomocí regulátoru s klouzavým režimem	43
5	Reálný buck-boost DC-DC konvertor	56
5.1	Matematický model reálného DC-DC konvertoru	56
5.2	Simulace řízení napětí na zátěži reálného DC-DC konvertoru typu buck-boost	57
6	Závěr	59
	Literatura	60

Seznam obrázků

Obr. 1 Princip zapojení DC-DC konvertoru typu buck	3
Obr. 2 Princip zapojení DC-DC konvertoru typu boost	3
Obr. 3 Princip zapojení DC-DC konvertoru typu buck-boost	3
Obr. 4 Schéma zapojení DC-DC konvertoru typu Buck-boost.....	5
Obr. 5 Zjednodušené schéma DC-DC konvertoru při sepnutém spínači	6
Obr. 6 Zjednodušené schéma DC-DC konvertoru při rozepnutém spínači	6
Obr. 7 Simulačního schéma matematického modelu DC-DC konvertoru.....	9
Obr. 8 Časová závislost stavové proměnné i_L pro hodnoty $T = 1$ ms, $d = [0;0,95]$	10
Obr. 9 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru pro hodnoty $T = 1$ ms, $d = [0;0,95]$	10
Obr. 10 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L[A]$, osa $y - u_C[V]$) pro hodnoty $T = 1$ ms, $d = [0;0,95]$	11
Obr. 11 Časová závislost stavové proměnné i_L pro hodnoty $T = 1$ ms, $d = [0;0,8]$	11
Obr. 12 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru pro hodnoty $T = 1$ ms, $d = [0;0,8]$	12
Obr. 13 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L[A]$, osa $y - u_C[V]$) pro hodnoty $T = 1$ ms, $d = [0;0,8]$	12
Obr. 14 Časová závislost stavové proměnné i_L pro hodnoty $T = 0,5$ ms, $d = [0;0,9]$	13
Obr. 15 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru pro hodnoty $T = 0,5$ ms, $d = [0;0,9]$	13
Obr. 16 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L[A]$, osa $y - u_C[V]$) pro hodnoty $T = 0,5$ ms, $d = [0;0,9]$	14
Obr. 17 Časová závislost stavové proměnné i_L pro hodnoty $T = 2$ ms, $d = [0;0,5]$	14
Obr. 18 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru pro hodnoty $T = 2$ ms, $d = [0;0,5]$	15
Obr. 19 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L[A]$, osa $y - u_C[V]$) pro hodnoty $T = 2$ ms, $d = [0;0,5]$	15
Obr. 20 Pulzní šířková modulace	17
Obr. 21 Schéma zapojení DC-DC konvertoru s PWM regulátorem.....	18
Obr. 22 Časový průběh napětí na zátěži při řízení PWM	18
Obr. 23 Časová závislost proudu v obvodu při řízení PWM	19
Obr. 24 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L[A]$, osa $y - u_C[V]$) při řízení PWM.....	19
Obr. 25 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru při změně požadované hodnoty z $U^* = 12$ V na $U^* = 18$ V v čase $t = 0,5$ s	20
Obr. 26 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru při změně požadované hodnoty z $U^* = 12$ V na $U^* = 6$ V v čase $t = 0,5$ s	20
Obr. 27 Časový průběh napětí na zátěži při změně impedance zátěže v čase $t = 0,5$ s z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$	21
Obr. 28 Časový průběh napětí na zátěži při změně impedance zátěže v čase $t = 0,5$ s z $R = 1000 \Omega$ na $R = 500 \Omega$	21
Obr. 29 Časová závislost napětí u_C při počátečních podmínkách $u_C(0) = -10$ V a $i_L(0) = 0$ A....	27
Obr. 30 Stavová rovina (osa $x - i_L [A]$, osa $y - u_C [V]$) při počátečních podmínkách $u_C(0) = -10$ V a $i_L(0) = 0$ A.....	28
Obr. 31 Časová závislost napětí u_C při počátečních podmínkách $u_C(0) = -13$ V a $i_L(0) = 0$ A....	28
Obr. 32 Časová závislost proudu i_L při počátečních podmínkách $u_C(0) = -13$ V a $i_L(0) = 0$ A....	29

Obr. 33 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) při počátečních podmínkách $u_C(0) = -13$ V a $i_L(0) = 0$ A.....	29
Obr. 34 Časová závislost napětí u_C při počátečních podmínkách $u_C(0) = 0$ V a $i_L(0) = 0,2$ A	30
Obr. 35 Časová závislost proudu i_L při počátečních podmínkách $u_C(0) = 0$ V a $i_L(0) = 0,2$ A	30
Obr. 36 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) při počátečních podmínkách $u_C(0) = 0$ V a $i_L(0) = 0,2$ A	31
Obr. 37 Časový průběh regulovaného napětí na zátěži u_C	32
Obr. 38 Časový průběh proudu cívkou i_L	32
Obr. 39 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]).....	33
Obr. 40 Časový průběh regulovaného napětí na zátěži u_C	33
Obr. 41 Časový průběh proudu cívkou i_L	34
Obr. 42 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]).....	34
Obr. 43 Časový průběh referenční hodnoty napětí a napětí na zátěži při zvýšení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -18V v čase $t = 1$ ms.....	35
Obr. 44 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) pro zvýšení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -18V v čase $t = 1$ ms.....	35
Obr. 45 Časový průběh referenční hodnoty napětí a napětí na zátěži při snížení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -6V v čase $t = 1$ ms.....	36
Obr. 46 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) pro snížení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -6V v čase $t = 1$ ms.....	36
Obr. 47 Časový průběh napětí na zátěži při zvýšení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 15$ V v čase $t = 1$ ms	37
Obr. 48 Závislost proud cívkou na čase při zvýšení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 15$ V v čase $t = 1$ ms	37
Obr. 49 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) pro zvýšení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 15$ V v čase $t = 1$ ms.....	38
Obr. 50 Časový průběh napětí na zátěži při snížení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 5$ V v čase $t = 1$ ms	38
Obr. 51 Závislost proud cívkou na čase při snížení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 5$ V v čase $t = 1$ ms	39
Obr. 52 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) pro snížení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 5$ V v čase $t = 1$ ms.....	39
Obr. 53 Časový průběh napětí na zátěži při zvýšení zátěže R o 50% z $R = 1000$ Ω na $R = 1500$ Ω v čase $t = 1$ ms	40
Obr. 54 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) pro zvýšení zátěže R o 50% z $R = 1000$ Ω na $R = 1500$ Ω v čase $t = 1$ ms.....	40
Obr. 55 Časový průběh napětí na zátěži při snížení zátěže R o 50% z $R = 1000$ Ω na $R = 500$ Ω v čase $t = 1$ ms	41
Obr. 56 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) pro snížení zátěže R o 50% z $R = 1000$ Ω na $R = 500$ Ω v čase $t = 1$ ms.....	41
Obr. 57 Časový průběh napětí na zátěži při působení skokové poruchy na výstup systému v čase $t = 1$ ms o amplitudě 5 V	42
Obr. 58 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) pro působení skokové poruchy na výstup systému v čase $t = 1$ ms o amplitudě 5 V	42

Obr. 59 Časová závislost napětí na zátěži	45
Obr. 60 Časový průběh proudu cívkou.....	45
Obr. 61 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]).....	46
Obr. 62 Časová závislost napětí na zátěži při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A.....	46
Obr. 63 Časový průběh proudu cívkou při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A.....	47
Obr. 64 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A.....	47
Obr. 65 Časová závislost napětí na zátěži při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 0,5$ A.....	48
Obr. 66 Časový průběh proudu cívkou při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A.....	48
Obr. 67 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A.....	49
Obr. 68 Časová závislost napětí na zátěži při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 15$ V.....	49
Obr. 69 Časový průběh proudu cívkou při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 15$ V.....	50
Obr. 70 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 15$ V.....	50
Obr. 71 Časová závislost napětí na zátěži při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 5$ V.....	51
Obr. 72 Časový průběh proudu cívkou při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 5$ V.....	51
Obr. 73 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 5$ V.....	52
Obr. 74 Časová závislost napětí na zátěži při změně velikosti zátěže v čase $t = 1$ ms z $R = 1000$ Ω na $R = 1500$ Ω	52
Obr. 75 Časový průběh proudu cívkou při změně velikosti zátěže v čase $t = 1$ ms z $R = 1000$ Ω na $R = 1500$ Ω	53
Obr. 76 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) při změně velikosti zátěže v čase $t = 1$ ms z $R = 1000$ Ω na $R = 1500$ Ω	53
Obr. 77 Časová závislost napětí na zátěži při změně velikosti zátěže v čase $t = 1$ ms z $R = 1000$ Ω na $R = 500$ Ω	54
Obr. 78 Časový průběh proudu cívkou při změně velikosti zátěže v čase $t = 1$ ms z $R = 1000$ Ω na $R = 1500$ Ω	54
Obr. 79 Stavová rovina (osa x – i_L [A], osa y – u_C [V]) při změně velikosti zátěže v čase $t = 1$ ms z $R = 1000$ Ω na $R = 1500$ Ω	55
Obr. 80 Schéma reálného DC-DC konvertoru	56
Obr. 81 Schéma DC-DC konvertoru a zpětnovazebního spínacího řízení.....	57
Obr. 82 Časová závislost proudu cívkou reálného DC-DC konvertoru při hodnotách $R_S = 1$ Ω , $R_U = 1$ Ω a $R_L = 1$ Ω	57

Obr. 83 Průběh napětí na kondenzátoru reálného DC-DC konvertoru v čase pro hodnoty $R_S = 1 \Omega$, $R_U = 1 \Omega$ a $R_L = 1 \Omega$	58
Obr. 84 Stavová rovina reálného DC-DC konvertoru (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_C$ [V]) pro hodnoty $R_S = 1 \Omega$, $R_U = 1 \Omega$ a $R_L = 1 \Omega$	58

1 Úvod

Cílem této bakalářské práce je seznámit čtenáře se stejnosměrnými napěťovými měniči (DC-DC konvertory), uvést jejich rozdělení, využití a odvodit jejich chování. Dále nastínit možnosti řízení takových konvertorů. Popsat metody řízení a podrobně analyzovat výsledky a možnosti využití těchto metod.

V první kapitole jsou uvedeny cíle bakalářské práce a její základní struktura. Druhá část se zabývá rozdělením a využitím základních typů napěťových měničů a bližším seznámením se stejnosměrnými napěťovými měniči. Ve třetí části se nachází odvození matematického modelu navrženého ideálního DC-DC konvertoru typu buck-boost, schopného zvýšení i snížení hladiny napětí. Dále je uvedeno odvození jeho předpokládaného chování a ověření chování simulací v programovém prostředí MATLAB/Simulink. Čtvrtá sekce uvádí možnosti řízení napěťových konvertorů. Je věnována bližšímu popisu řídicích metod, konkrétně řízení za pomoci pulzní šířkové modulace a tzv. klouzavého režimu. Je popsán princip řízení daného konvertoru pulzní šířkovou modulací (PWM). Řízení na požadovanou hodnotu je pak simulováno v programu MATLAB/Simulink. Dále je navržen vhodný regulátor s klouzavým režimem k DC-DC konvertoru navrženému ve druhé kapitole. Čtvrtá kapitola dále uvádí popis principu regulace napětí pomocí regulátoru s klouzavým režimem, je odvozeno řízení pro regulaci napětí, vypočítán rovnovážný bod a provedena analýza stability rovnovážného bodu. Výsledky řízení jsou ověřeny simulací řízení DC-DC napěťového měniče v programu MATLAB/Simulink a je proveden podrobný rozbor získaných výsledků. Uvedeno je ještě heuristické vylepšení regulátoru pro širší soubor počátečních podmínek, za kterých regulovaná veličina dosáhne referenční hodnoty. Dále kapitola obdobně jako regulaci napětí popisuje i regulaci proudu v obvodu DC-DC konvertoru, opět uvádí návrh regulátoru, výpočet rovnovážného bodu, analýzu stability a rozbor výsledků simulace. Pátá část se věnuje případu reálného DC-DC konvertoru. Nejprve je opět provedeno odvození matematického modelu, později je simulováno řízení takového měniče. Závěrem je uvedeno stručné shrnutí výsledků práce.

2 Napěťové měniče

Měnič napětí je zařízení, které slouží ke změně napětí napájecí soustavy.

Obecně lze měniče rozdělit do skupin podle napětí, která jsou měněna a napětí, na která jsou měněna:

- 1) **Usměrňovače** (AC-DC měniče) převádí střídavé vstupní napětí a proud na stejnosměrné výstupní napětí a proud.
- 2) **Střídače** (DC-AC měniče) převádí vstupní stejnosměrné napětí na výstupní střídavé napětí.
- 3) **Měniče frekvence** (AC-AC měniče) mění vstupní střídavé napětí jedné frekvence na výstupní střídavé napětí jiné frekvence.
- 4) **Transformátory** (AC-AC měniče) mění vstupní střídavé napětí jedné velikosti na výstupní střídavé napětí jiné velikosti.
- 5) **DC-DC měniče** převádí vstupní stejnosměrné napětí na výstupní stejnosměrné napětí jiné velikosti [1].

V praxi se často používají kombinace více měničů. Například napájecí zdroje spotřební elektroniky, napájené ze sítě, často používají kombinace Transformátoru a usměrňovače, nebo usměrňovače a DC-DC měniče. S klesající cenou polovodičových součástek, používaných právě v DC-DC měničích roste jejich využití a právě DC-DC měniče jsou hlavním předmětem zájmu této práce.

2.1 DC-DC měniče

Označují se tak stejnosměrné měniče, určené obvykle pro změnu velikosti stejnosměrného napětí nebo proudu. Nejčastější využití je ve spínaných zdrojích. Například v napájecích zdrojích pro stolní počítače, notebooky, v mobilních telefonech, jejich zdrojích a jiné spotřební elektronice [2].

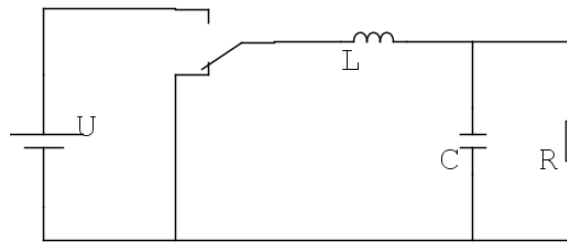
Nezanedbatelnou roli hrají také v obnovitelné energii, využití najdou ve fotovoltaice i v hybridních generátorech atd. Spojení zdrojů obnovitelné energie s energetickou sítí není možné bez výkonové elektroniky. Fotovoltaické elektrárny využívají DC-DC konvertory, větrné elektrárny zase usměrňovače a invertory. DC-DC konvertory najdou uplatnění i v inteligentní elektronice v automobilech, kde pomáhají ušetřit někdy až desítky procent energie [3].

Nejčastější typy zapojení DC-DC konvertorů:

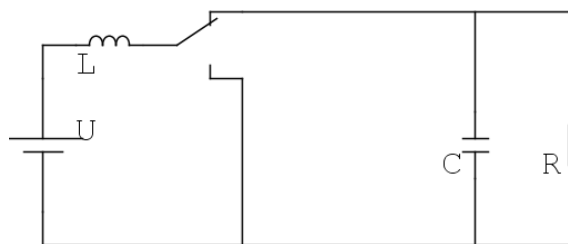
- 1) Zvyšovač napětí (boost konvertor)
- 2) Snižovač napětí (buck konvertor)
- 3) Buck-Boost konvertor – výstupní napětí může být vyšší i nižší než vstupní, má však opačnou polaritu
- 4) Nábojová pumpa – konstrukce neobsahuje cívky, používá se pouze pro nízké napětí
- 5) Full-Bridge konvertor – pro vyšší výkony, nad 300W
- 6) Flyback konvertor – pro nízké výkony, do 250W

7) Push-pull konvertor – pro velmi vysoké výkony nad 1kW

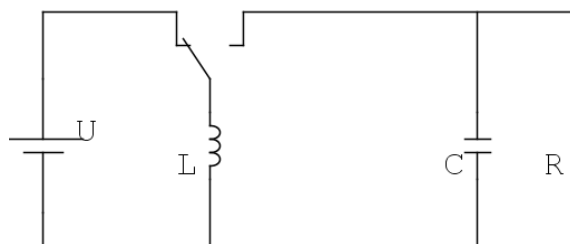
Ukázky tří nejčastějších zapojení DC-DC měničů jsou na obrázcích 1-3 [12].



Obr. 1 Princip zapojení DC-DC konvertoru typu buck



Obr. 2 Princip zapojení DC-DC konvertoru typu boost



Obr. 3 Princip zapojení DC-DC konvertoru typu buck-boost

Tato práce pojednává konkrétně o DC-DC konvertoru typu buck-boost. Konstrukce takového typu měniče je obtížnější, než u konvertorů, které pouze snižují napětí, a to především vlivem jejich neminimálně fázové struktury. Řízení vstupu se projeví jak v napěťových, tak i v proudových rovnicích. Řízení proudu může nepřímo ovlivnit výstupní napětí a naopak řízení napětí ovlivní proud [4].

Buck-boost DC-DC konvertory pracují na principu, že po rozpojení elektronického spínače, nejčastěji tranzistoru, proud v cívce nezaniká hned, ale teče nadále stejným směrem až do ukončení přechodového děje [5]. Měniče se musí vyrovnat s různými požadavky na výstupní napětí, s vnějšími poruchami a se změnami zátěží.

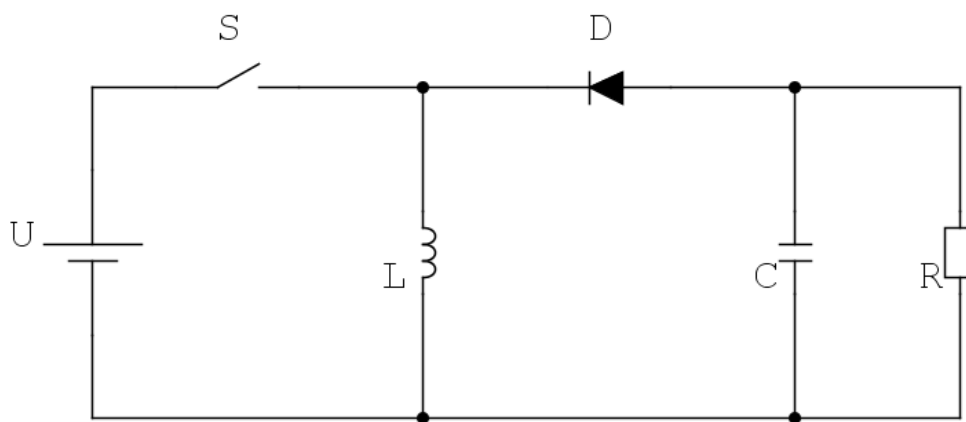
Stejnoseměrné měniče jsou nelineárními a t-invariantními systémy. Způsoby řízení u takových systémů často se vyskytující v praxi, zakládající se na linearizaci, jsou ovšem neuspokojivé. Nevyrovnají se se změnami systémových parametrů, změnami zátěže nebo prudkými změnami přechodových dějů. Nelinearita měničů je dána nelinearitou akčního členu typu relé [6].

Vhodná řídicí metoda pro DC-DC konvertory se tedy musí umět vyrovnat s jejich vnitřní nelinearitou, s širokým rozsahem vstupního napětí, se změnami zátěže a systémových parametrů. Musí zajistit stabilitu v provozních podmínkách během rychlých změn přechodových dějů.

3 Buck-boost DC-DC konvertor

Vzhledem k přepínacímu řízení Buck-boost DC-DC konvertoru, se tyto měniče řadí mezi hybridní systémy. Jako hybridní systém můžeme v našem případě označit systém, který přepíná mezi dvěma dynamikami a jeho chování se tak liší, podle aktuální polohy přepínače.

DC-DC měnič typu buck-boost poskytuje výstupní napětí, které může být řízeno na vyšší nebo nižší hladinu, než je napětí vstupní. Polarita napětí na výstupu je opačná. Schéma zapojení DC-DC konvertoru je na obrázku 4. Obvod se skládá ze zdroje vstupního stejnosměrného napětí U , řízeného spínače S , diody D , filtrační cívky L , filtračního kondenzátoru C a zátěžového rezistoru R .



Obr. 4 Schéma zapojení DC-DC konvertoru typu Buck-boost

Po sepnutí spínače S na dobu dT , kde T je perioda spínání a d koeficient, udávající dobu sepnutí, $d \in [0;1]$, vede cívkou proud a dioda se stává závěrnou. Na cívce vznikne napětí $u_L = U$. Toto napětí způsobí nárůst proudu cívkou i_L . Po rozepnutí spínače proud na cívce pokračuje dál z důvodu akumulované energie na cívce. Tento proud pokračuje dál přes diodu a napětí na cívce bude $u_L = u_R$, kde u_R je napětí na zátěži, po dobu $(1-d)T$, dokud spínač opět nesepe. [4].

3.1 Matematický model DC-DC konvertoru typu buck-boost

Pro odvození stavových rovnic systému se řízeným vstupem u je nutné překreslit obvod do podoby se sepnutým spínačem (obr. 5) a rozepnutým spínačem (obr. 6). Řízený vstup u , reprezentující polohovou funkci spínače, je diskretním signálem s hodnotami $\{0;1\}$.

Rovnice jsou odvozeny použitím Kirchhoffových zákonů.

Pro sepnutý spínač ($u = 1$) platí:

$$U = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (1)$$

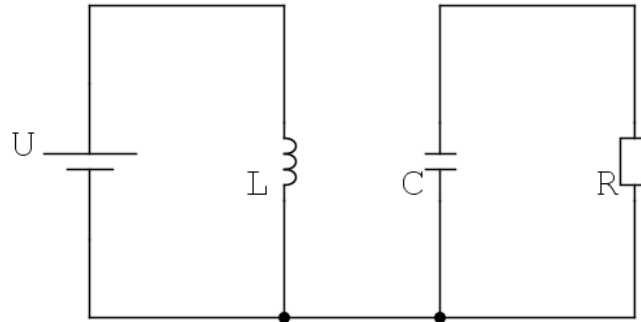
$$-\frac{u_R(t)}{R} = C \frac{du_C(t)}{dt} \quad (2)$$

Kde u_C je napětí na kondenzátoru, i_L proud cívkou a u_R napětí na odporu.

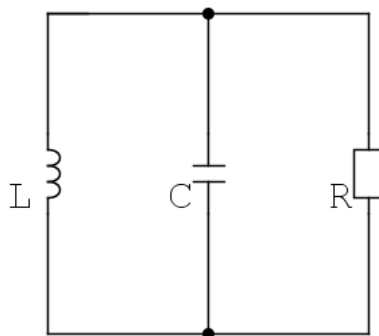
Pro rozeprnutý spínač ($u = 0$) platí:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = u_C(t) \quad (3)$$

$$C \frac{du_C(t)}{dt} = -i_L(t) - \frac{u_C(t)}{R} \quad (4)$$



Obr. 5 Zjednodušené schéma DC-DC konvertoru při seprnutém spínači



Obr. 6 Zjednodušené schéma DC-DC konvertoru při rozeprnutém spínači

Po sjednocení rovnic pro seprnutý a rozeprnutý spínač:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = u \frac{U}{L} + (1 - u) \frac{u_C(t)}{L} \quad (5)$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = -(1 - u) \frac{i_L(t)}{C} - \frac{u_C(t)}{RC} \quad (6)$$

3.2 Chování DC-DC konvertoru

Při seprnutí spínače se na cívce indukuje napětí a proud, který jí prochází, začíná lineárně růst. Po rozeprnutí proud cívkou pokračuje dál, dokud se všechna energie na ní nevyzáří do okolí a přechodový děj neskončí. Proud nabíjí kondenzátor, na kterém tak vzniká napětí, které se opět po seprnutí spínače vybíjí přes zátěž.

3.2.1 Matematické odvození chování DC-DC konvertoru

Z rovnice (1) lze určit průběh proudu na cívce i_L v případě seprnutého spínače (spínač v poloze $u = 1$)

$$U = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$i_L(t) = \int \frac{U}{L} dt$$

$$i_L(t) = \frac{U}{L} t + i_L(t_0) \quad (7)$$

Kde $i_L(t_0)$ je tzv. počáteční podmínka, tedy proud cívku v čase t_0 , těsně po přepnutí.

Je patrné, že po sepnutí spínače proud na cívce lineárně poroste, v těchto ideálních podmínkách, kdy v popisu konvertoru není zahrnutý vnitřní odpor zdroje ani spínače, se růst proudu nikdy nezastaví.

Průběh napětí na kondenzátoru u_C určíme z rovnice (2)

$$-\frac{u_C(t)}{R} = C \frac{u_C(t)}{dt}$$

$$C \frac{u_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} = 0 \quad (8)$$

Řešení diferenciálních rovnic vychází ze znalosti její charakteristické rovnice a je hledáno ve tvaru:

$$u_C(t) = K e^{\lambda t} + u_C(t_0) \quad (9)$$

Kde λ je řešením charakteristické rovnice.

Charakteristická rovnice pro diferenciální rovnici (8) má tvar:

$$\lambda + \frac{1}{RC} = 0 \quad (10)$$

A řešení:

$$\lambda = -\frac{1}{RC} \quad (11)$$

Po dosazení řešení charakteristické rovnice (11) do (9) vychází:

$$u_C(t) = K e^{\lambda t} + u_C(t_0) = K e^{-\frac{1}{RC} t} + u_C(t_0) \quad (12)$$

Kde $u_C(t_0)$ je napětí na kondenzátoru v čase t_0 , těsně po přepnutí.

Napětí na kondenzátoru má charakter exponenciály, klesající se k nule. (Napětí je opačné polarity, z matematického hlediska je tedy rostoucí.)

V případě rozepnutého spínače ($u = 0$) určíme průběh proudu na cívce vyjádřením u_C a $\frac{du_C}{dt}$ z rovnice (3) a dosazením do rovnice (4)

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = u_C(t)$$

$$C \frac{du_C(t)}{dt} = -i_L(t) - \frac{u_C(t)}{R}$$

Derivováním rovnice (3) podle času dostaneme:

$$\frac{du_C(t)}{dt} = L \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} \quad (13)$$

Dosazením rovnice (13) do (4):

$$CL \frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{di_L(t)}{dt} + i_L(t) = 0 \quad (14)$$

Charakteristická rovnice pro diferenciální rovnici (14) má tvar:

$$CL\lambda^2 + \frac{L}{R}\lambda + 1 = 0 \quad (15)$$

Řešení charakteristické rovnice (15):

$$\lambda_{1,2} = \frac{-\frac{L}{R} \pm i \sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2CL} \quad (16)$$

Řešení diferenciální rovnice (14) hledáme ve tvaru:

$$i_L(t) = K_1 e^{\lambda_1 t} + K_2 e^{\lambda_2 t} + i_L(t_0) \quad (17)$$

Po dosazení (16) do (17) tedy:

$$i_L(t) = K_1 e^{\frac{-\frac{L}{R} + i \sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2CL} t} + K_2 e^{\frac{-\frac{L}{R} - i \sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2CL} t} + i_L(t_0) \quad (18)$$

Chování této funkce není možné obecně určit. Její chování totiž ovlivňuje výsledek diskriminantu charakteristické rovnice (15). V případě záporného diskriminantu bude funkce $i_L(t)$ kmitavá, jindy bude složením jedné nebo dvou exponenciál.

Pro hodnoty použité v simulacích chování DC-DC konvertoru pomocí programového prostředí MATLAB/Simulinku, $R = 1000 \Omega$, $L = 4 \cdot 10^{-3} H$, $C = 10^{-6} F$, $U = 10 V$, vychází diskriminant charakteristické rovnice (15) k výše uvedené diferenciální rovnici (14) záporný (viz pozn. 1). Po rozepnutí spínače se tedy jedná o rezonanční obvod a proud cívkou má tvar sinusovky.

Poznámka 1: Diskriminant charakteristické rovnice (10):

$$D = \frac{L^2}{R^2} - 4CL = \frac{16 \cdot 10^{-6}}{10^6} - 16 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} = 16 \cdot (10^{-12} - 10^{-9}) < 0$$

Tvar napětí na kondenzátoru lze získat pouze derivováním rovnice (18) a dosazením výsledku do rovnice (3).

$$u_C(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

Derivace rovnice (18):

$$\frac{di_L(t)}{dt} = K_1 \frac{-\frac{L}{R} + i\sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2CL} e^{\frac{-\frac{L}{R} + i\sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2CL} t} + K_2 \frac{-\frac{L}{R} - i\sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2CL} e^{\frac{-\frac{L}{R} - i\sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2CL} t} \quad (19)$$

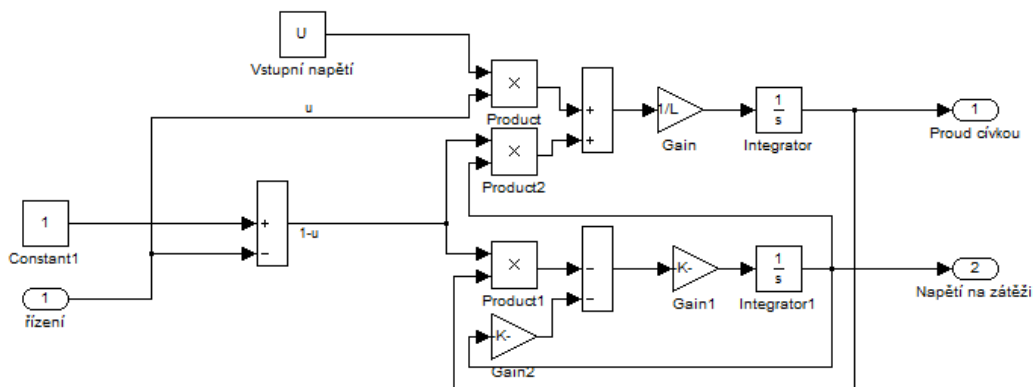
Dosažením rovnice (19) do (3) :

$$u_C(t) = K_1 \frac{-\frac{L}{R} + i\sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2C} e^{\frac{-\frac{L}{R} + i\sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2CL} t} + K_2 \frac{-\frac{L}{R} - i\sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2C} e^{\frac{-\frac{L}{R} - i\sqrt{\frac{L^2}{R^2} - 4CL}}{2CL} t} + u_C(t_0) \quad (20)$$

Napětí na kondenzátoru je v podstatě pouze derivací proudu cívkou, pro dané hodnoty tak má po sepnutí také tvar sinusovky (cosinusovky). Vůči proudu má fázový posuv 90° a má mnohonásobně vyšší amplitudu.

3.2.2 Simulace chování DC-DC konvertoru pomocí programového prostředí matlab-simulink

Chování navrženého konvertoru je ověřeno v programu MATLAB/Simulink. Schéma matematického modelu v Simulinku na základě odvozených rovnic je na obrázku 7.



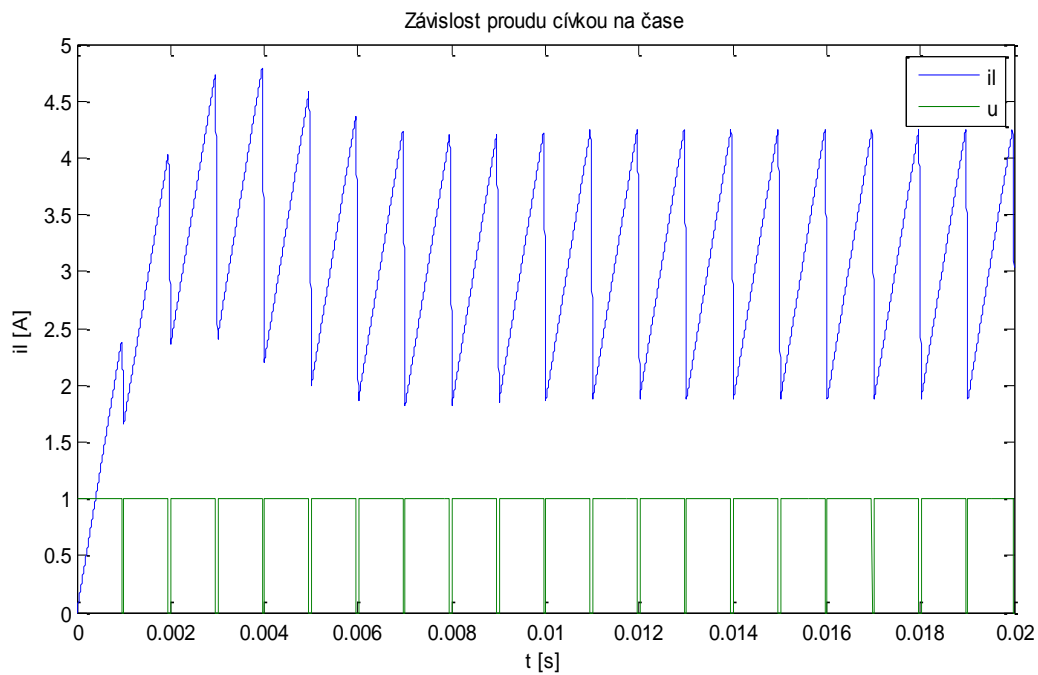
Obr. 7 Simulačního schéma matematického modelu DC-DC konvertoru

Chování napětí na zátěži je ověřeno pro různé parametry systému (frekvence spínání, zátěž, vstupní napětí) a graficky je znázorněno na obrázcích níže. Pro simulaci byly zvoleny hodnoty $L = 4 \cdot 10^{-3}$, $C = 10^{-6}$, $U = 10$ a $R = 1000 \Omega$.

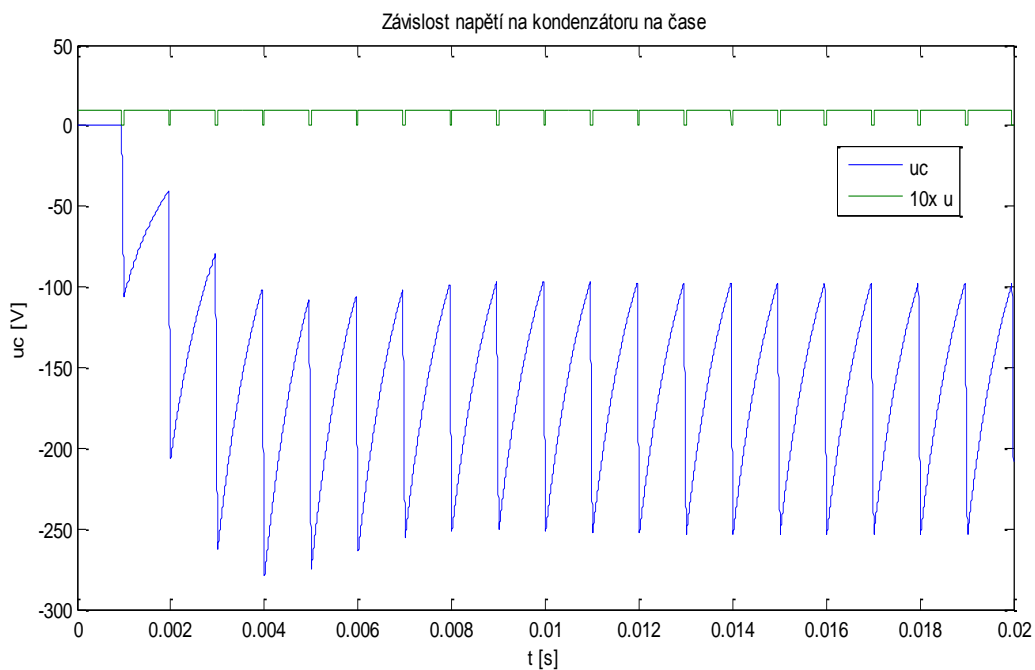
Na obrázku 8 je chování stavové proměnné proudu cívkou i_L pro periodu spínání $T = 1 \text{ ms}$, čas sepnutí dT , kde $d = [0; 0,95]$ a zátěž $R = 1000 \Omega$, na obrázku 9 je průběh napětí na zátěži pro stejné hodnoty (pozn. 2) a obrázek 10 zobrazuje trajektorii systému ve stavové rovině (pozn. 3).

Poznámka 2: Průběh akční veličiny u je ve všech grafech průběhu výstupního napětí v této kapitole pro zřetelnost přepínání spínače násobený konstantou 10.

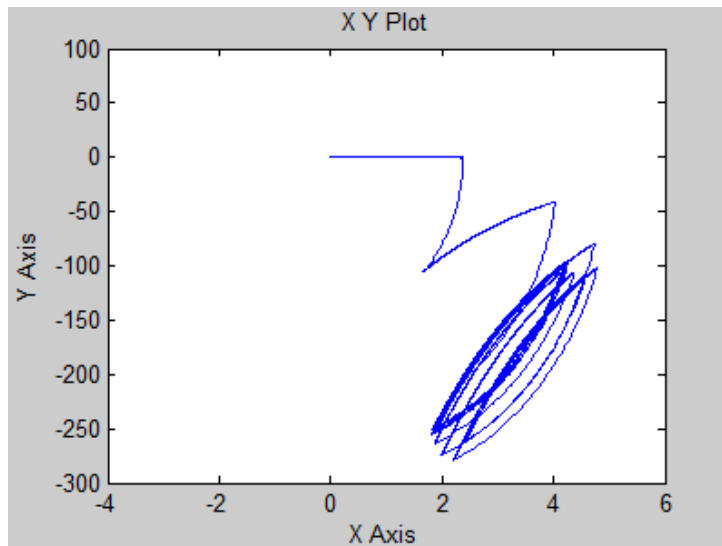
Poznámka 3: Průběh trajektorie systému ve stavové rovině je ve všech grafech v této kapitole zobrazen pro prvních 20 ms simulace.



Obr. 8 Časová závislost stavové proměnné i_L pro hodnoty $T = 1 \text{ ms}$, $d = [0; 0,95]$

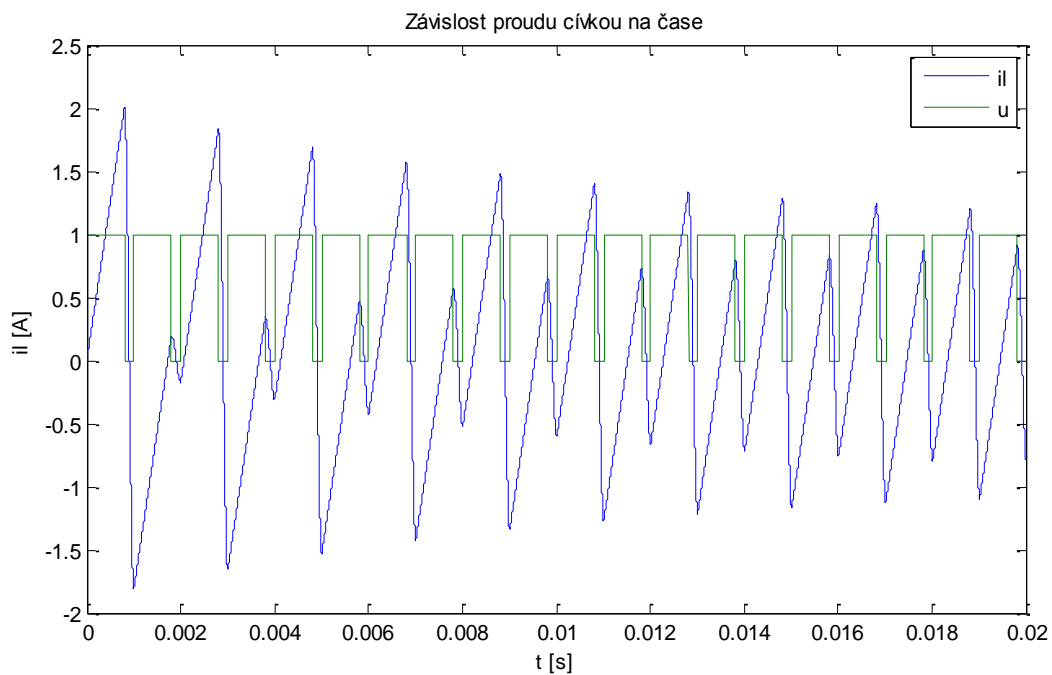


Obr. 9 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru pro hodnoty $T = 1 \text{ ms}$, $d = [0; 0,95]$

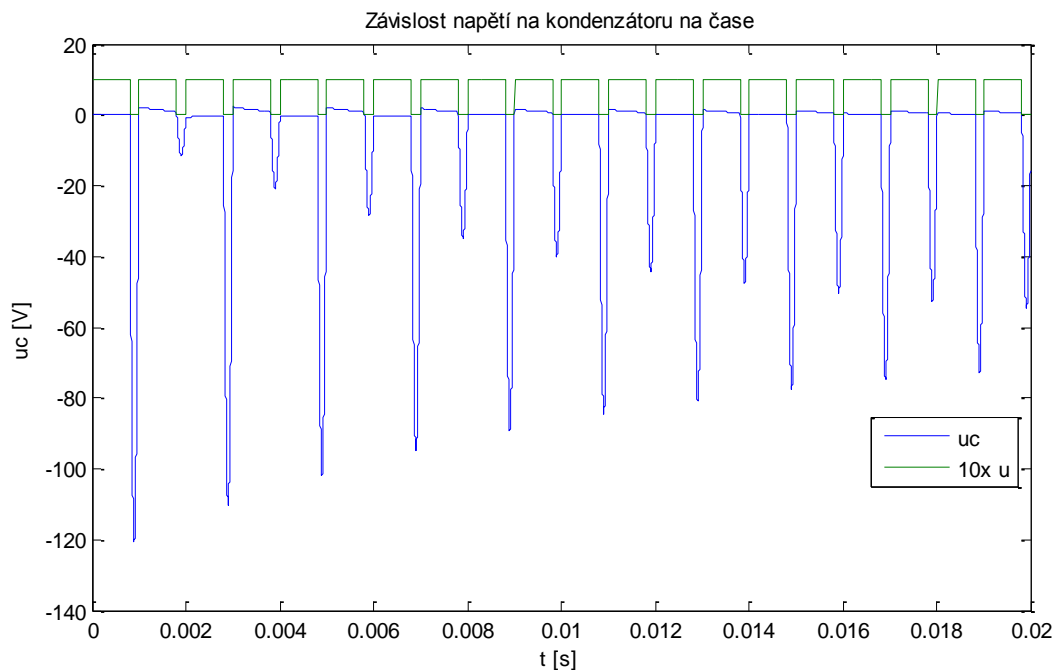


Obr. 10 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L[A]$, osa $y - u_C[V]$) pro hodnoty $T = 1 \text{ ms}$, $d = [0; 0,95]$

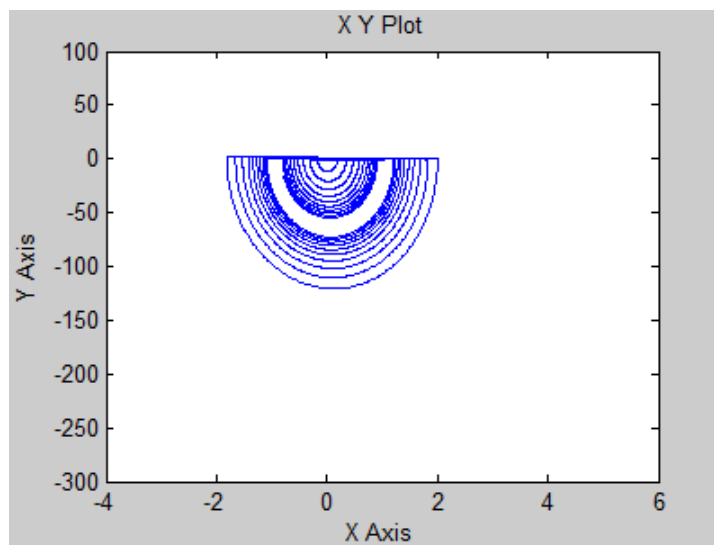
Obrázky 11, 12 resp. 13 zobrazují časový průběh proudu cívkou, napětí na zátěži, resp. pohyb stavové trajektorie systému pro periodu spínání $T = 1 \text{ ms}$, čas sepnutí dT , kde $d = [0; 0,8]$, zátěž $R = 1000 \Omega$:



Obr. 11 Časová závislost stavové proměnné i_L pro hodnoty $T = 1 \text{ ms}$, $d = [0; 0,8]$

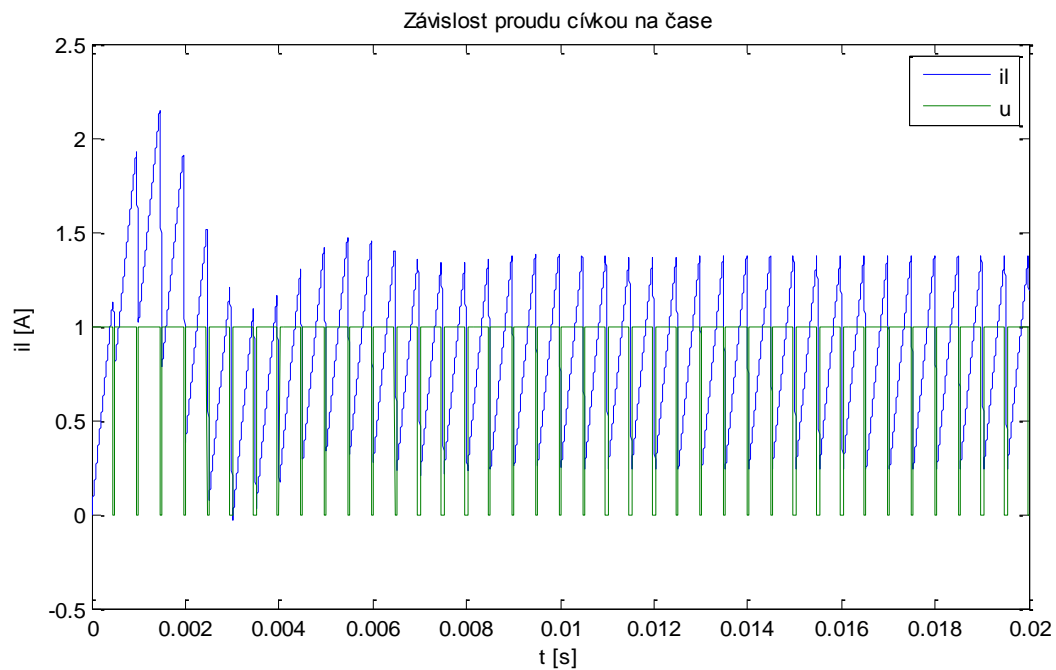


Obr. 12 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru pro hodnoty $T = 1 \text{ ms}$, $d = [0; 0,8]$

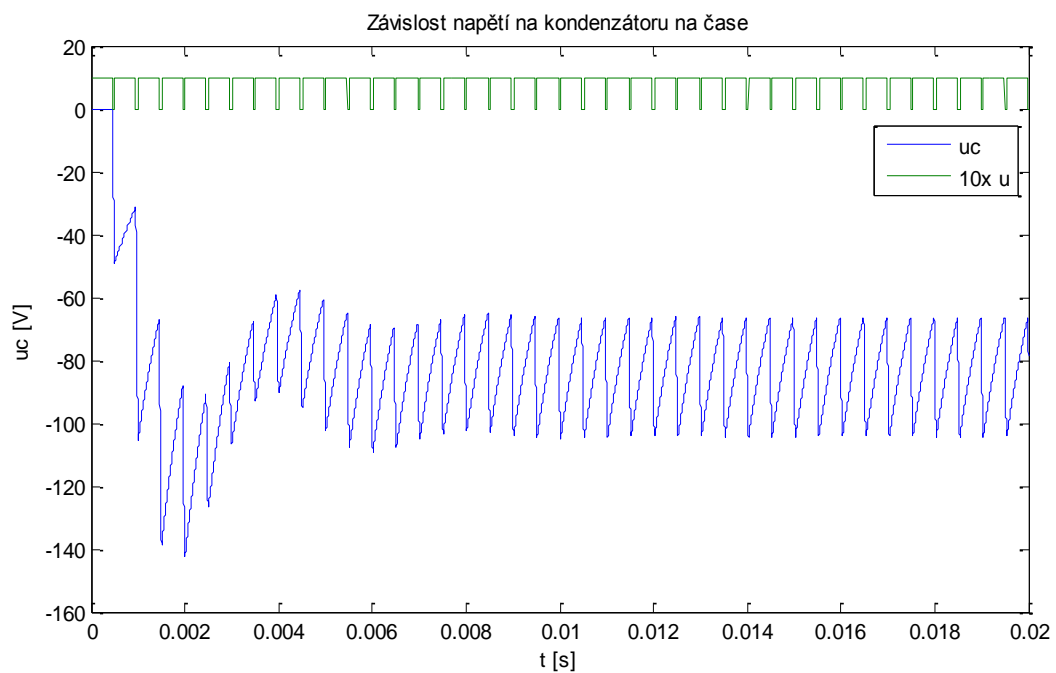


Obr. 13 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L[A]$, osa $y - u_c[V]$) pro hodnoty $T = 1 \text{ ms}$, $d = [0; 0,8]$

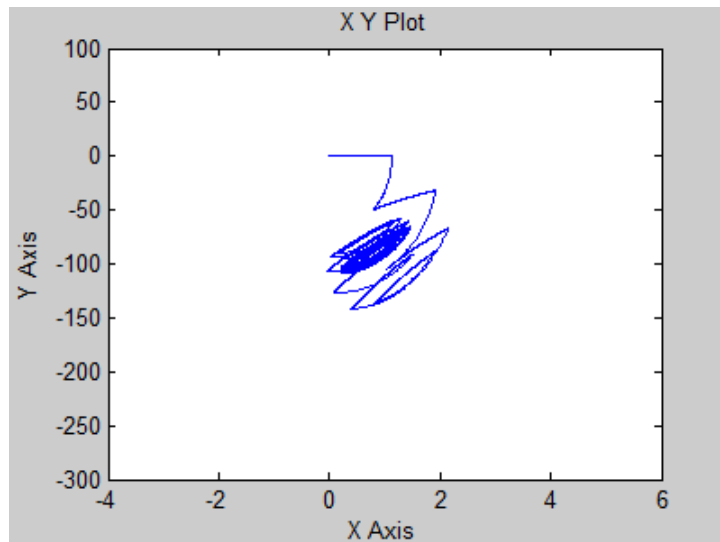
Časové průběhy proudu cívkou, resp. napětí na zátěži při periodě spínání $T = 0.5 \text{ ms}$, času sepnutí dT , kde $d = [0; 0,9]$ a zátěži $R = 1000 \Omega$ jsou na obrázcích 14 resp. 15. Stavová rovina na obrázku 16.



Obr. 14 Časová závislost stavové proměnné i_L pro hodnoty $T = 0,5 \text{ ms}$, $d = [0;0,9]$

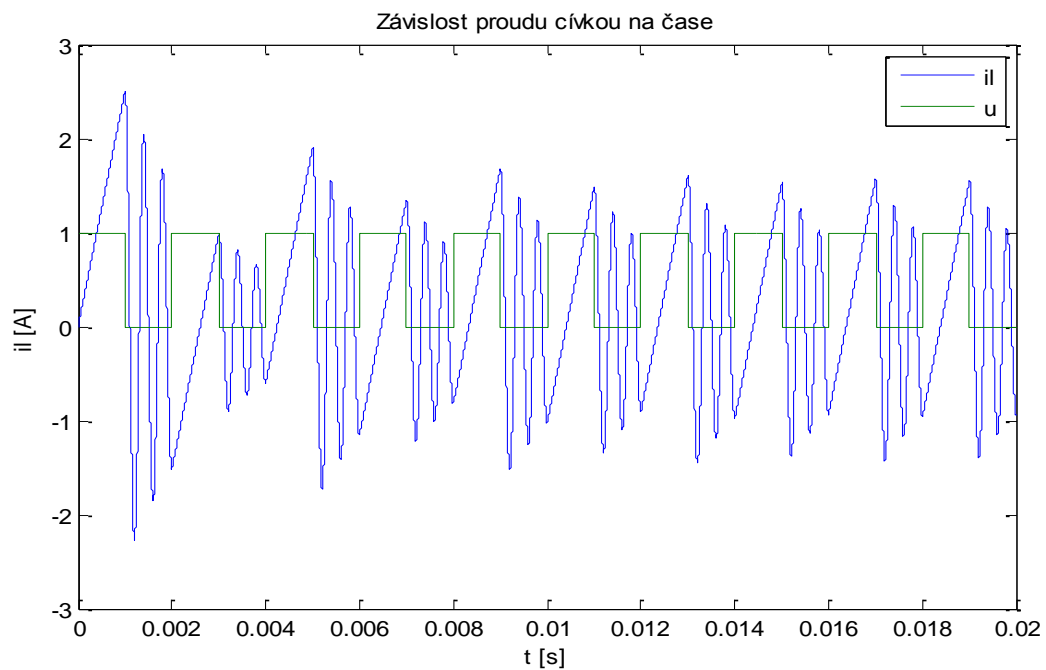


Obr. 15 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru pro hodnoty $T = 0,5 \text{ ms}$, $d = [0;0,9]$

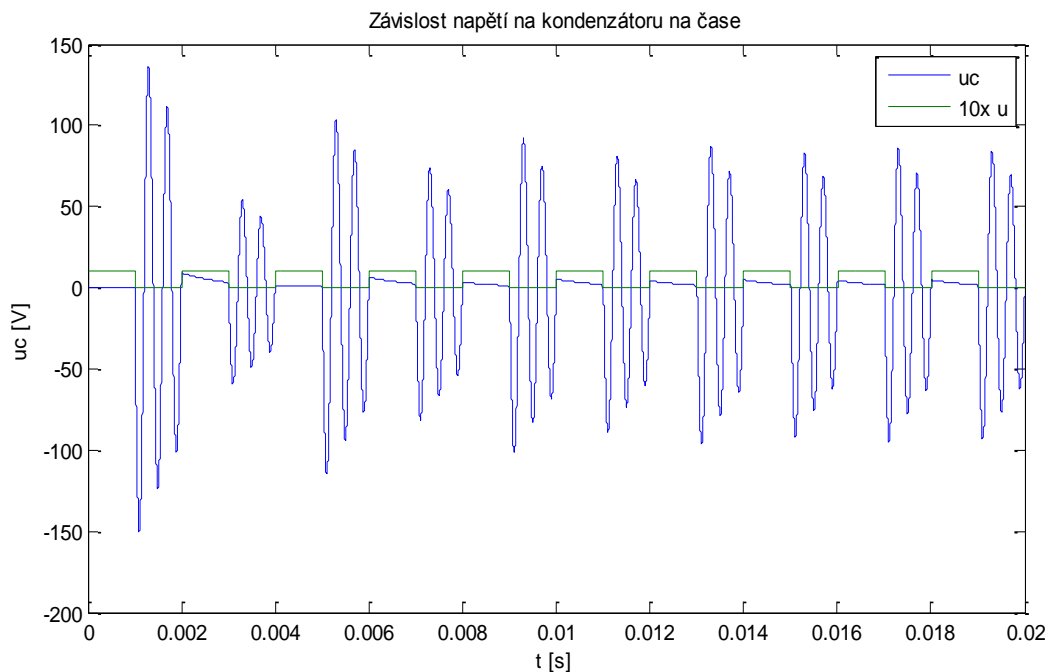


Obr. 16 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L[A]$, osa $y - u_C[V]$) pro hodnoty $T = 0,5 \text{ ms}$, $d = [0; 0,9]$

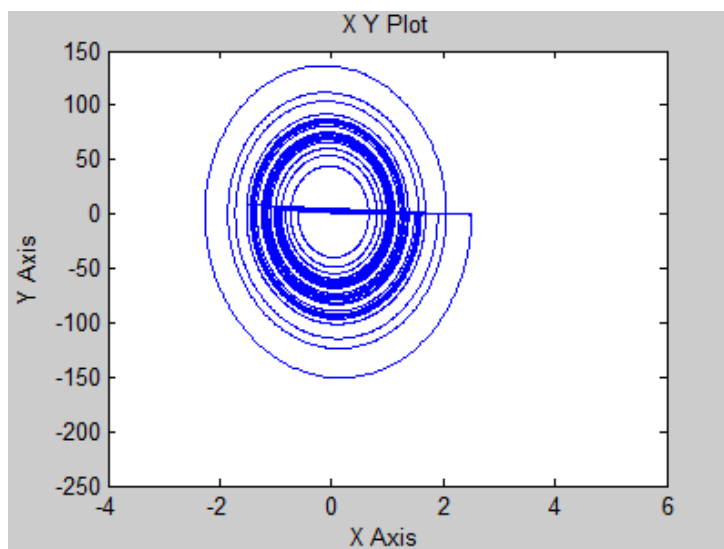
Pro periodu spínání $T = 2 \text{ ms}$, čas sepnutí dT , kde $d = [0; 0,5]$ a zátěž $R = 1000 \Omega$ je časový průběh proudu cívkou na obrázku 17, časový průběh napětí na zátěži na obrázku 18 a stavová trajektorie systému na obrázku 19.



Obr. 17 Časová závislost stavové proměnné i_L pro hodnoty $T = 2 \text{ ms}$, $d = [0; 0,5]$



Obr. 18 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru pro hodnoty $T = 2 \text{ ms}$, $d = [0;0,5]$



Obr. 19 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L[A]$, osa $y - u_C[V]$) pro hodnoty $T = 2 \text{ ms}$, $d = [0;0,5]$

Z výše uvedených časových průběhů stavových veličin i_L a u_C je patrné, že odpovídají průběhům matematicky odvozeným z diferenciálních rovnic (1), (2), (3) a (4). V případě sepnutí spínače, proud cívkou i_L lineárně roste a napětí na kondenzátoru u_C se exponenciálně vybíjí. Po rozepnutí spínače, což je patrné zejména na obr. 17 a obr. 18 se proud i_L i napětí u_C periodicky mění a mají tvar funkce sinus, popř. cosinus. V zobrazení stavových rovin systému je zřejmé, že trajektorie systému s rostoucím časem konverguje ke svému meznímu cyklu.

4 Řízení stejnosměrných napěťových měničů

Obvyklé hlavní cíle řízení DC-DC konvertorů jsou:

- 1) **Napěťová regulace.** Napěťová regulace na konstantní požadovanou hodnotu je hlavní cíl řízení DC-DC konvertorů a měl by být splněn v každé reálné aplikaci.
- 2) **Proudové omezení.** Proudové omezení se používá z ochranných důvodů. Je třeba zajistit bezpečnost součástek a omezit maximální proud protékající obvodem.
- 3) **Maximální proudové a napěťové zvlnění.** Proudové zvlnění je obvykle požadováno max. 10-20% referenčního proudového signálu a napěťové zvlnění okolo 1-2% požadované hodnoty [3].

Mimoto je žádoucí, aby byl systém robustní vůči poruchám či změnám systémových parametrů.

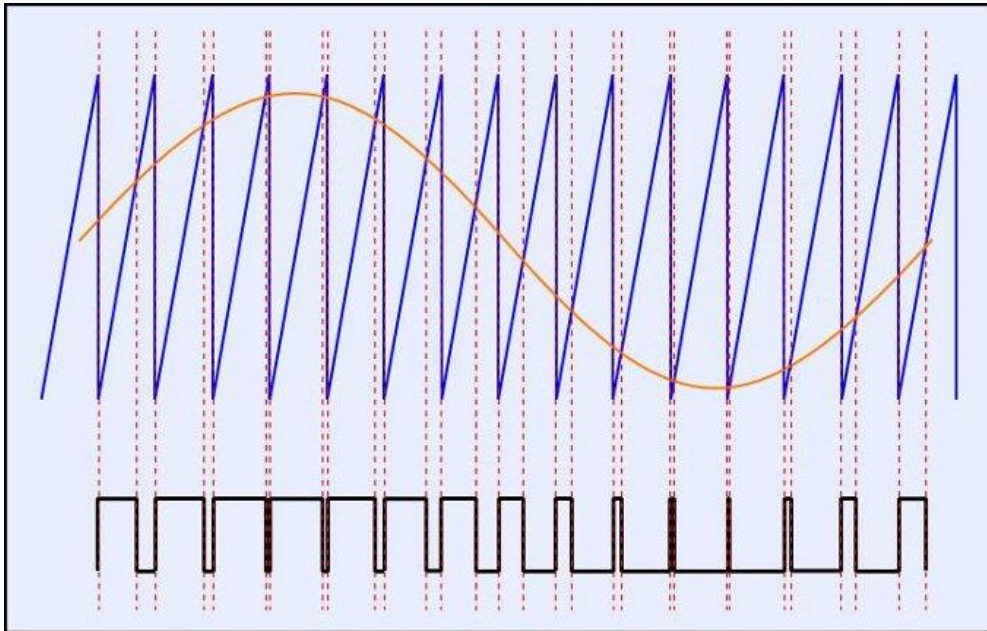
Jak již bylo zmíněno výše, řídicí metody zakládající se na linearizaci jsou nedostačující. Nedokážou dostatečně rychle reagovat na změny parametrů systému, na změny požadované hodnoty, zátěže nebo na případnou poruchu působící na výstupní napětí.

Mezi nejčastěji používané metody řízení hybridní systémů patří impulzní řízení pomocí pulzní šířkové modulace a řízení pomocí klouzavého režimu.

4.1 Řízení pomocí pulzní šířkové modulace (PWM):

Regulátor s PWM patří do skupiny impulzních regulátorů. Impulzní regulátory jsou charakteristické tím, že na jejich výstupu jsou impulzy, jejichž střída nebo frekvence je závislá na regulační odchylce. Konkrétně u PWM je frekvence pulzů pevná a měněna je pouze střída signálu, tedy poměr mezi délkou pulzu a dobou zbývající do konce periody [7]. Akční veličina je tedy v případě řízení pomocí PWM střída modulačního signálu. Aby bylo možné PWM použít, musí být frekvence modulovaného signálu mnohem nižší, než frekvence modulačního signálu. I zde je tedy vhodné pro spínání použít tranzistor, který je schopný pracovat s vysokou frekvencí.

Princip modulace je znázorněn na obrázku 20. Řídíme-li odchylku výstupní veličiny od požadované hodnoty, je třeba nejprve odečíst požadovanou hodnotu od skutečné. Výsledná odchylka se poté přivede na vstup komparátoru, na jehož druhý vstup je přiveden pilovitý nebo trojúhelníkový signál. Porovnání odchylky s pilou pak určí průběh akční veličiny. Při odchylce vyšší hodnoty, než je hodnota pilovitého signálu, regulátor spínač sepne, zatímco při odchylce nižší, ponechá regulátor spínač rozepnutý.

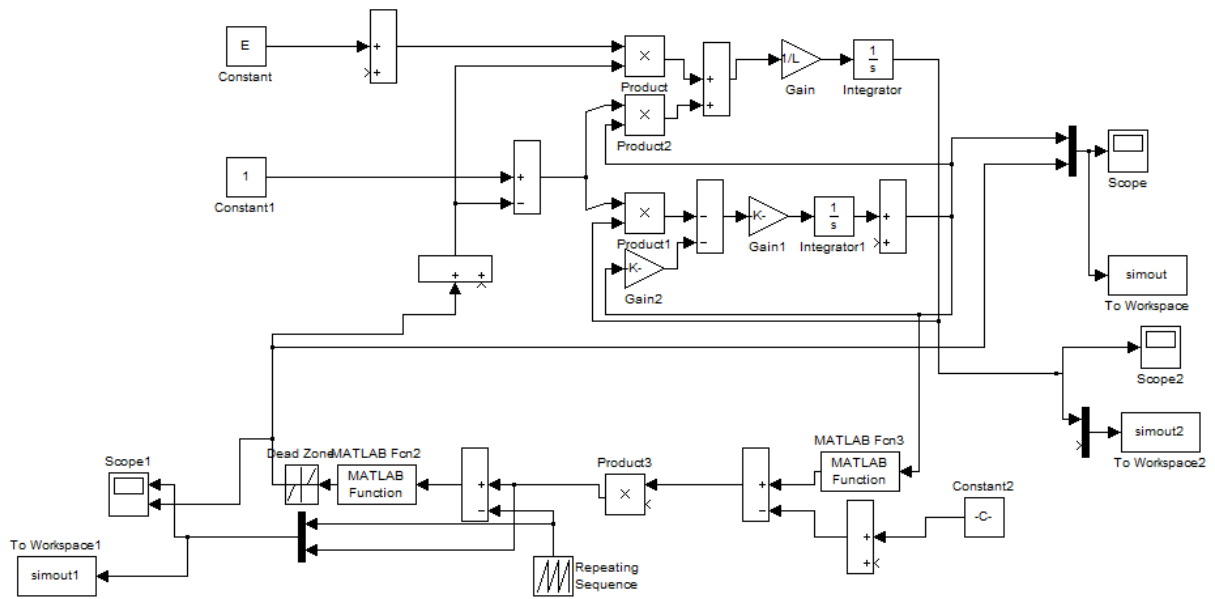


Obr. 20 Pulzní šířková modulace

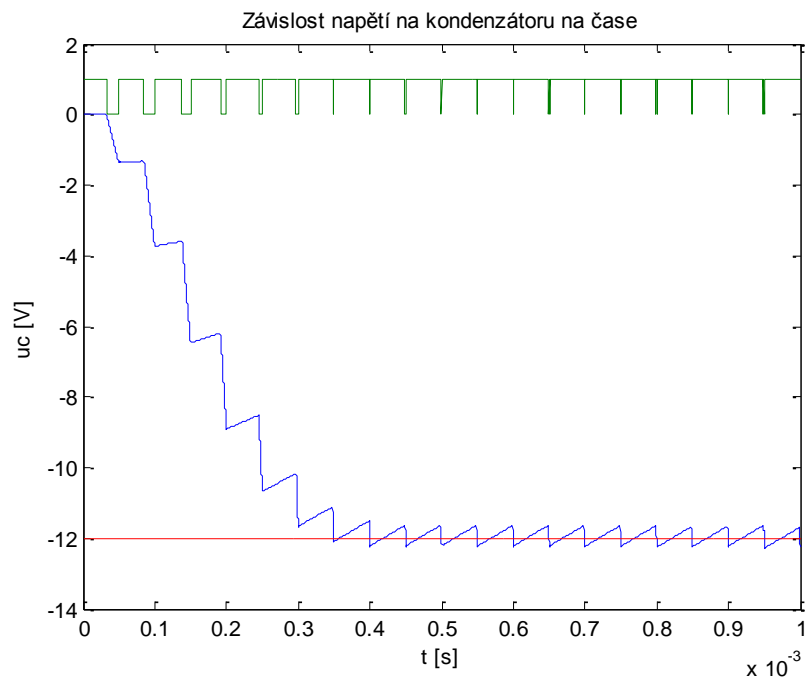
4.1.1 Řízení napětí na zátěži buck-boost DC-DC konvertoru pomocí regulátoru s PWM

Při řízení spínání DC-DC konvertoru regulátorem s pulzní šířkovou modulací je důležité správně zvolit periodu referenční pily. Při nevhodně zvolené periodě se může stát, že proud procházející cívku při sepnutém spínači nebude dostatečně velký k nabití kondenzátoru na požadovanou hodnotu při rozepnutí spínači. Při vyšších frekvencích dosahujeme obvykle lepších výsledků jak v rychlosti regulace, tak v její přesnosti. V simulaci budeme uvažovat frekvenci 20 kHz.

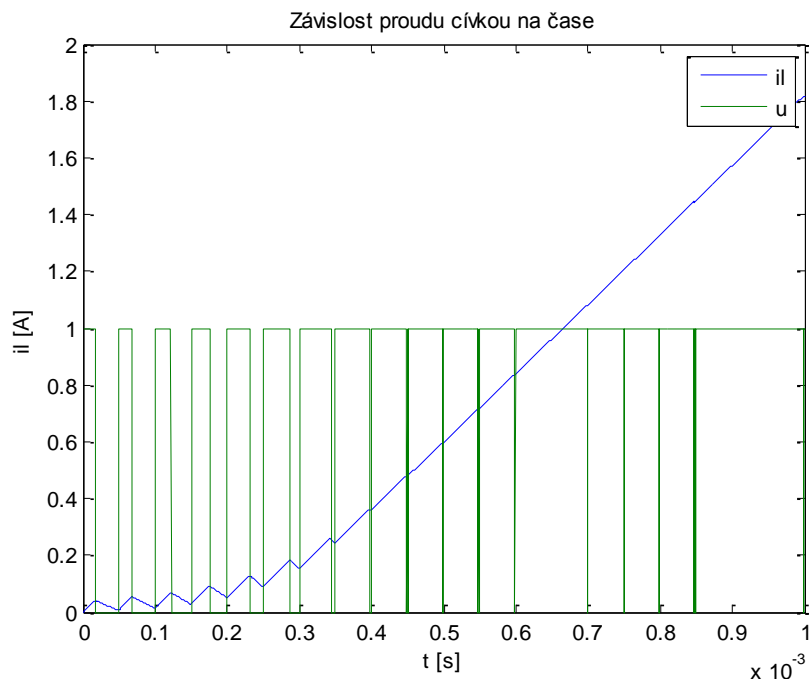
Schéma zapojení DC-DC konvertoru s regulátorem s PWM v MATLAB/Simulink je na obrázku 21. Na obr. 22 je zobrazen průběh napětí na zátěži při regulaci na požadovanou hodnotu 12V. Na obr. 23 je proud procházející cívku konvertoru a na obrázku 24. průběh trajektorie systému ve stavové rovině.



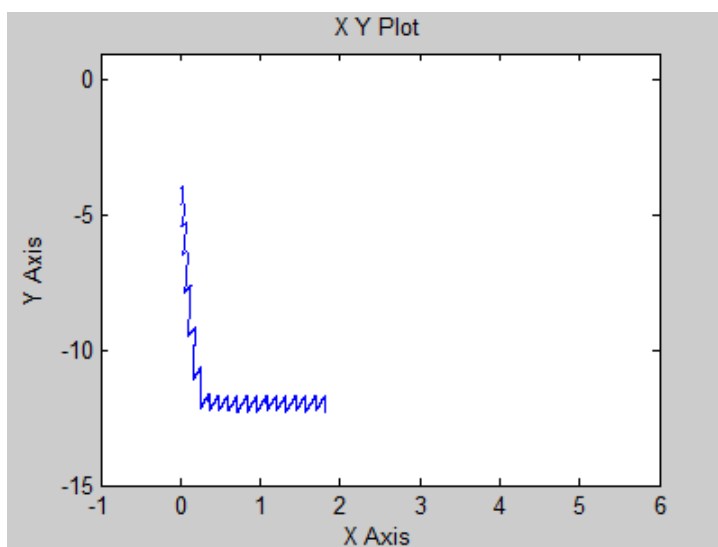
Obr. 21 Schéma zapojení DC-DC konvertoru s PWM regulátorem



Obr. 22 Časový průběh napětí na zátěži při řízení PWM



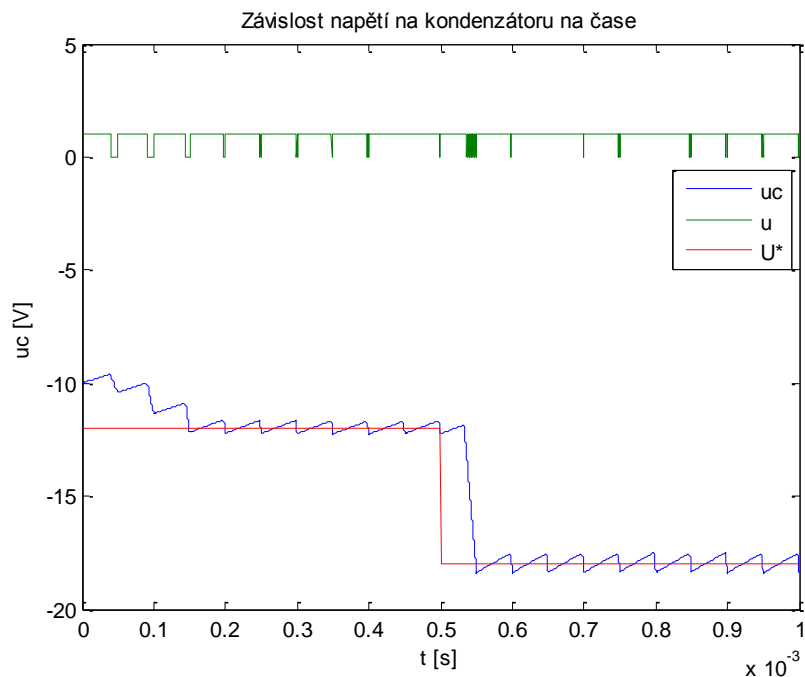
Obr. 23 Časová závislost proudu v obvodu při řízení PWM



Obr. 24 Pohyb trajektorie systému ve stavové rovině (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_c$ [V]) při řízení PWM

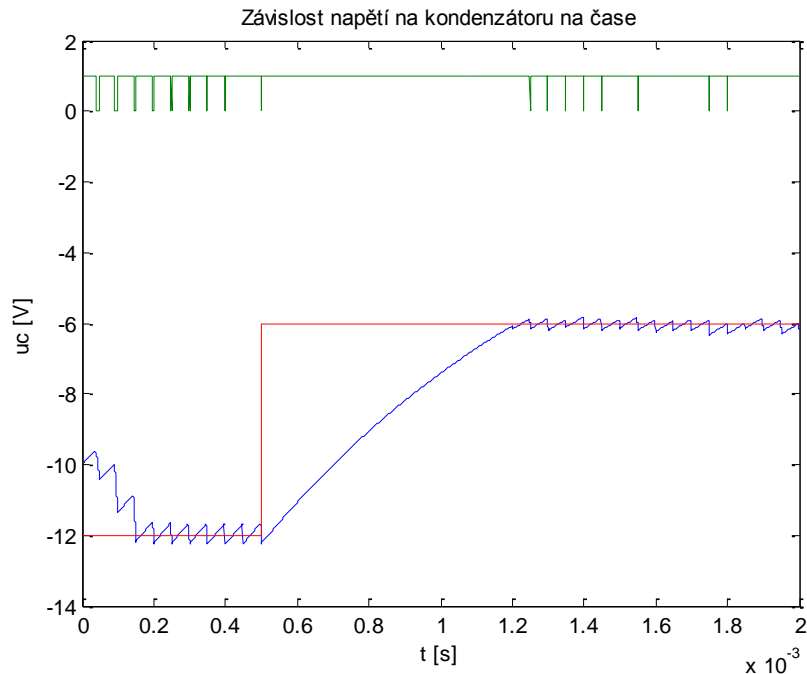
Z počáteční podmínky $u_c(0) = 0$ V je dosažena požadovaná hodnota přibližně za 0,35 ms. Poté je úroveň napětí na výstupu udržovaná v rozmezí $\pm 0,4$ V od požadované hodnoty. Rychlejší a přesnější regulace lze dosáhnout zvýšením kmitočtu impulsů akční veličiny. Proud v obvodu po dosažení požadované hodnoty téměř lineárně roste. To je způsobené delší dobou sepnutí spínače, při které proud na cívce roste, a kratší dobou rozepnutí spínače, kdy proud klesá.

Na obrázku 25 je zobrazeno chování napětí na zátěži konvertoru řízeného PWM, při změně požadované hodnoty z $U^* = 12$ V na $U^* = 18$ V v čase $t = 0,5$ s. Obrázek 26 uvádí chování konvertoru při snížení požadovaného napětí na zátěži v čase $t = 0,5$ s z $U^* = 12$ V na $U^* = 6$ V. Počáteční podmínky jsou $u_c(0) = 10$ V a $i_L(0) = 0$ A.



Obr. 25 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru při změně požadované hodnoty z $U^* = 12 \text{ V}$ na $U^* = 18 \text{ V}$ v čase $t = 0,5 \text{ s}$

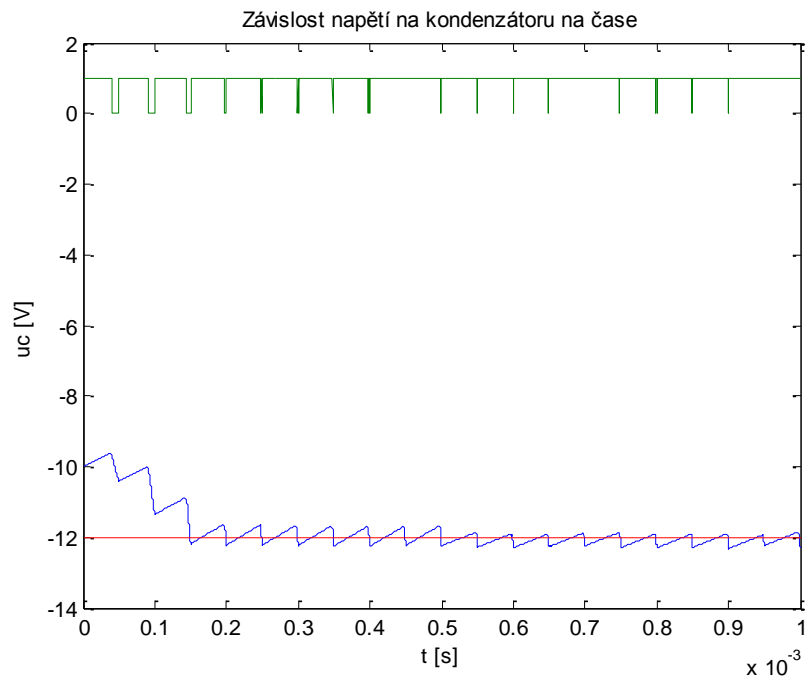
Vzhledem k neustále rostoucímu proudu na cívkě měniče teče v čase zvýšení požadovaného napětí cívkou konvertoru dostatečně velký proud, aby během jednoho rozeptnutí spínače kondenzátor nabíel na novou požadovanou hodnotu a té je tak dosaženo během jediné periody.



Obr. 26 Časová závislost napětí na zátěži konvertoru při změně požadované hodnoty z $U^* = 12 \text{ V}$ na $U^* = 6 \text{ V}$ v čase $t = 0,5 \text{ s}$

Ke snížení hodnoty napětí na novou požadovanou hodnotu dojde až po delší přechodné fázi způsobené dobou vybíjení kondenzátoru.

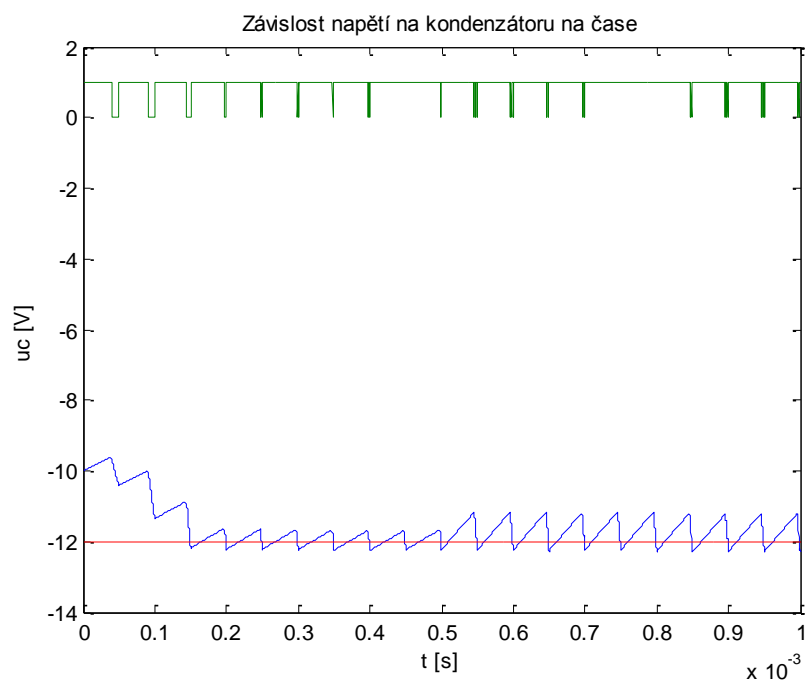
Graf průběhu napětí na zátěži při změně impedance zátěže v čase $t = 0,5 \text{ s}$ z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$ je na obrázku 27.



Obr. 27 Časový průběh napětí na zátěži při změně impedance zátěže v čase $t = 0,5 \text{ s}$ z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$

Změna impedance ovlivní rychlost změny napětí na zátěži. Při zvýšení impedance se proto kolísání napětí kolem požadované hodnoty sníží, naopak při snížení impedance se kolísání zvětší, viz obrázek 28.

Snížení impedance zátěže v čase $t = 0,5 \text{ s}$ z $R = 1000 \Omega$ na $R = 500 \Omega$:



Obr. 28 Časový průběh napětí na zátěži při změně impedance zátěže v čase $t = 0,5 \text{ s}$ z $R = 1000 \Omega$ na $R = 500 \Omega$

4.2 Řízení klouzavým režimem

Řízení s klouzavým režimem je metoda využívající vysoké frekvence spínání pro udržení trajektorie systému ve stavovém prostoru na tzv. přepínací nadploše, což je část stavového prostoru, určená požadovanými hodnotami. Trajektorie systému by měla vždy směřovat k této přepínací nadploše.

Pro vysokou rychlost spínání není možné použít jako spínač relé, ale je vyžadováno použití polovodičových součástek. Nejčastěji jsou využívány tranzistory typu MOSFET. Rychlé spínání pak zajišťuje stabilitu a také vysokou robustnost ve stabilitě.

Právě kvůli rychlosti spínání, ale může být řízení klouzavým režimem nevhodné pro použití v některých mechanických systémech. Při vysokých frekvencích spínání totiž může dojít k vybudování vlastní dynamiky systému, což zvyšuje opotřebení součástek a může dojít k jejich zničení [9]. Při řízení DC-DC konvertorů je ale vysoká frekvence spínání žádoucí.

Řízení se může skládat ze dvou složek, nelineárního a ekvivalentního řízení, kde nelineární složka řízení má za úkol přivést trajektorii systému ve stavovém prostoru na přepínací nadplochu a ekvivalentní řízení jí tam má udržet a zajistit přesné sledování požadované trajektorie. Regulátor se spínacím tranzistorem, pracujícím v klouzavém režimu, má ovšem pouze dvě extrémní hodnoty a nemůže tak zajistit přímé sledování přepínací nadplochy, ale pouze pohyb blízko ní. Ekvivalentní řízení je s dvupolohovým regulátorem nemožné. Při vysoké frekvenci spínání se pohybuje trajektorie systému ve stavové rovině neustále v blízkém okolí požadované trajektorie, tomu se často říká, že „klouže“. Vysoký kmitočet přepínání umožňuje efektivní potlačení případných poruch a necitlivost vůči změnám v parametrech systému.

Teorie řízení s klouzavým režimem poskytuje velmi efektivní metodu návrhu regulátoru, takovou aby regulátor nebyl citlivý na kolísání parametrů a změny zátěže. Tato metoda nutí trajektorii systému pohybovat se po předem určené dráze ve stavovém prostoru, nazvané přepínací nadplocha a na této nadploše setrvat. Dokud trajektorie systému nedosáhne této přepínací nadplochy, je řízení zaměřeno na její dosažení. To má za úkol tzv. nelineární řízení u_n . Tento režim řízení se často nazývá také jako dosahovací režim. Po dosažení přepínací nadplochy, je cílem regulátoru udržet trajektorii systému na ní a to je úkol tzv. ekvivalentního řízení u_{eq} . Přesné sledování nadplochy je dosaženo tedy pomocí lineární složky řízení, to je možné ale pouze za ideálních podmínek, bez vnějších poruch a v případě tranzistorů s lineárním přechodem. V reálných podmínkách ovšem systém nadplochu sledovat přesně nemůže. Vlivem různých poruch se může trajektorie systému vychýlit a lineární ekvivalentní řízení bude nedostačující, v případě tranzistorů pracujících ve spínacím režimu navíc i nemožné. Použít se musí opět řízení nelineární, směřující trajektorii systému zpět k požadované dráze. Řídicí systém tedy po vychýlení trajektorie řízeného systému musí opět začít přepínat, aby trajektorii vrátil na nadplochu. V reálných podmínkách tak trajektorie systému neustále kmitá v těsné blízkosti kolem přepínací nadplochy, klouže, a klouzavý režim je tedy ta část trajektorie systému, která leží přímo na přepínací nadploše [10]. Ekvivalentní řízení má tedy pouze teoretický význam. Převádí nelineární systém na lineární a řízení s vysokou frekvencí přepínání se dá ekvivalentním řízením aproximovat.

4.2.1 Ekvivalentní řízení

Předpokládejme řízení systému, daného stavovým popisem:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

Trajektorie systému by měla sledovat přepínací nadplochu \hat{S} . Výstup systému by pak měl sledovat požadovanou hodnotu. Pokud je požadovaná hodnota neměnná a výstupní hodnota jí přesně sleduje, měla by mít charakter konstantní funkce. Z toho vyplývá, že ekvivalentní řízení musí splňovat podmínku $y = konst. \Rightarrow \dot{y} = 0$, pro $x \in \hat{S}$.

Z této podmínky vyplývá tvar ekvivalentního řízení:

$$\dot{y} = C\dot{x} = C(Ax + Bu) = CAx + CBu = 0 \Rightarrow u_{eq} = -(CB)^{-1}CAx$$

4.2.2 Nelineární řízení

Teorie klouzavého režimu se zabývá nelesením řídicího vstupu u takového, aby stavový vektor x sledoval požadovanou trajektorii x^* . Pokud není splněna počáteční podmínka $S(0) = x(0) - x^*(0) = 0$, můžeme sledování požadované trajektorie dosáhnout pouze po nějaké přechodné dosahovací fázi, tu zajišťuje nelineární řízení.

Protože cílem je přinutit systém, aby se dostal do klouzavého režimu, musí být přijata metoda řízení, zajišťující pohyb trajektorie systému směrem k přepínací nadploše a její setrvání na ní za jakýchkoliv počátečních podmínek, které splňují $S\dot{S} \leq -\eta|S|$, kde η je kladná konstanta zaručující, že systém se dostane na přepínací nadplochu v konečném čase. Nelineární řízení u_n je obvykle charakterizováno funkcí signum.

4.2.3 Návrh regulátoru s klouzavým režimem

Cílem regulátoru je zajistit v konečném čase dosažení a sledování referenčního požadovaného napětí na zátěži U^* nebo proudu cívkou I^* (případně obojího). Výše uvedené stavové rovnice (5), (6) mohou být vyjádřeny v maticové formě $\dot{x}(t) = Ax(t) + B(x)u(t)$, kde

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{U-x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C} \end{bmatrix}; x(t) = [x_1(t) \quad x_2(t)]^T = [i_L(t) \quad u_C(t)]^T$$

Přepínací nadplocha pro systém druhého řádu je přímka a může být definována takto:

$$S(x) = k_1(x_1 - I^*) + k_2(x_2 - U^*) \quad (21)$$

kde I^* je požadovaný proud cívkou, U^* je požadované napětí na zátěži a k_1 a k_2 jsou kladné koeficienty, udávající sklon přepínací přímky, ve stavové rovině.

Obecná struktura řízení u se skládá z ekvivalentního a nelineárního řízení $u = u_{eq} + u_n$.

Ekvivalentní řízení lze získat z již odvozeného vztahu $u_{eq} = -(CB)^{-1}CAx$

$$u_{eq} = -(CB)^{-1}CAx = -\left[\frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x)\right]^{-1} \left[\frac{\partial S(x)}{\partial x} Ax\right]$$

$$u_{eq} = \left\{ [k_1 \quad k_2] \begin{bmatrix} \frac{U-x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \left\{ [k_1 \quad k_2] \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \right\} = \frac{-k_1 RC x_2 + k_2 L (R x_1 + x_2)}{k_1 RC (U - x_2) + k_2 L R x_1} \quad (22)$$

Aby bylo ekvivalentní řízení fyzikálně realizovatelné, musí být splněna podmínka nenulového jmenovatele.

$$\left[\frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x) \right] = k_1 \left(\frac{U-x_2}{L} \right) + k_2 \frac{x_1}{C} \neq 0$$

Vzhledem k tomu, že proud cívku je kladný a napětí na zátěži záporné, podmínka je splněna vždy, jsou-li koeficienty k_1 a k_2 voleny kladné.

Cílem řízení je přivést stavy systému na přepínací nadplochu z jakýchkoliv počátečních podmínek a udržet je tam, tzn. systém by měl být stabilní. K vyšetření stability slouží Ljapunovova funkce. Odvození vhodného tvaru Ljapunovovy funkce je složité, lze ho ovšem získat z tabelovaných hodnot. Pro daný systém druhého řádu má Ljapunovova funkce tvar (23):

$$V = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (23)$$

Pro zajištění asymptotické stability systému, musí být derivace Ljapunovovy funkce negativně definitní. [8] Tj.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S(x) \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S(x)}{\partial x} \frac{dx(t)}{dt} = S(x) \frac{\partial S(x)}{\partial x} [Ax(t) + B(x)u(t)] = \\ &S \left[\frac{\partial S(x)}{\partial x} Ax(t) + \frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x)u(t) \right] < 0 \end{aligned} \quad (24)$$

K zajištění této podmínky je možné definovat nelineární řízení ve tvaru např.

$$u_n = k_3 \cdot \text{sign}(S) \quad (25)$$

Z toho vyplývá:

$$\begin{aligned} S \left[\frac{\partial S(x)}{\partial x} Ax(t) + \frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x)(u_{eq} + u_n) \right] &= S \left\{ \frac{\partial S(x)}{\partial x} Ax(t) + \right. \\ &\left. \frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x) \left\{ - \left[\frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S(x)}{\partial x} Ax(t) \right] \right\} + k_3 \text{sign}(S) \right\} = \\ &S \left[\frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x) k_3 \text{sign}(S) \right] = S \widetilde{k}_3 \text{sign}(S) \end{aligned}$$

$$\text{kde } \widetilde{k}_3 = \frac{\partial S(x)}{\partial x} B(x) k_3 \quad (26)$$

$$\text{Při volbě } \widetilde{k}_3 < 0 \text{ pak } \dot{V} = \widetilde{k}_3 S \cdot \text{sign}(S) = \widetilde{k}_3 |S| < 0$$

Výsledný tvar obecného řízení získáme jako součet nelineárního a lineárního ekvivalentního řízení.

$$u = \frac{-k_1 RCx_2 + k_2 L(Rx_1 + x_2)}{k_1 RC(U - x_2) + k_2 LRx_1} + \widetilde{k}_3 \cdot \text{sign}(S) \quad (27)$$

4.2.4 Regulace napětí na zátěži

Požadavkem na regulátor je, aby po konečném čase byla odchylka skutečného napětí na zátěži od referenční hodnoty tohoto napětí nulová. Chceme-li regulovat pouze napětí na zátěži, nové vztahy pro řízení odvodíme dosazením $k_1 = 0$ do výše uvedených rovnic.

$$\text{Přepínací přímka získá tvar: } S(x) = k_2(x_2 - U^*) = 0 \quad (28)$$

$$\text{A ekvivalentní řízení: } u_{eq} = \frac{Rx_1 + x_2}{Rx_1} \quad (29)$$

V daném případě dvoupolohového regulátoru ovšem lineární ekvivalentní řízení není možné realizovat. Regulátor tedy bude pracovat pouze v přepínacím módu s nelineárním řízením.

Ekvivalentní řízení je přesto vhodné uvést. S jeho pomocí lze totiž určit rovnovážný bod systému. Rovnovážný bod systému získáme dosazením ekvivalentního řízení (21) do rovnic dynamiky systému (5) a (6) za akční veličinu u a položením rovnic rovno nule. Takto je možné učinit i v případě dvoupolohového regulátoru, kde nejsme schopni ekvivalentního řízení dosáhnout, a to díky vysoké frekvenci spínání, při které se nelineární řízení k řízení ekvivalentnímu blíží.

Dosazením (29) do (5):

$$\frac{di_L(t)}{dt} = u \frac{U}{L} + (1 - u) \frac{u_C(t)}{L} = \frac{Ri_L(t) + u_C(t)}{Ri_L(t)} \frac{U}{L} + \left(1 - \frac{Ri_L(t) + u_C(t)}{Ri_L(t)}\right) \frac{u_C(t)}{L} = \frac{U}{L} + \frac{u_C(U - u_C(t))}{RLi_L(t)}$$

V případě klouzavého režimu definovaného na přepínací přímce $S(x) = (u_C - U^*) = 0$, pak je možné dosadit U^* za u_C :

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{U}{L} + \frac{U^*(U - U^*)}{RLi_L(t)} \quad (30)$$

Pro rovnovážný bod platí nulová změna polohy systému ve stavové trajektorii a tudíž nulové derivace stavových proměnných. Rovnovážný stav tak lze určit dosazením $\frac{di_L(t)}{dt} = 0$ do rovnice (30):

$$0 = \frac{U}{L} + \frac{U^*(U - U^*)}{RLi_L(t)} \quad (31)$$

Úpravou rovnice (31) lze získat velikost proudu v rovnovážném bodu:

$$i_L(t) = \frac{u_C(t)}{R} \left(\frac{u_C(t)}{U} - 1 \right) \quad (32)$$

Klouzavý režim snižuje o stupeň řád systému, tzn. dosazením rovnice ekvivalentního řízení (29) do rovnice (6) se rovnice (6) vynuluje. Napětí na zátěži sleduje požadovanou konstantní hodnotu a jeho změna, tedy derivace, je nulová.

Dosazením (29) do (6):

$$\frac{du_C(t)}{dt} = -(1-u) \frac{i_L(t)}{C} - \frac{u_C(t)}{RC} = - \left(1 - \frac{Ri_L(t)+u_C(t)}{Ri_L(t)} \right) \frac{i_L(t)}{C} - \frac{u_C(t)}{RC} = 0 \quad (33)$$

Trajektorie systému však v odvozeném bodu rovnováhy za předpokladu působení poruch či numerických nepřesností simulace nesetrvá. Analýzou stability lze dojít k závěru, že odvozený rovnovážný bod je nestabilní.

Aby byl systém stabilní, je nutné, aby se při malém vychýlení z rovnovážné polohy opět ustálil v rovnovážném bodě. Stabilita systému vychází z vlastních čísel matice dynamiky A. Požadujeme, aby vlastní čísla matice A, tedy póly systému leželi v komplexní rovině nalevo od bodu [0,0j].

K analýze stability je třeba provést linearizaci. Rovnici (30) nahradíme jejím Taylorovým rozvojem v řadu prvního stupně.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = - \frac{U^*(U-U^*)}{RLi_L^2(t)} \Delta i_L \quad (34)$$

Kde Δi_L symbolizuje odchylku proudu od rovnovážného stavu.

Při dosazení bodu rovnováhy (32) za i_L do (34) dostáváme:

$$- \frac{U^*(U-U^*)}{RL \left(\frac{U^*(U^*-1)}{R} \right)^2} \Delta i_L = - \frac{RU^2}{LU^*(U-U^*)} \Delta i_L \quad (35)$$

Řešení rovnice (35) bude ležet v levé polovině komplexní roviny v případě, že $U^* < 0$ a současně $U^* > u_C$ nebo v případě, že $U^* > 0$ a současně $U^* < u_C$.

Jestliže $R > 0$, $L > 0$, $U > 0$, $U^* < 0$, pak:

$$- \frac{RU^2}{LU^*(U-U^*)} \Delta i_L > 0 \quad (36)$$

A bod rovnováhy je tedy nestabilní.

Návrh řízení přesto provedeme. Pro výše odvozené rovnice DC-DC konvertoru není samotná funkce signum a tedy rovnice nelineárního řízení (25) vhodná. Je nutné použít její modifikaci, kde při překročení referenčního napětí napětím na zátěži spínač sepne, akční veličina a tedy výstup z regulátoru bude $u = 1$ a při klesnutí napětí na zátěži pod referenční napětí se spínač rozezne, to reprezentuje hodnota akční veličiny $u = 0$.

Takovým podmínkám odpovídá nelineární řízení ve tvaru:

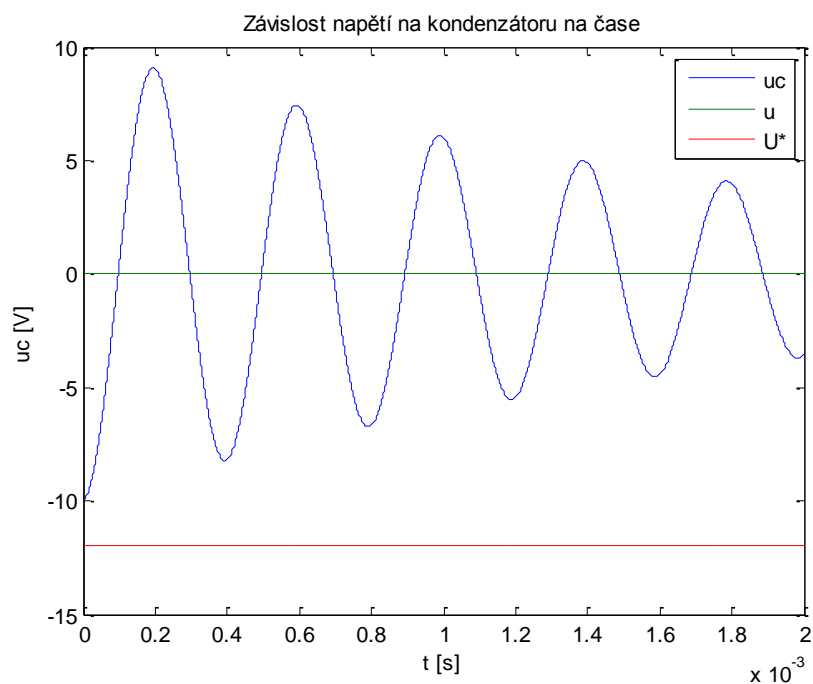
$$u_n = k_3 \cdot \frac{(\text{sign}(S)+1)}{2} \quad (37)$$

4.2.4.1 Simulace řízení napětí na zátěži DC-DC konvertoru s regulátorem s klouzavým režimem
Při nulových počátečních podmínkách, tedy při $i_L(t_0) = 0$ a $u_C(t_0) = 0$, samotný regulátor s daným nelineárním řízením nestačí. Kondenzátor není na začátku simulace nabitý a proud cívku, který při rozeznutí kondenzátor nabíjí, je nulový, kondenzátor se tak nemůže nabít. Při napětí

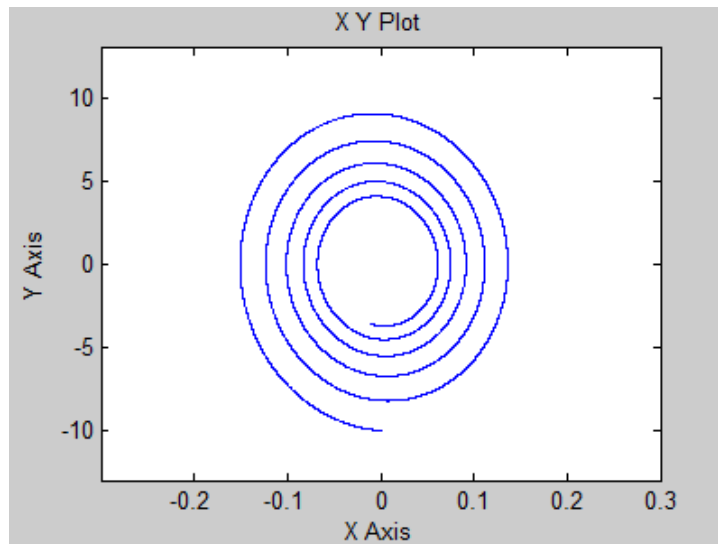
na zátěži nižším, než požadované napětí, je spínač rozepnutý, v tomto stavu, v případě nenulového proudu na cívce, se kondenzátor nabíjí. Nulový proud cívkou však nemůže kondenzátor nabíjet a napětí na zátěži tak nikdy požadované napětí nepřekročí a spínač se nesepe. Tuto situaci lze interpretovat také tak, že trajektorie systému ve stavové rovině nepřekročí přepínací přímku.

Přepínací přímka nebude překročena nikdy ani v případě, že počáteční proud i_L je nulový a počáteční napětí u_C je nenulové, ale nižší než požadovaná referenční hodnota. Tento případ je znázorněn na obrázku 29. Na obrázku stavové roviny systému 30 je vidět, že trajektorie systému se bude po spirále blížit počátku stavové roviny a přímku $u_C = -12 \text{ V}$ nikdy nepřekročí.

Aby uvedené řízení mohlo být použito, musí být zajištěny počáteční podmínky takové, aby trajektorie systému protínala ve stavové rovině přepínací přímku. Jednou z možností je již nabitý kondenzátor, tedy počáteční podmínka $|u_C(0)| > |U^*|$. Časové průběhy stavových veličin, resp. stavová rovina systému jsou uvedeny na obrázcích 31, 32, resp. 33. Druhou možností je pak nenulový počáteční proud cívkou dostatečně velký, aby následně kondenzátor nabíjel minimálně na žádanou hodnotu. Průběhy stavových veličin v tomto případě jsou na obrázcích 34, 35 a stavová rovina na obrázku 36.



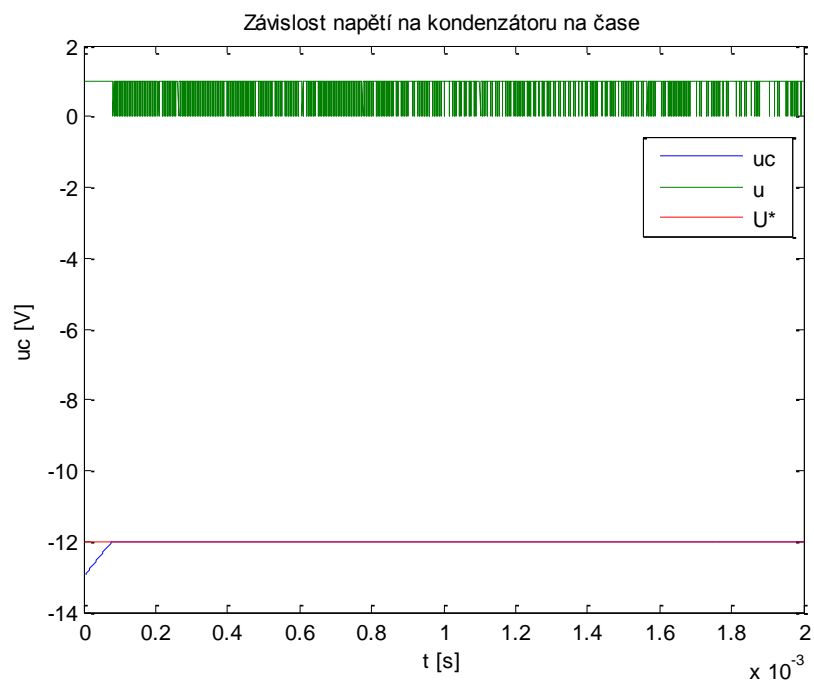
Obr. 29 Časová závislost napětí u_C při počátečních podmínkách $u_C(0) = -10 \text{ V}$ a $i_L(0) = 0 \text{ A}$



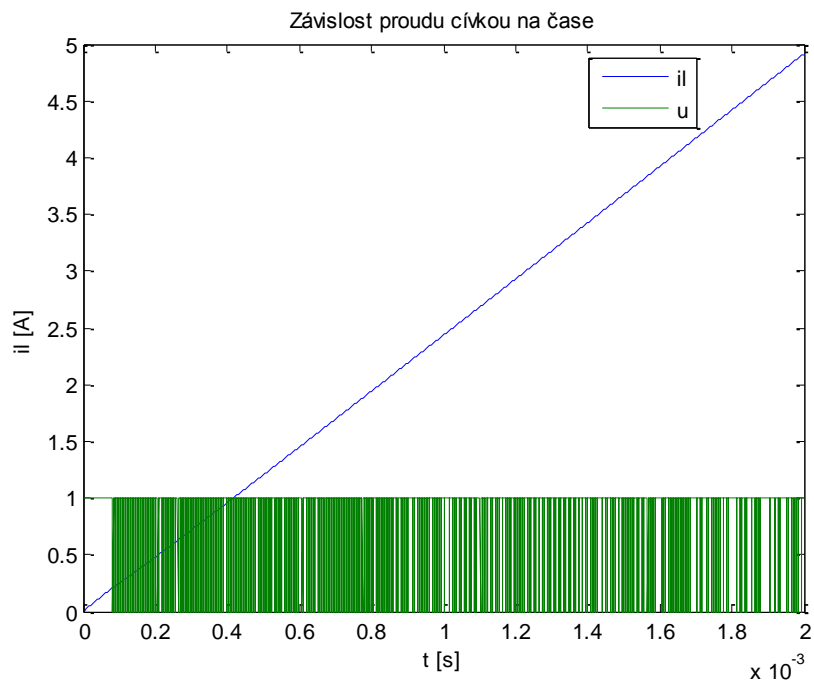
Obr. 30 Stavová rovina (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_C$ [V]) při počátečních podmínkách $u_C(0) = -10$ V a $i_L(0) = 0$ A

Napětí na zátěži se postupně snižuje a stavová trajektorie systému nikdy nepřekročí přepínací přímku $u_C = -12$ V.

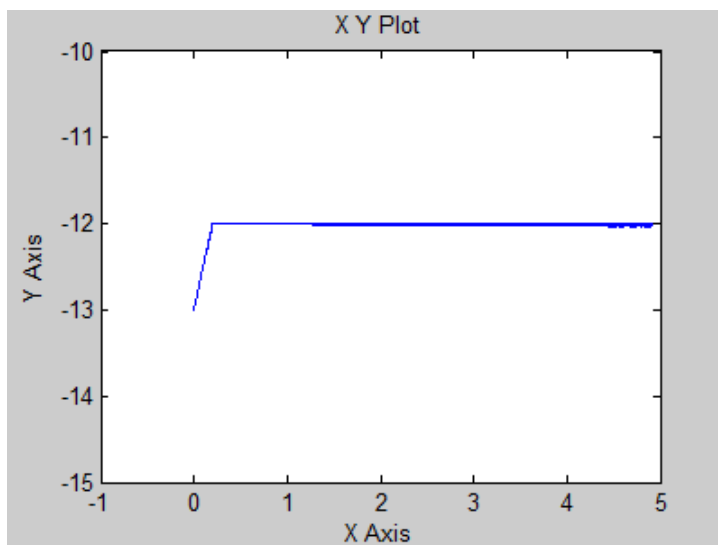
Při počátečních podmínkách $i_L(0) = 0$ A, $u_C(0) = -13$ V, je však napětí na zátěži vyšší než požadovaná hodnota, spínač je tedy v poloze sepnuto, proud cívku roste a napětí na kondenzátoru se vybíjí a směřuje k přepínací přímce, viz obr. 31 – 33



Obr. 31 Časová závislost napětí u_C při počátečních podmínkách $u_C(0) = -13$ V a $i_L(0) = 0$ A

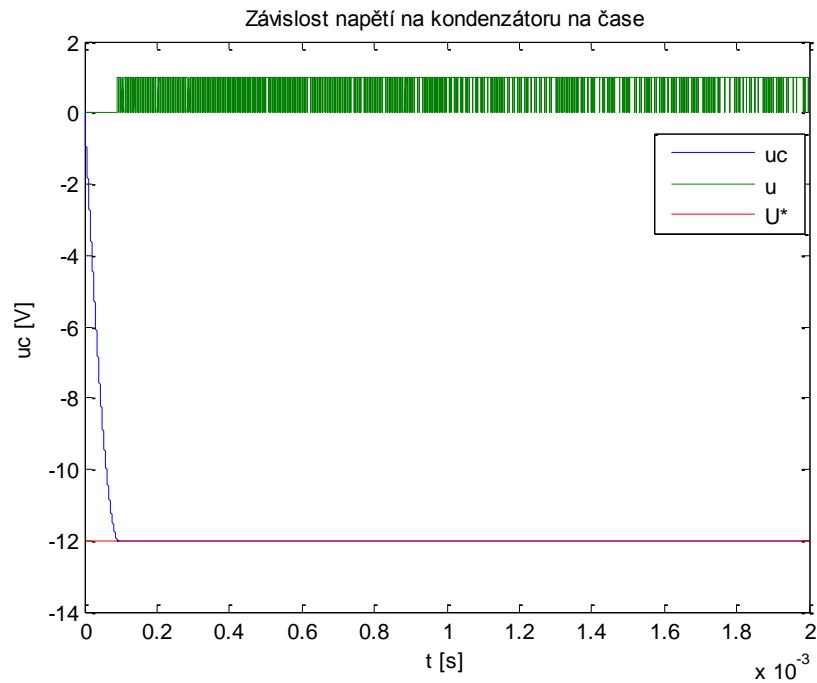


Obr. 32 Časová závislost proudu i_L při počátečních podmínkách $u_c(0) = -13 \text{ V}$ a $i_L(0) = 0 \text{ A}$

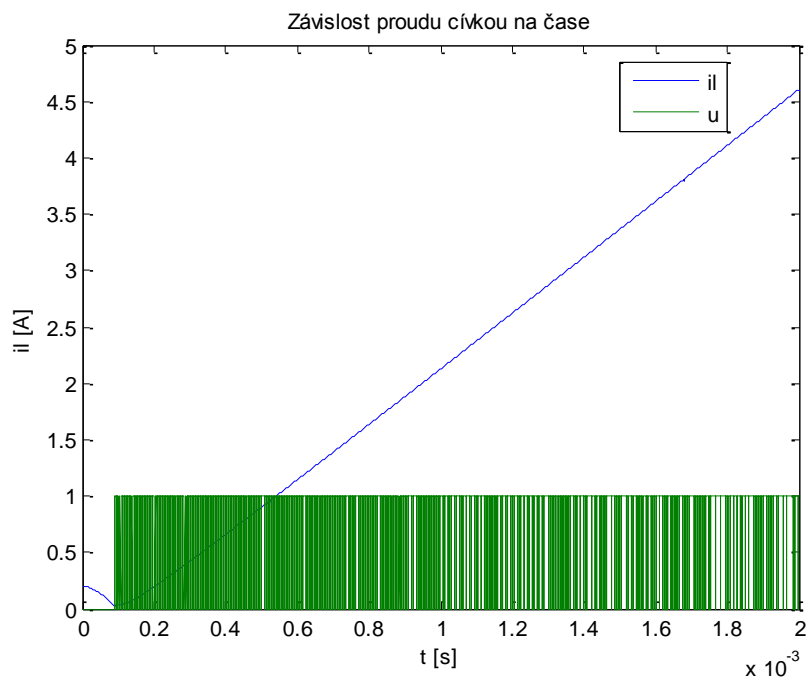


Obr. 33 Stavová rovina (osa $x - i_L [A]$, osa $y - u_c [V]$) při počátečních podmínkách $u_c(0) = -13 \text{ V}$ a $i_L(0) = 0 \text{ A}$

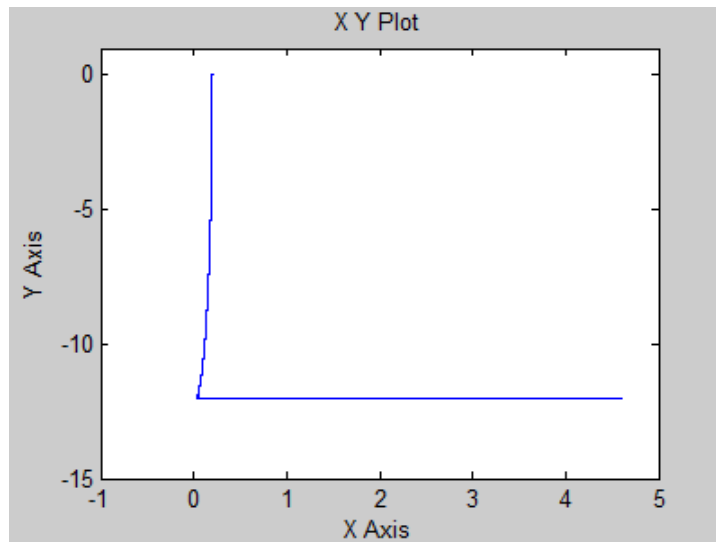
Při počátečních podmínkách: $i_L(0) = 0,2 \text{ A}$, $u_C(0) = 0 \text{ V}$ je napětí na zátěži nižší, než požadované a spínač je proto v poloze rozepnuto, nenulový proud procházející cívkou však kondenzátor nabije až na požadovanou hodnotu 12V, kde systém dosáhne přepínací přímky. Viz obr. 34 – 36.



Obr. 34 Časová závislost napětí u_c při počátečních podmínkách $u_C(0) = 0 \text{ V}$ a $i_L(0) = 0,2 \text{ A}$



Obr. 35 Časová závislost proudu i_L při počátečních podmínkách $u_C(0) = 0 \text{ V}$ a $i_L(0) = 0,2 \text{ A}$

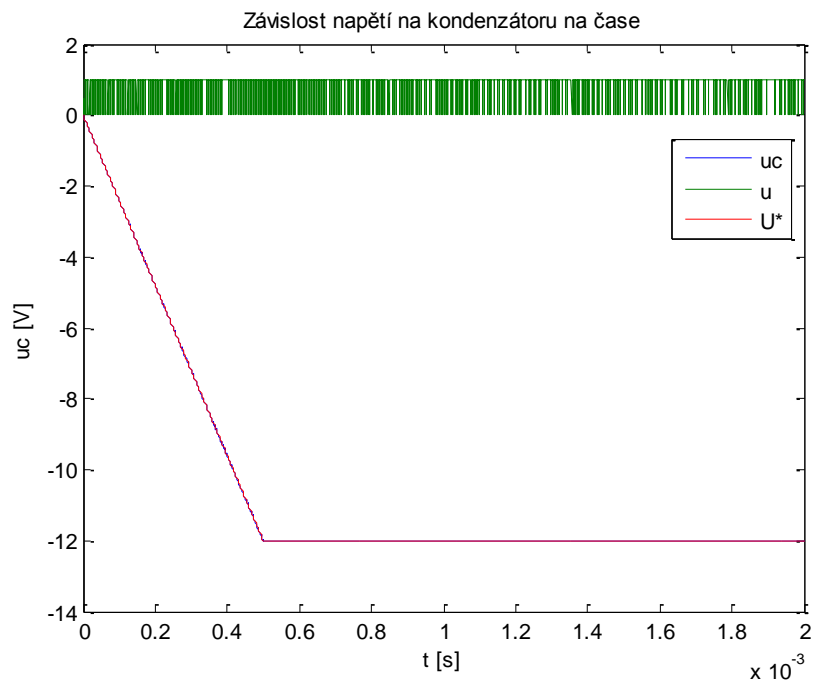


Obr. 36 Stavová rovina (osa $x - i_L [A]$, osa $y - u_C [V]$) při počátečních podmínkách $u_C(0) = 0 \text{ V}$ a $i_L(0) = 0,2 \text{ A}$

Ve všech případech, kdy regulovaná veličina požadované hodnoty dosáhla je vidět, že jí regulovaná veličina velice dobře a téměř přesně sleduje. Podobně jako při řízení pulzní šířkovou modulací i při řízení s klouzavým režimem proud cívky po dosažení požadované hodnoty napětí na zátěži téměř lineárně roste po celou dobu simulace. Je to opět způsobené delší dobou sepnutí spínače než dobrou rozepnutí, nabíjení kondenzátoru při rozepnutém spínači je totiž rychlejší, než jeho vybíjení při sepnutém spínači.

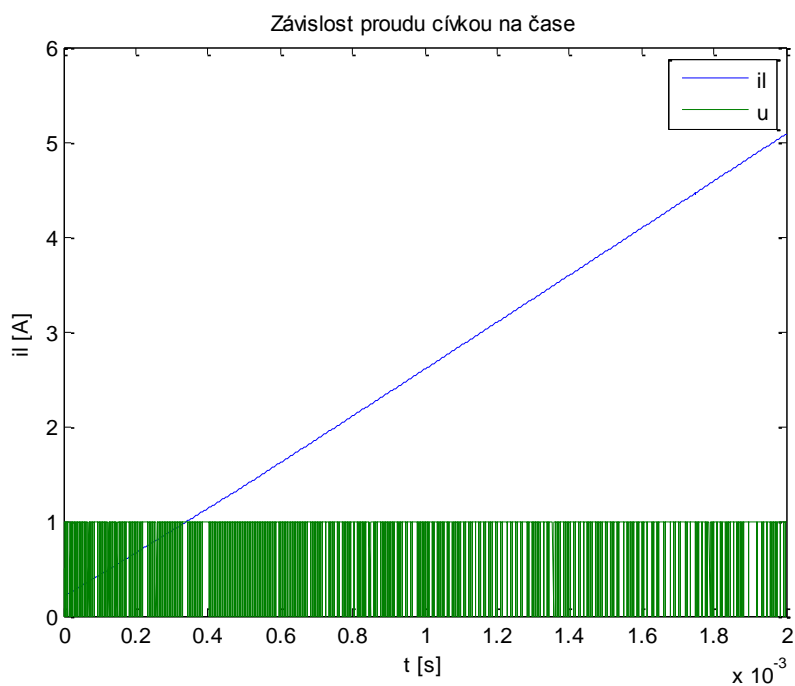
V provozních podmínkách ale nenulové počáteční podmínky mít nemusíme a je tak nutné přijmout jiné řešení. Nabízí se zde několik heuristických variant.

První takovou variantou může být navedení trajektorie systému z počátku na konečnou požadovanou hodnotu, tedy plynulou změnou přepínací křivky. Požadovaná hodnota bude nejprve nulová a postupně se bude zvětšovat až na konečnou požadovanou hodnotu a regulovaná veličina jí bude sledovat. Průběh regulace napětí je zobrazen na obrázku 37, na obrázku 38 je vidět časový průběh proudu cívky a na obrázku 39 stavová rovina systému.

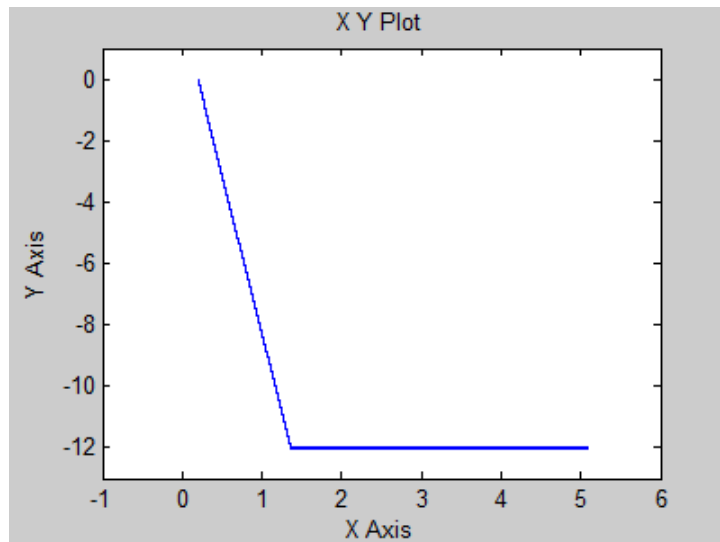


Obr. 37 Časový průběh regulovaného napětí na zátěži u_C .

Regulované napětí skutečně velmi přesně sleduje referenční signál a požadované hodnoty $U^* = -12 \text{ V}$ dosáhne po 0,5 ms.



Obr. 38 Časový průběh proudu cívkou i_L .

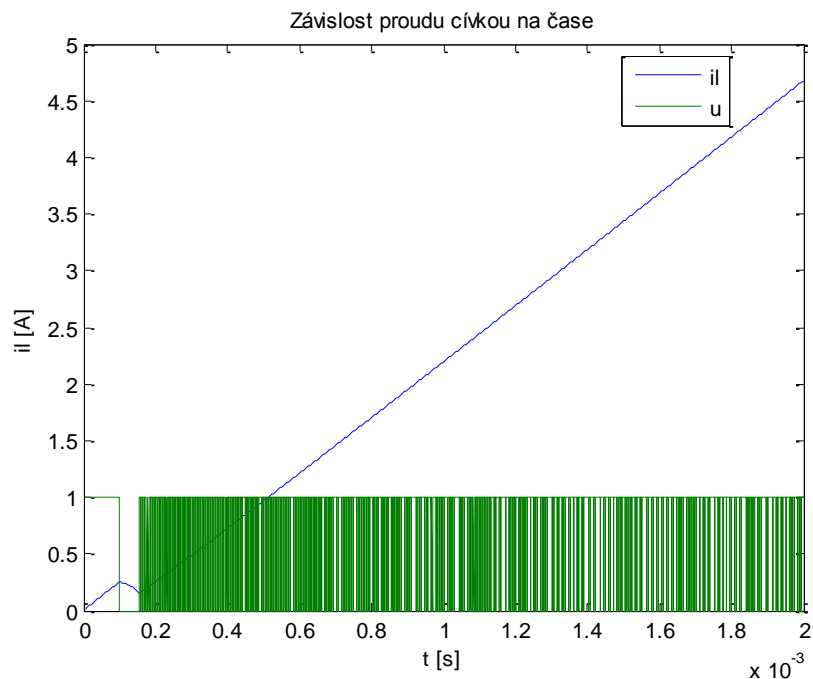


Obr. 39 Stavová rovina (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_C$ [V])

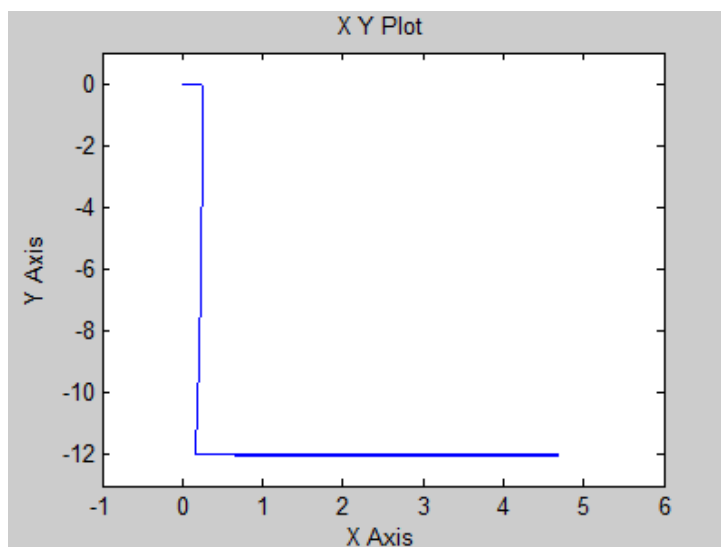
Dalším z heuristických řešení je přinutit regulátor při startu simulace přidržit krátkou chvíli spínač ve stavu sepnuto. Na cívce vznikne proud, který po dobu sepnutí poroste a po rozepnutí spínače nabije kondenzátor. Pokud na cívce za dobu sepnutí vznikne dostatečně velký proud k nabití kondenzátoru na požadovanou hodnotu, trajektorie systému ve stavové rovině překročí přepínací přímku a od toho momentu bude regulátor pracovat opět pouze s nelineárním řízením ve tvaru (37). Chování takového řízení je na obrázcích 40 – 42.



Obr. 40 Časový průběh regulovaného napětí na zátěži u_C .



Obr. 41 Časový průběh proudu cívky i_L



Obr. 42 Stavová rovina (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_C$ [V])

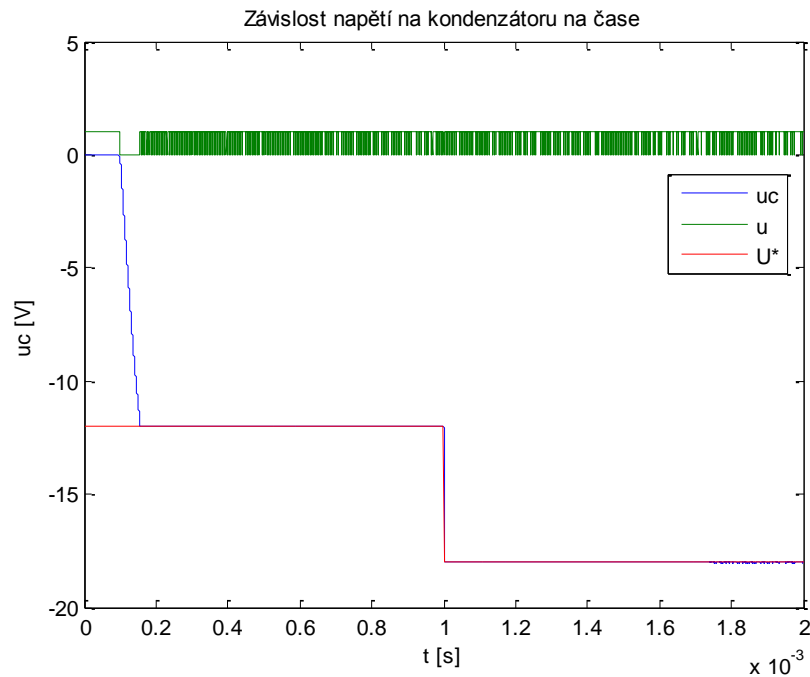
Při tomto způsobu řízení, dosahuje napětí požadované hodnoty po necelých 0,2 ms a zdá se být přijatelným řešením.

V dalších simulacích budeme uvažovat tento posledně zmiňovaný algoritmus řízení.

Z obrázků 32, 35, 38 a 41 je patrné, že průběh proudu v obvodu se ve všech případech chová podobně. Vzhledem k většímu celkovému času sepnutí spínače než času rozepnutí je proud procházející cívku konvertoru vždy po dosažení požadované hodnoty napětí lineárně rostoucí. Proto se budeme proudem na cívce dále zabývat pouze v případech zřetelné změny jeho chování oproti případům předchozím.

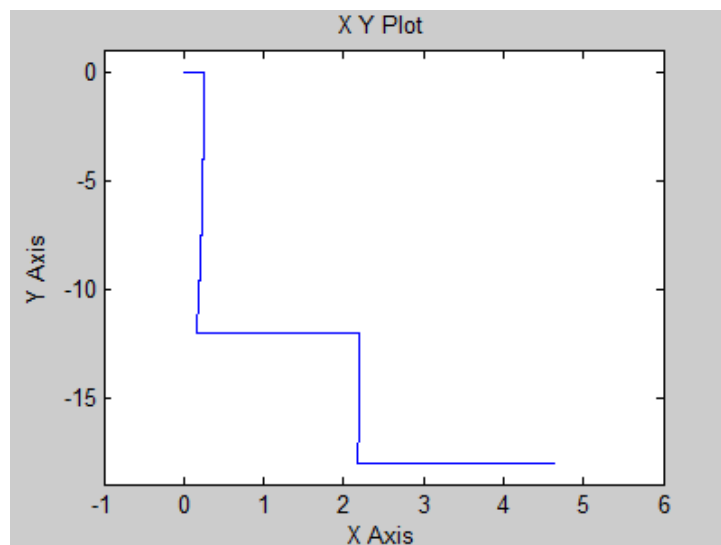
Teorie řízení s klouzavým režimem je předmětem zájmu nejen díky tomu, že je efektivní metodou jak řídit hybridní systémy, ale také pro její robustnost ve stabilitě a odolnost vůči vnějším poruchám nebo změnám systémových parametrů. Tyto vlastnosti řízení jsou ověřeny na obrázcích 43 – 58.

Zvýšení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -18V v čase $t = 1ms$:



Obr. 43 Časový průběh referenční hodnoty napětí a napětí na zátěži při zvýšení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -18V v čase $t = 1ms$

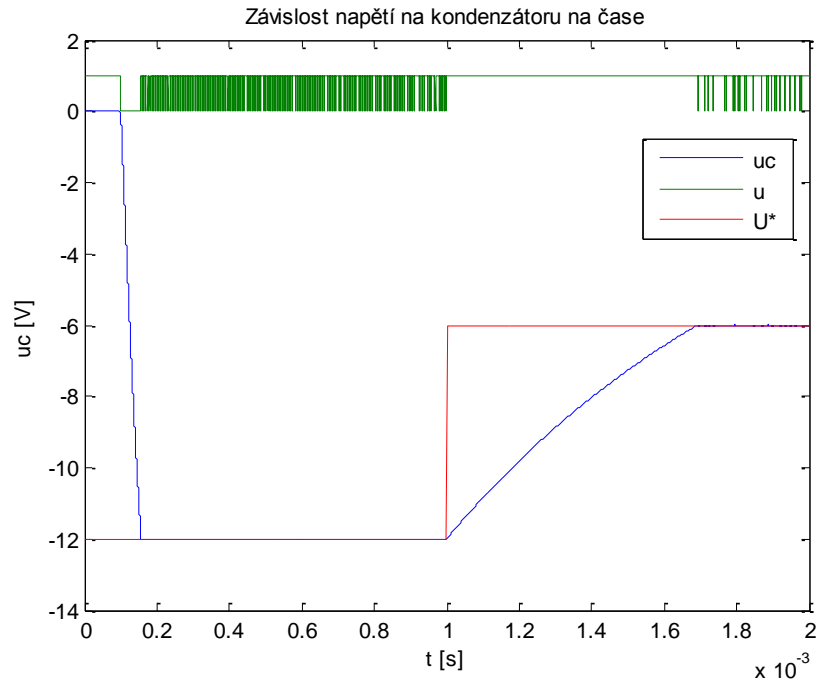
Při zvýšení požadovaného napětí dosáhne jeho hodnoty regulovaná veličina téměř okamžitě, řízení s klouzavým režimem zde dokazuje rychlou a efektivní regulaci.



Obr. 44 Stavová rovina (osa $x - i_L [A]$, osa $y - u_c [V]$) pro zvýšení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -18V v čase $t = 1ms$

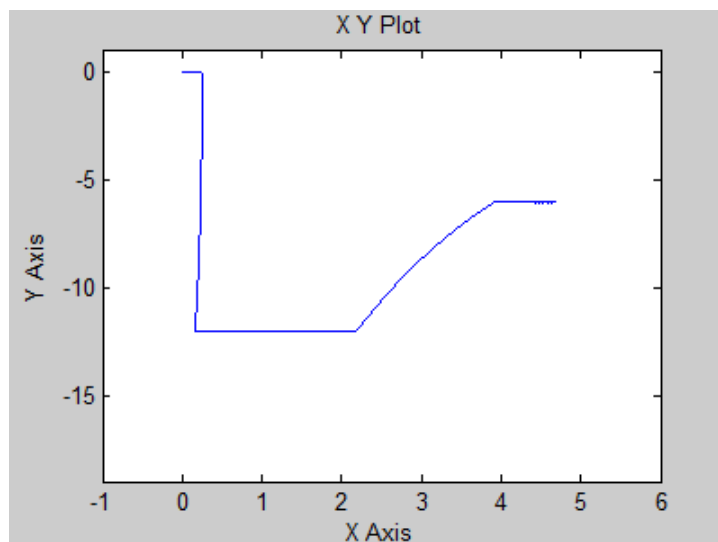
Na pohybu trajektorie systému ve stavové rovině lze vidět růst proudu na cívce při držení konstantního požadovaného napětí a mírný pokles při nabíjení kondenzátoru na vyšší požadovanou hodnotu.

Snížení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -6V v čase $t = 1\text{ms}$:



Obr. 45 Časový průběh referenční hodnoty napětí a napětí na zátěži při snížení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -6V v čase $t = 1\text{ms}$

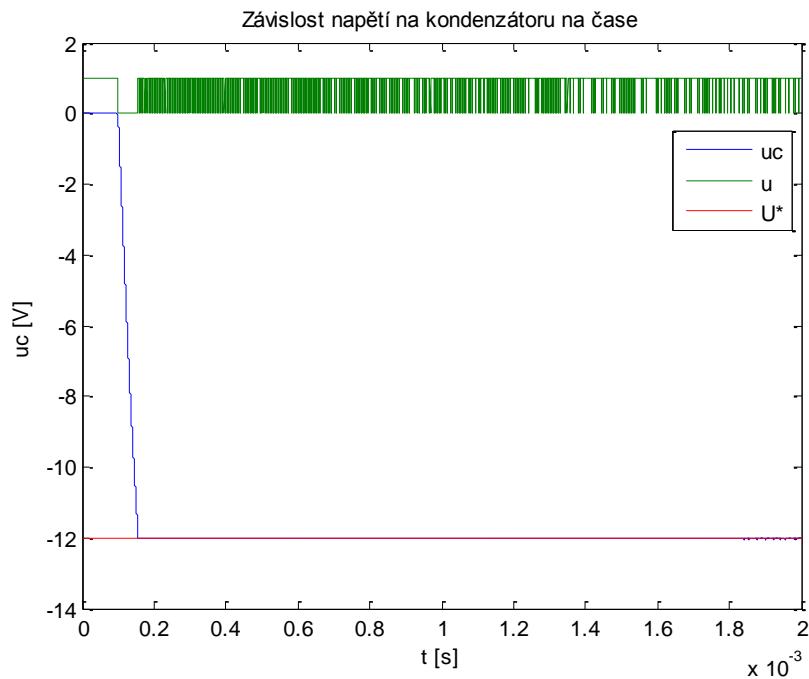
V případě snížení požadovaného napětí trvá delší dobu, cca 0,7 ms, než se kondenzátor vybije na požadovanou hodnotu, poté probíhá regulace zase s vysokou účinností.



Obr. 46 Stavová rovina (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_c$ [V]) pro snížení požadovaného napětí na zátěži o 50% z -12V na -6V v čase $t = 1\text{ms}$

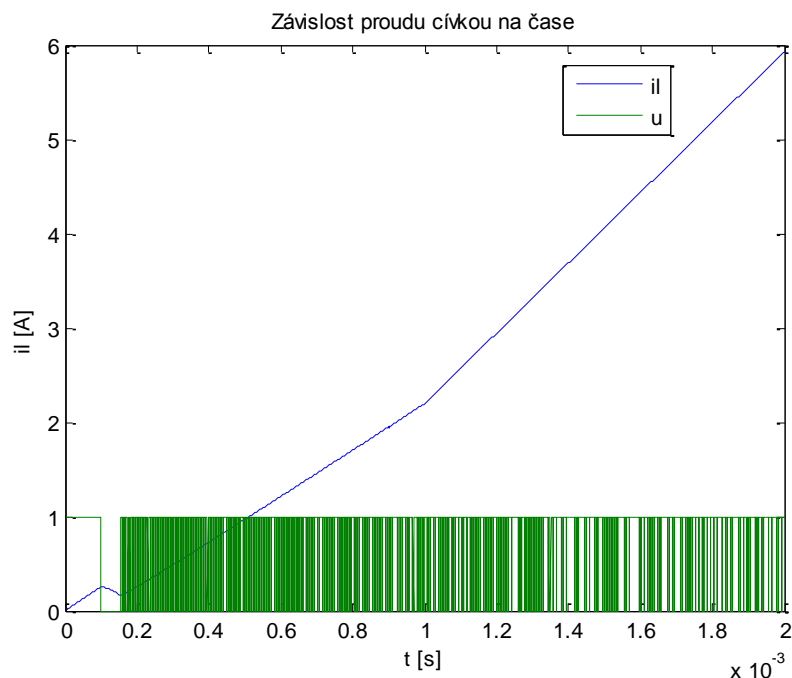
Proud v obvodu opět roste téměř po celý čas simulace.

Zvýšení vstupního napětí U o 50% z $U = 10\text{ V}$ na $U = 15\text{ V}$ v čase $t = 1\text{ ms}$:



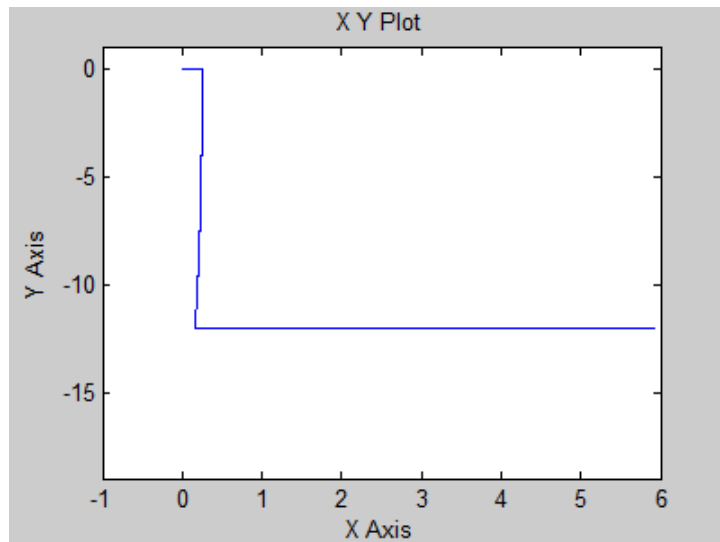
Obr. 47 Časový průběh napětí na zátěži při zvýšení vstupního napětí U o 50% z $U = 10\text{ V}$ na $U = 15\text{ V}$ v čase $t = 1\text{ ms}$

Na průběhu napětí na zátěži je vidět výborné reagování regulátoru s klouzavým režimem na změnu vstupního napětí. Vysoká frekvence přepínání a rychlá reakce regulátoru na změnu proudu v obvodu nedovolí regulované veličině odchýlit se od požadované hodnoty.



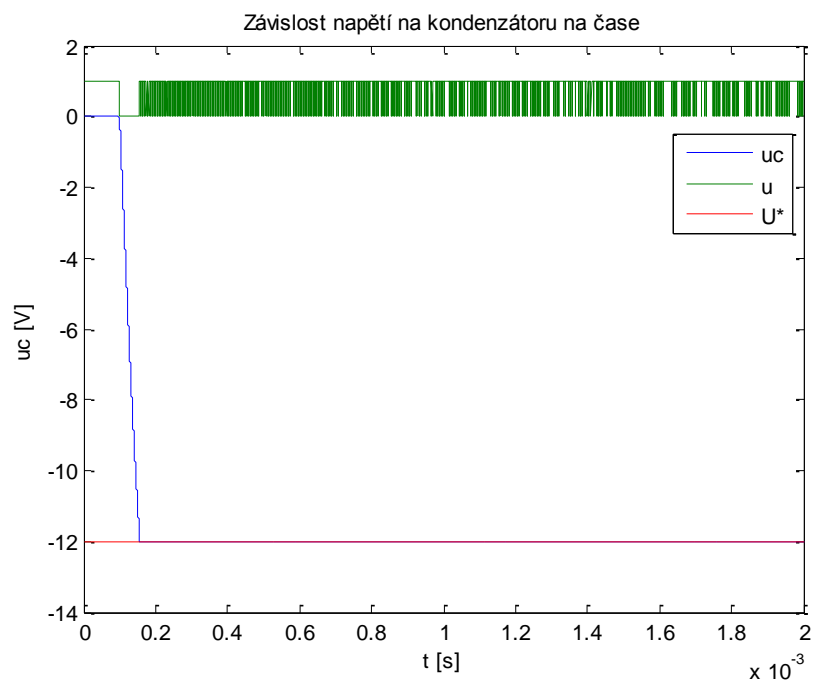
Obr. 48 Závislost proud cívky na čase při zvýšení vstupního napětí U o 50% z $U = 10\text{ V}$ na $U = 15\text{ V}$ v čase $t = 1\text{ ms}$

Zvýšení vstupního napětí do obvodu v čase $t = 1\text{ ms}$ se projeví rychlejším růstem proud na cívce při sepnutí spínače a tedy i rychlejším celkovém růstu proudu vinutím cívky.



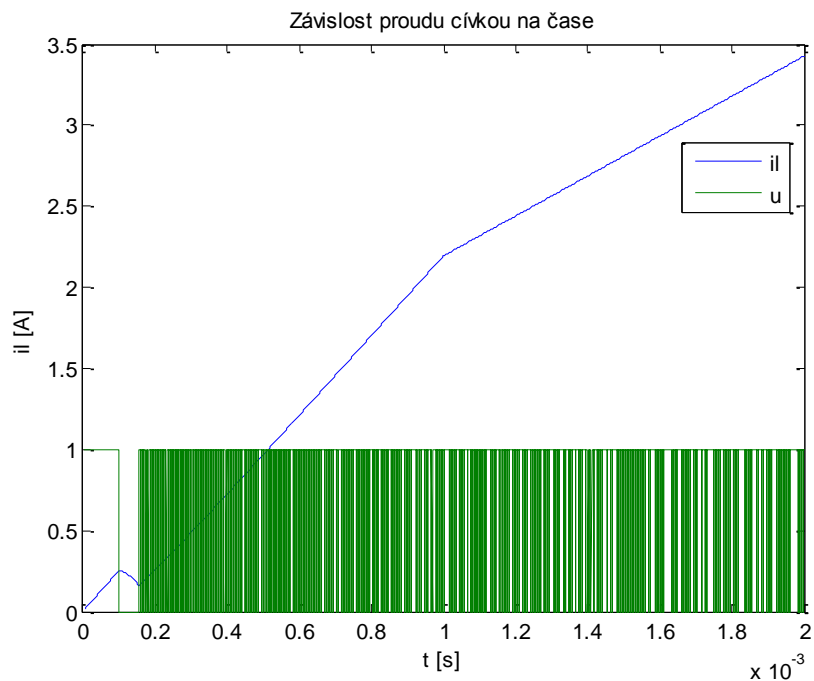
Obr. 49 Stavová rovina (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_C$ [V]) pro zvýšení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 15$ V v čase $t = 1$ ms

Snížení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 5$ V v čase $t = 1$ ms:



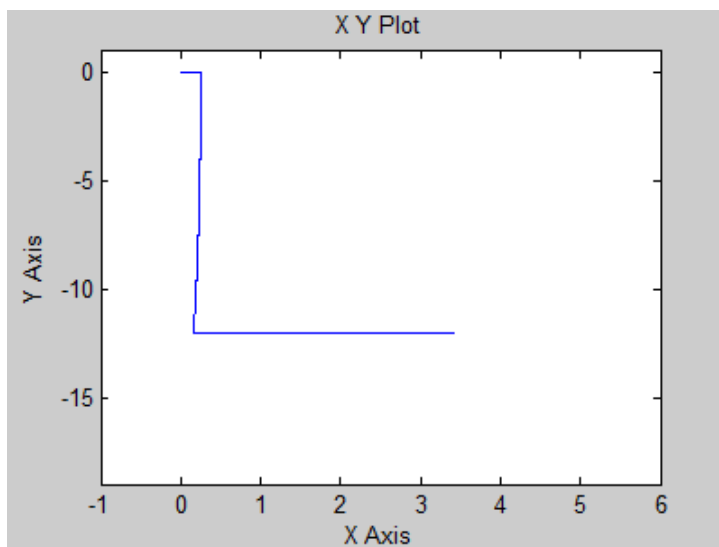
Obr. 50 Časový průběh napětí na zátěži při snížení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 5$ V v čase $t = 1$ ms

Obdobně dobrých výsledků jako při zvýšení vstupního napětí dosahuje regulace napětí na zátěži i při snížení vstupního napětí. Napětí na zátěži se opět neodchýlí od požadované hodnoty.



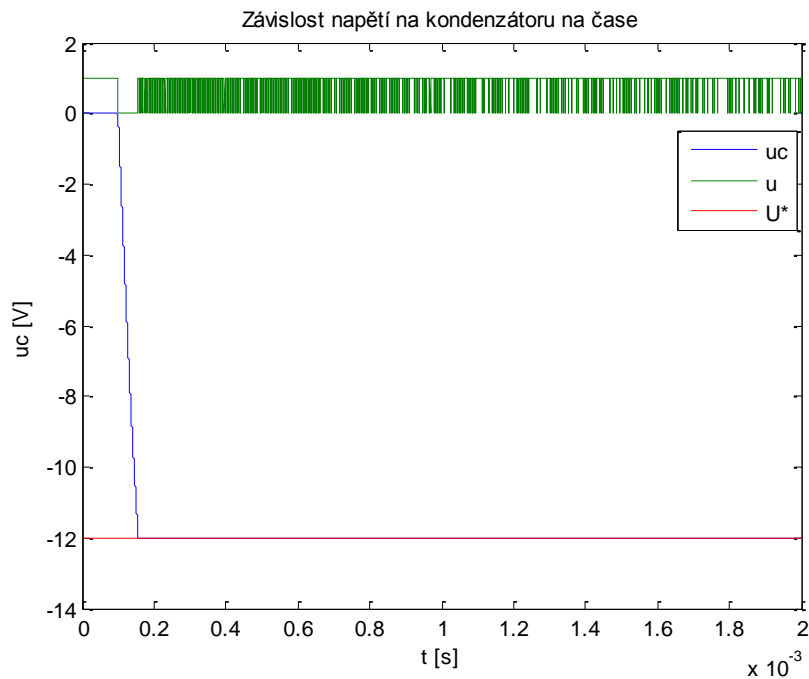
Obr. 51 Závislost proud cívky na čase při snížení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 5$ V v čase $t = 1$ ms

Rychlost přechodového děje proud protékajícího cívky při sepnutí spínače se při nižším vstupním napětí sníží a proud tak roste pomaleji.



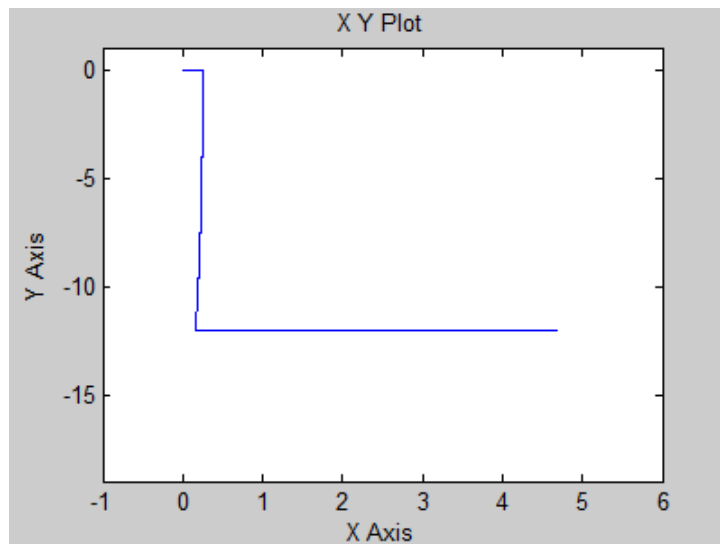
Obr. 52 Stavová rovina (osa $x - i_l$ [A], osa $y - u_c$ [V]) pro snížení vstupního napětí U o 50% z $U = 10$ V na $U = 5$ V v čase $t = 1$ ms

Zvýšení zátěže R o 50% z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$ v čase $t = 1 \text{ ms}$:



Obr. 53 Časový průběh napětí na zátěži při zvýšení zátěže R o 50% z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$ v čase $t = 1 \text{ ms}$

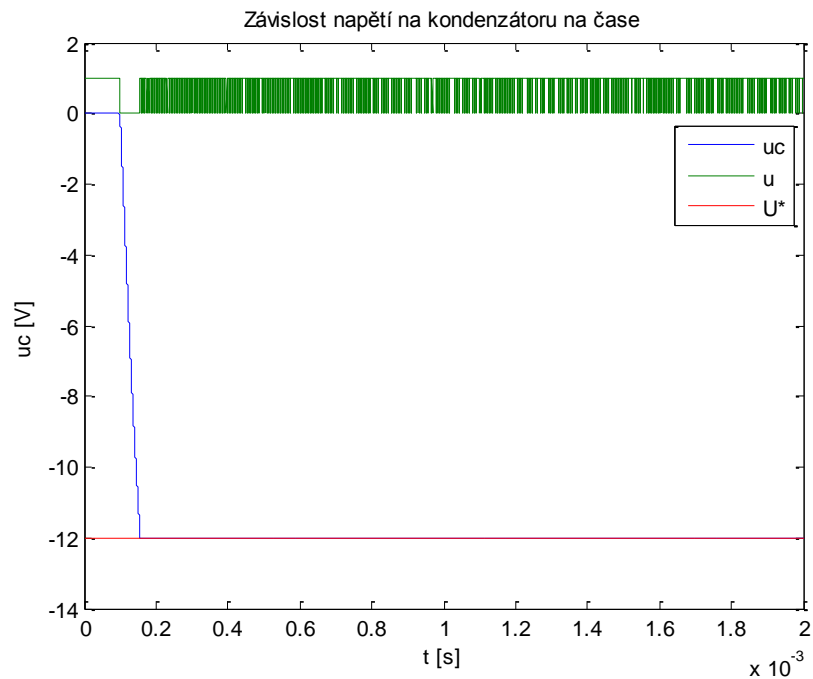
Regulátor reaguje na změnu zátěže opět velice rychle a při vysoké frekvenci spínání není na průběhu regulované veličiny patrná jakákoliv změna v obvodu.



Obr. 54 Stavová rovina (osa $x - i_L [A]$, osa $y - u_C [V]$) pro zvýšení zátěže R o 50% z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$ v čase $t = 1 \text{ ms}$

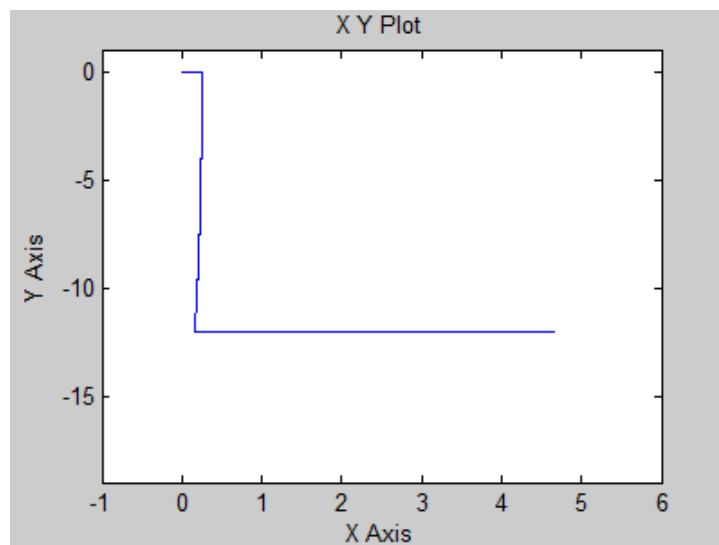
Změna velikosti zátěže nemá vliv ani na proud protékající vinutím cívky konvertoru a trajektorie systému ve stavové rovině tak po 2 ms simulace končí opět před hodnotou 5 A.

Snížení zátěže R o 50% z $R = 1000 \Omega$ na $R = 500 \Omega$ v čase $t = 1 \text{ ms}$:



Obr. 55 Časový průběh napětí na zátěži při snížení zátěže R o 50% z $R = 1000 \Omega$ na $R = 500 \Omega$ v čase $t = 1 \text{ ms}$

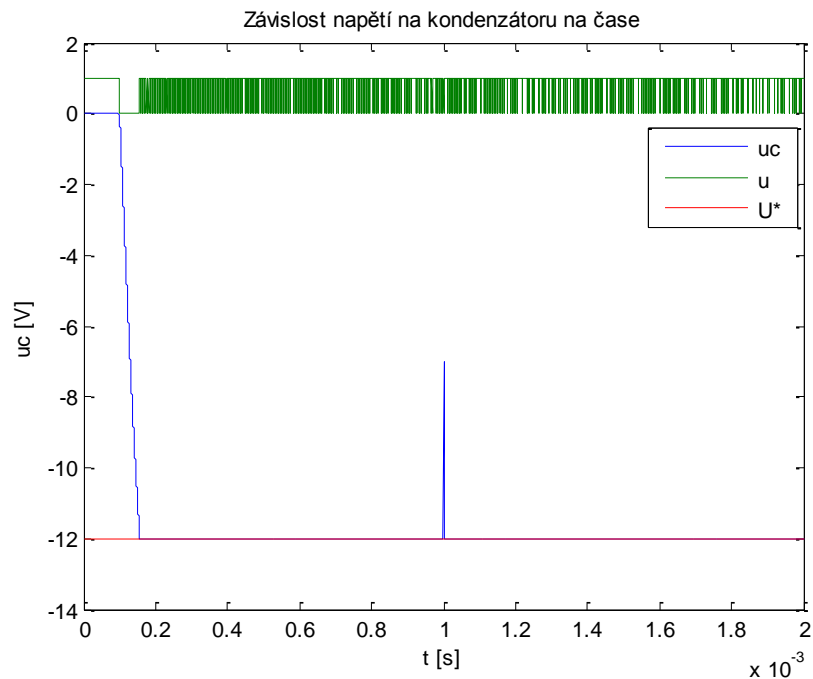
Obdobně jako zvýšení velikosti zátěže se ani její snížení na regulované veličině nijak neprojeví.



Obr. 56 Stavová rovina (osa $x - i_L [A]$, osa $y - u_C [V]$) pro snížení zátěže R o 50% z $R = 1000 \Omega$ na $R = 500 \Omega$ v čase $t = 1 \text{ ms}$

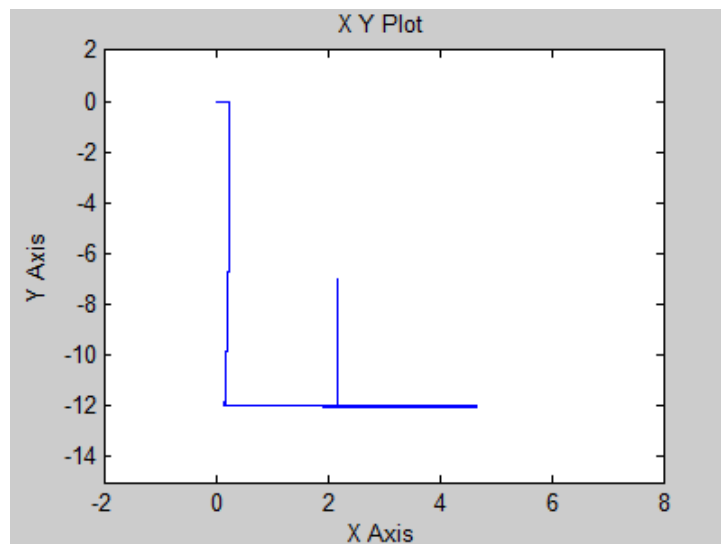
Průběhy stavových veličin jsou, jak je vidět z grafů výše, takřka totožné s průběhy, kdy ke změně velikosti zátěže nedošlo.

Působení skokové poruchy na výstup systému v čase $t = 1 \text{ ms}$ o amplitudě 5 V:



Obr. 57 Časový průběh napětí na zátěži při působení skokové poruchy na výstup systému v čase $t = 1 \text{ ms}$ o amplitudě 5 V

Odregulování poruchy působící na výstup systému je velice rychlé, regulátor reaguje změnou frekvence spínání.



Obr. 58 Stavová rovina (osa $x - i_L [A]$, osa $y - u_c [V]$) pro působení skokové poruchy na výstup systému v čase $t = 1 \text{ ms}$ o amplitudě 5 V

V grafech průběhů proudu i_L výše, případně na grafech stavových rovin konvertoru je vidět zdánlivě lineární růst proudu po celou dobu simulace. Za daných ideálních podmínek by proud mohl růst po celou dobu provozu. To je způsobené rozdílnou dobou sepnutí a rozepnutí spínače a nestabilitou rovnovážného bodu systému. Zatímco pokud je napětí na zátěži nižší než požadovaná hodnota, stačí na krátkou dobu rozepnout spínač a proud cívku nabije kondenzátor během krátké chvíle (rychlost nabíjení je závislá na velikosti proudu), při napětím

na zátěži vyšším než je požadovaná hodnota musí být spínač sepnutý déle, protože rychlost vybíjení kondenzátoru je menší. Proud při rozepnutí spínače klesá, zatímco při sepnutí spínače roste. Spínač S je ovšem déle sepnutý než rozepnutý.

Nekonečně rostoucí proud v obvodu může být ale problém. Vysoký proud může poškodit součástky a proto je vhodné před takovým proudem součástky chránit. V reálném případě je ale takový průběh veličiny i_L nemožný. Výše uvedený matematický model DC-DC konvertoru neuvažuje nenulové vnitřní odpory součástek obvodu a při sepnutí spínače tak proud neustále lineárně roste. Při započítání vnitřního odporu spínače, napěťové zdroje a vinutí cívky ovšem proud roste exponenciálně a nikdy nepřekročí asymptotu v bodě rovnováhy. Odvození matematického popisu reálného modelu DC-DC konvertoru a simulace chování jsou uvedeny níže v kapitole 5.

4.2.5 Regulace proudu cívkou DC-DC konvertoru pomocí regulátoru s klouzavým režimem

V některých situacích je nutné řídit proud v obvodu, v případě takového řízení druhé stavové proměnné se žádá neměnný proud cívkou o velikosti požadované hodnoty. Rovnici přepínací přímky a ekvivalentního řízení lze opět jednoduše získat z rovnic (21) a (22) dosazením $k_2 = 0$.

$$\text{Přepínací přímka: } S(x) = k_1(x_1 - I^*) \quad (38)$$

$$\text{Ekvivalentní řízení: } u_{eq} = -\frac{x_2}{U - x_2} \quad (39)$$

Dosazením ekvivalentního řízení (39) do rovnic (5) a (6) umožní najít bod rovnováhy systému.

Dosazení (39) za u do rovnice (6):

$$\frac{du_C(t)}{dt} = -(1 - u) \frac{i_L(t)}{C} - \frac{u_C(t)}{RC} = -\left(1 + \frac{u_C(t)}{U - u_C(t)}\right) \frac{i_L(t)}{C} - \frac{u_C(t)}{RC} = -\frac{u_C(t)}{RC} - \frac{U i_L(t)}{C(U - u_C(t))} \quad (40)$$

V klouzavém režimu platí $S(x) = (i_L - I^*) = 0$ a lze tedy dosadit I^* za i_L do rovnice (40):

$$\frac{du_C(t)}{dt} = -\frac{u_C(t)}{RC} - \frac{U I^*}{C(U - u_C(t))} \quad (41)$$

Rovnovážný bod pak lze získat dosazením $\frac{du_C(t)}{dt} = 0$ do rovnice (41):

$$0 = -\frac{u_C(t)}{RC} - \frac{U I^*}{C(U - u_C(t))} \quad (42)$$

Úpravou rovnice (42) získáme hodnotu napětí v rovnovážném stavu:

$$u_C = \frac{U - \sqrt{U^2 + 4RUI^*}}{2} \quad (43)$$

Dosazením ekvivalentního řízení (39) do rovnice (5):

$$\frac{di_L(t)}{dt} = u \frac{U}{L} + (1 - u) \frac{u_C(t)}{L} = -\frac{u_C(t)}{U - u_C(t)} \frac{U}{L} + \left(1 + \frac{u_C(t)}{U - u_C(t)}\right) \frac{u_C(t)}{L} = 0 \quad (44)$$

Analýza stability rovnovážného bodu ukazuje, že se jedná o stabilní bod rovnováhy systému:

Rozvojem rovnice (41) v Taylorovu řadu prvního stupně:

$$\frac{du_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} - \frac{I^*U}{C} \frac{1}{(U-u_C)^2} \Delta u_C \quad (45)$$

Kde Δu_C odchylku napětí na zátěži od rovnovážného stavu.

Dosažením rovnovážného stavu (43) do (45) získáváme:

$$-\frac{1}{RC} - \frac{I^*U}{C} \frac{1}{(U-u_C)^2} \Delta u_C = -\frac{1}{RC} - \frac{I^*U}{C} \frac{1}{\left(U - \frac{U - \sqrt{U^2 + 4RUI^*}}{2}\right)^2} \Delta u_C \quad (46)$$

Při $R > 0$, $C > 0$, $I^* > 0$, $U > 0$ pak:

$$-\frac{1}{RC} - \frac{I^*U}{C} \frac{1}{\left(U - \frac{U - \sqrt{U^2 + 4RUI^*}}{2}\right)^2} \Delta u_C < 0 \quad (47)$$

A rovnovážný bod je tedy stabilní.

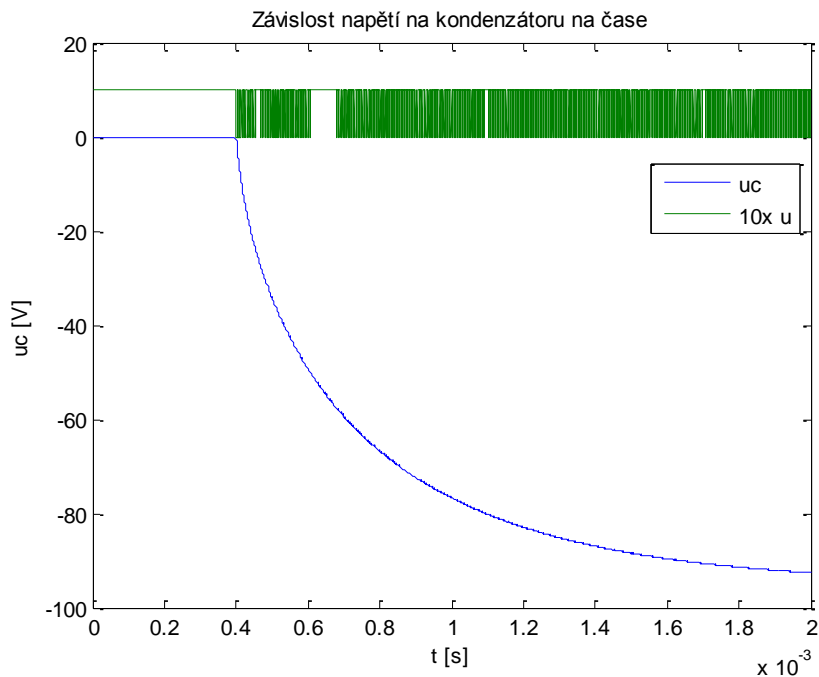
Nelineární řízení je možné charakterizovat opět jako modifikovanou funkci signum.

$$\text{Nelineární řízení: } u_n = k_3 \cdot \frac{(\text{sign}(S)+1)}{2}$$

4.2.5.1 Simulace řízení proudu procházejícího cívkou DC-DC konvertoru pomocí regulátoru s klouzavým režimem

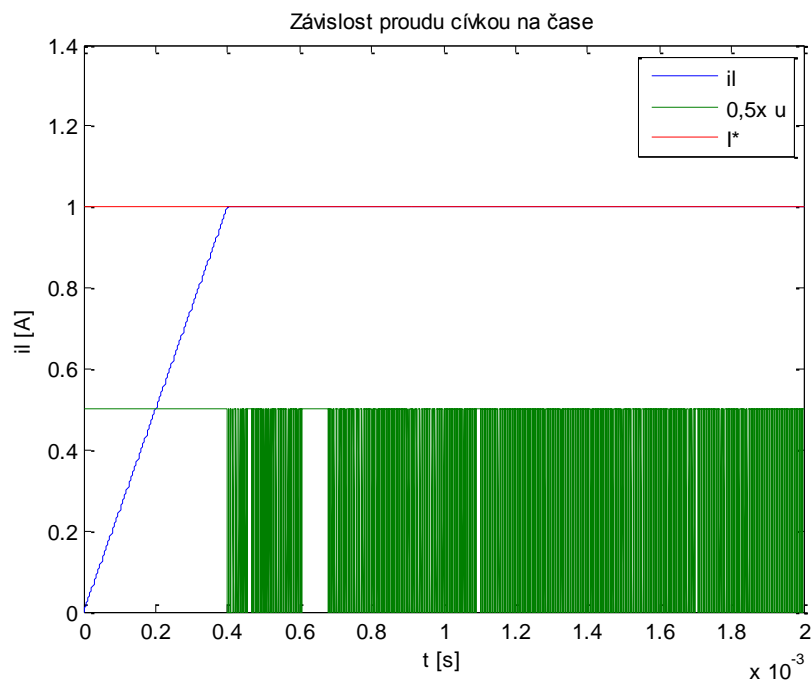
Řízení proudu cívkou je oproti řízení napětí na zátěži snazší. Nevyžaduje totiž nenulové počáteční podmínky, ani žádné heuristické řízení, pro dosažení přepínací hladiny. Stačí tedy pouze nelineární řízení ve tvaru (37). To totiž v případě že $k_1 < 0$ říká, že při proudu nižším, než požadovaná hodnota bude spínač sepnutý a proud cívkou bude růst a směřovat k požadované hodnotě. Řízení proudu cívkou pomocí regulátoru s klouzavým režimem a reakce průběhů stavových veličin na změny parametrů systému a požadované hodnoty jsou zobrazeny na obr. 59 – 79. Akční veličina u je na obrázcích 59 – 79 násobena vhodnou konstantou tak, aby se nepřekrývala s průběhem stavové proměnné, případně aby bylo patrné spínání řídicího systému DC-DC konvertoru.

Počáteční podmínky $i_L(0) = 0 \text{ A}$, $u_C(0) = 0 \text{ V}$, požadovaná hodnota $i_L = 1 \text{ A}$:



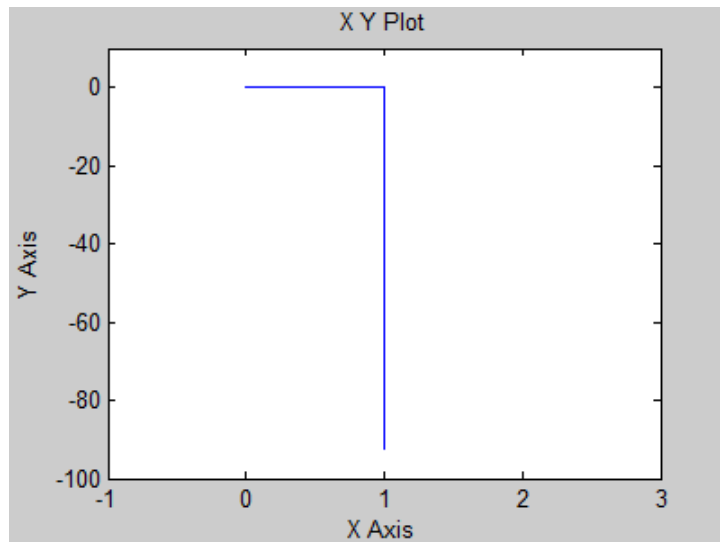
Obr. 59 Časová závislost napětí na zátěži

Napětí na zátěži postupně exponenciálně roste až k hodnotě rovnovážného bodu s hodnotou $u_C = -95\text{V}$.



Obr. 60 Časový průběh proudu cívkou

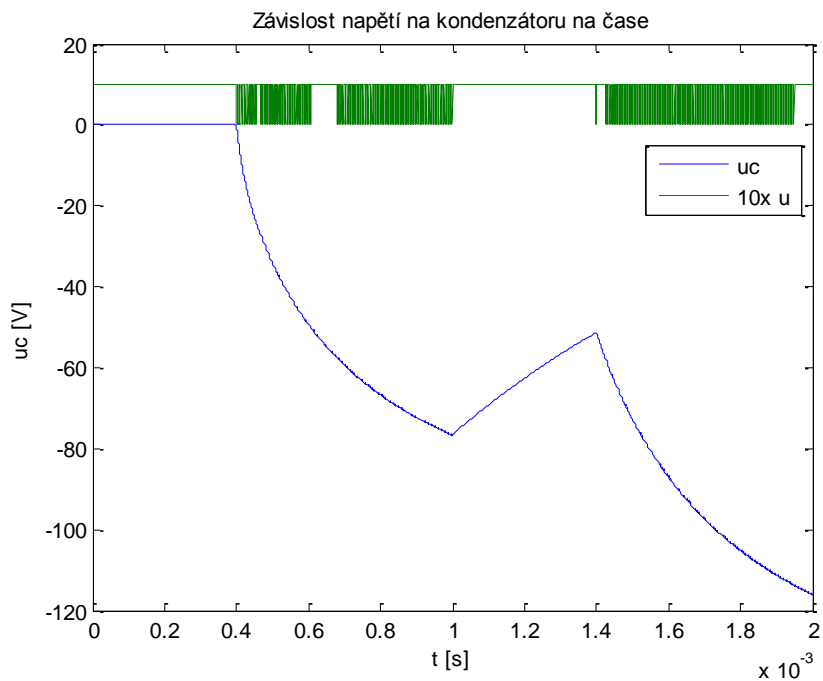
I za nulových počátečních podmínek regulovaná veličina dosáhne požadované hodnoty. Na začátku simulace je spínač sepnut a proud roste až do dosažení požadované hodnoty, pak nastává klouzavý režim.



Obr. 61 Stavová rovina (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_C$ [V])

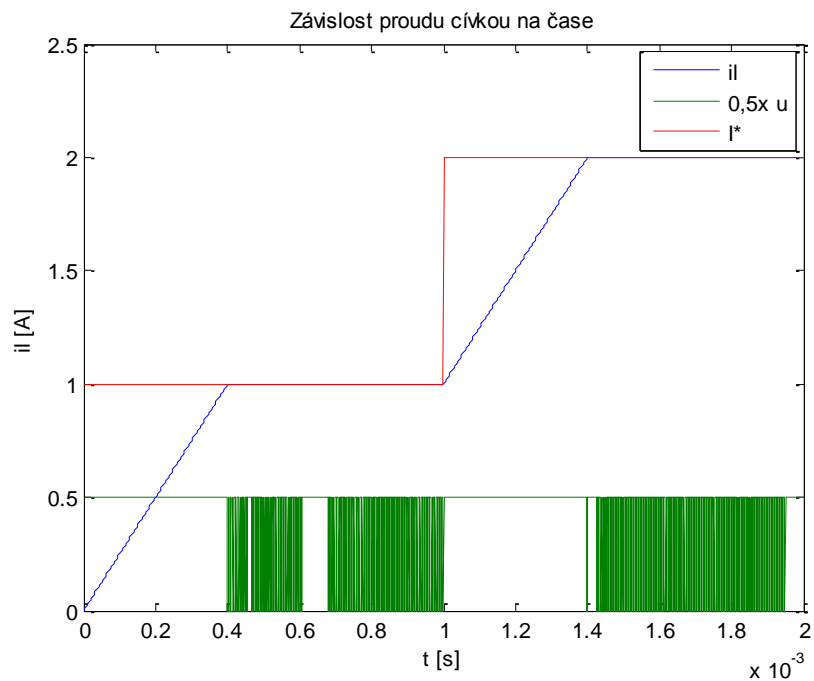
Trajektorie systému se časem ustálí v rovnovážném bodě.

Změna požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A:



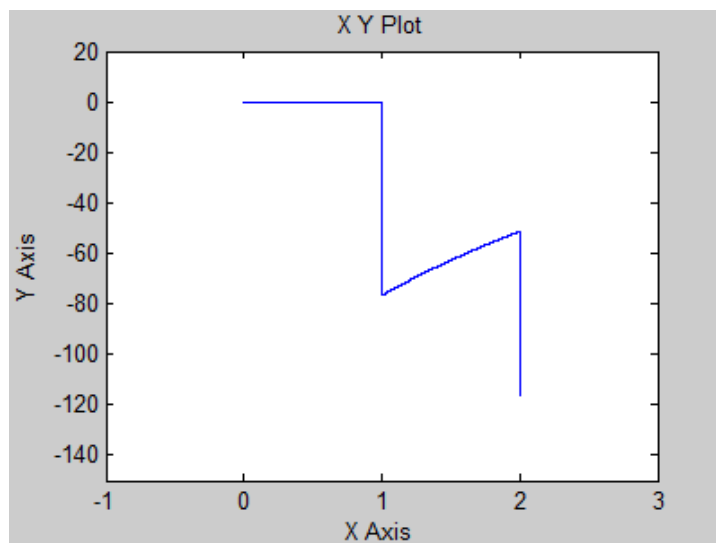
Obr. 62 Časová závislost napětí na zátěži při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A

Změna požadované hodnoty posune bod rovnováhy, napětí na zátěži se ustálí na hodnotě $u_C = -137$ V.



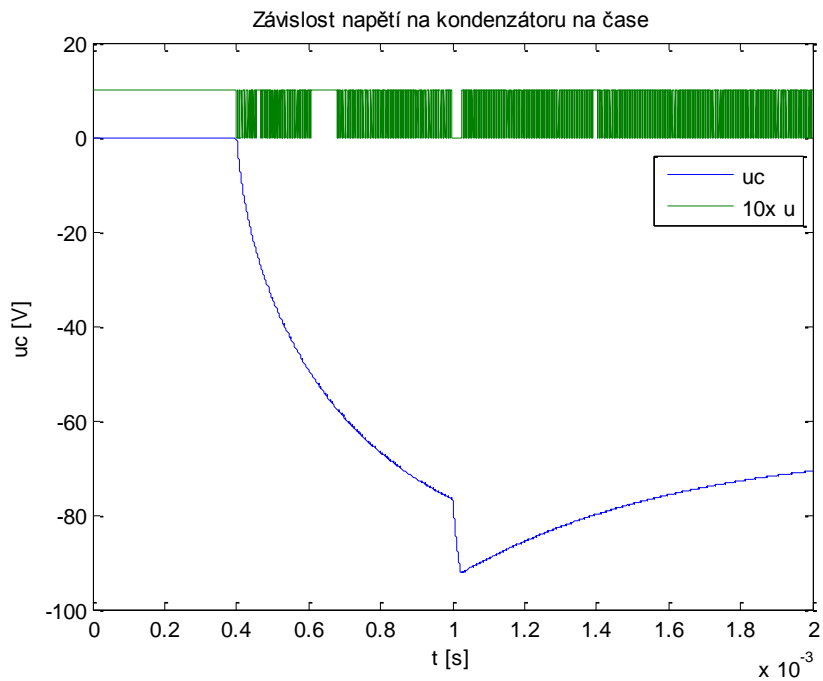
Obr. 63 Časový průběh proudu cívky při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A

Při zvýšení požadované hodnoty proudu na cívce bude spínač sepnut a proud opět lineárně poroste až do dosažení nové referenční hodnoty.



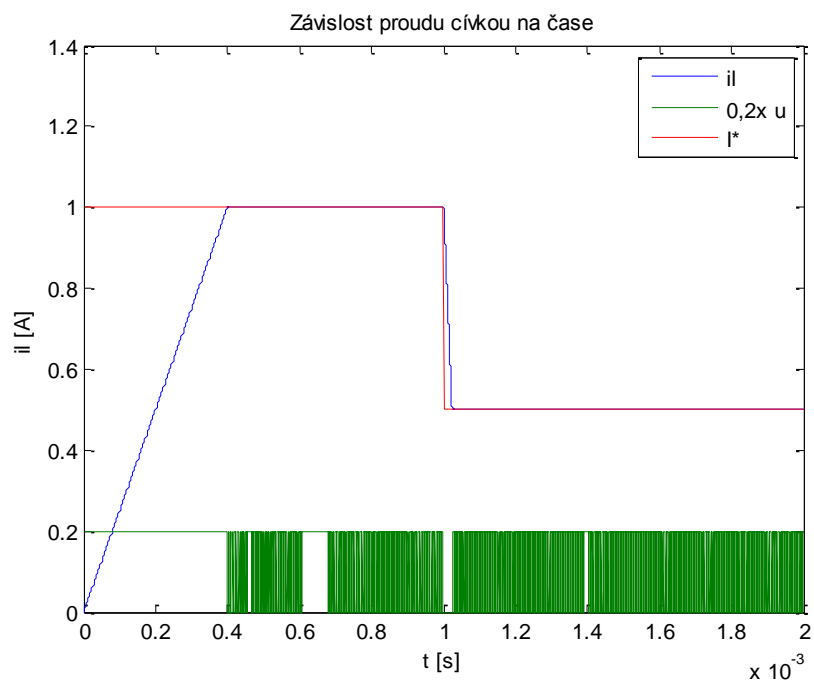
Obr. 64 Stavová rovina (osa $x - i_l$ [A], osa $y - u_c$ [V]) při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A

Změna požadované hodnoty v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $I^* = 1 \text{ A}$ na $I^* = 0,5 \text{ A}$:

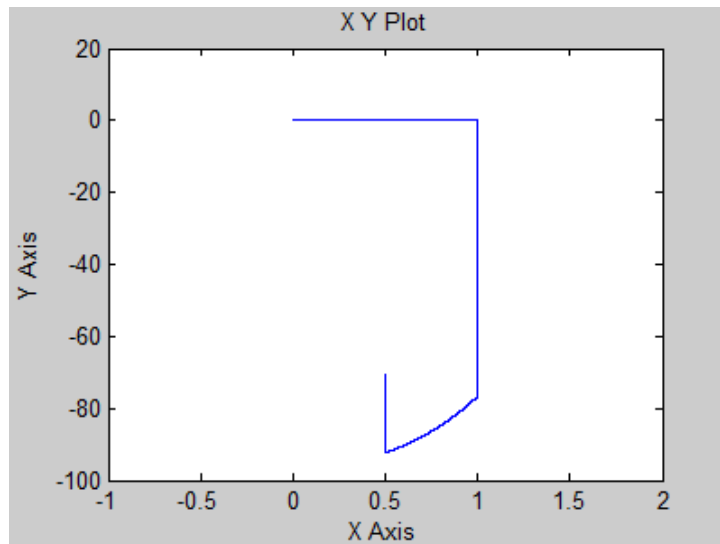


Obr. 65 Časová závislost napětí na zátěži při změně požadované hodnoty v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $I^* = 1 \text{ A}$ na $I^* = 0,5 \text{ A}$

Snížení požadovaného proudu povede opět i ke snížení rovnovážného napětí na zátěži.

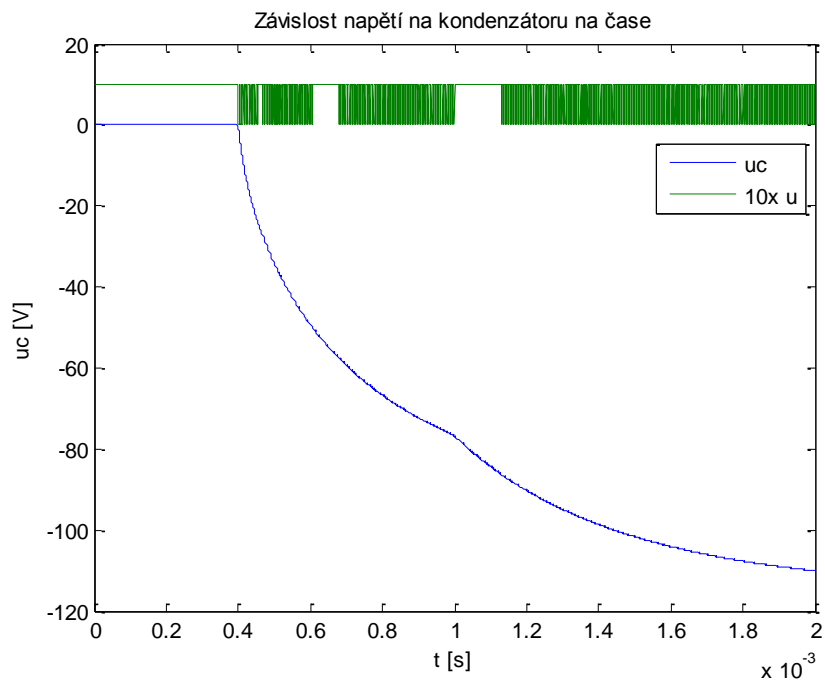


Obr. 66 Časový průběh proudu cívkou při změně požadované hodnoty v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $I^* = 1 \text{ A}$ na $I^* = 0,5 \text{ A}$



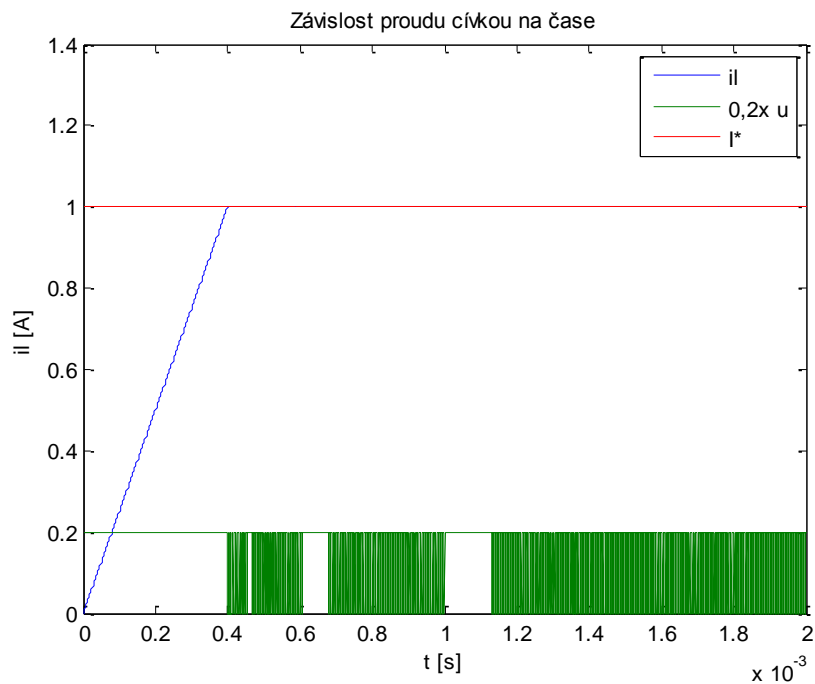
Obr. 67 Stavová rovina (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_C$ [V]) při změně požadované hodnoty v čase $t = 1$ ms z $I^* = 1$ A na $I^* = 2$ A

Změna vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 15$ V:



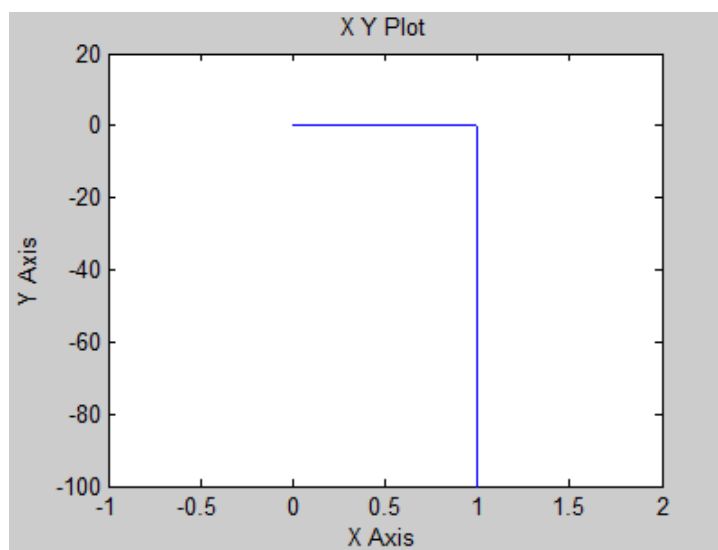
Obr. 68 Časová závislost napětí na zátěži při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 15$ V

Zvýšení vstupního napětí způsobí větší nárůst napětí na zátěži a posune bod rovnováhy systému.



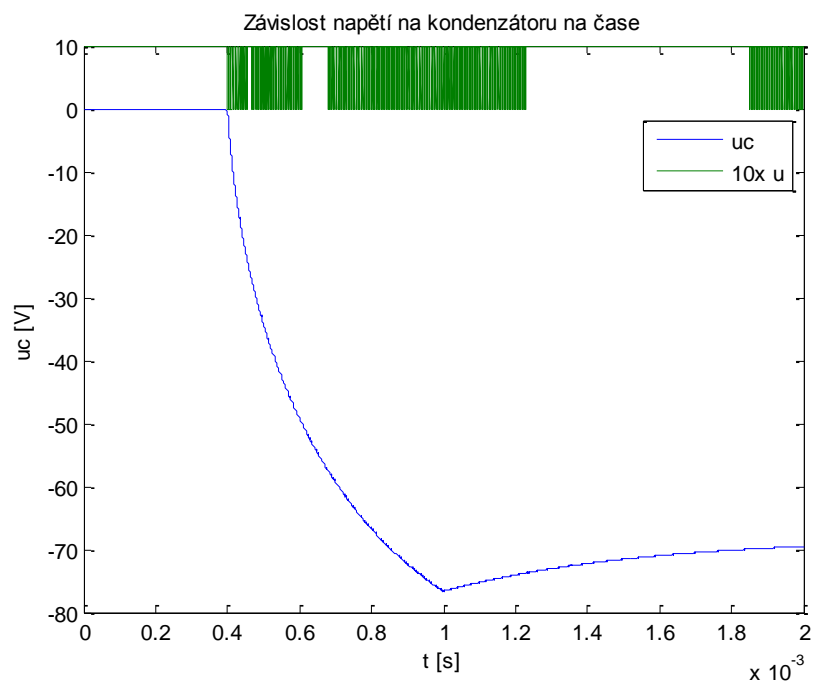
Obr. 69 Časový průběh proudu cívky při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 15$ V

Díky vysoké frekvenci spínání se regulace přizpůsobí změně napájecího napětí téměř okamžitě.



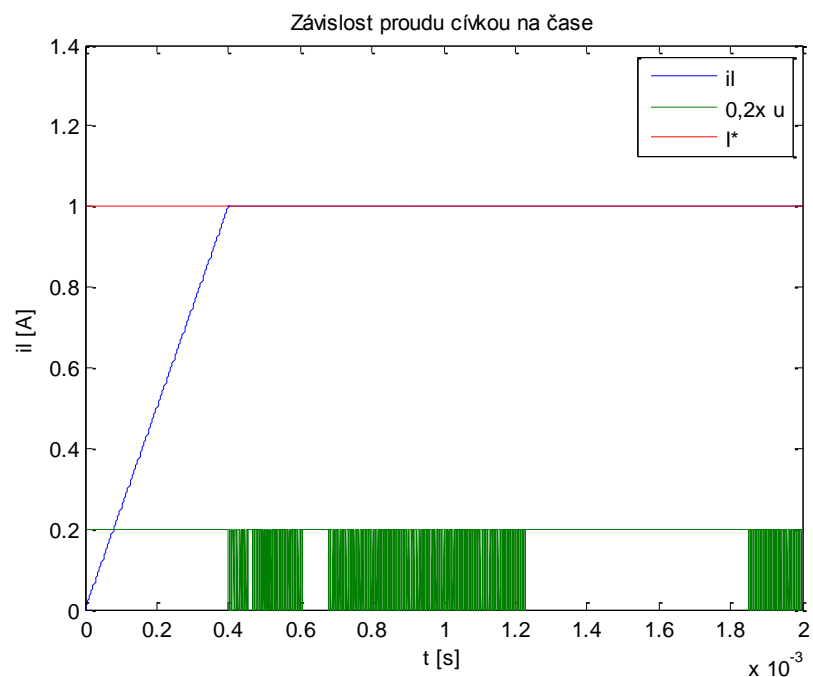
Obr. 70 Stavová rovina (osa $x - i_l$ [A], osa $y - u_c$ [V]) při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 15$ V

Změna vstupního napětí v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $U = 10 \text{ V}$ na $U = 5 \text{ V}$:



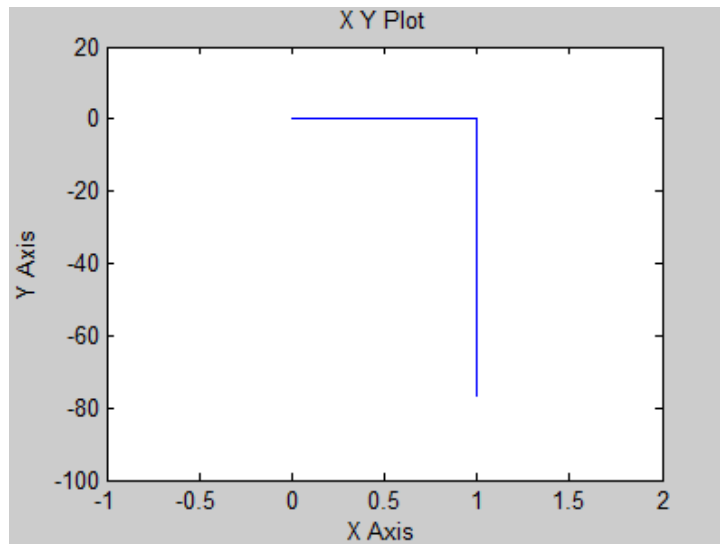
Obr. 71 Časová závislost napětí na zátěži při změně vstupního napětí v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $U = 10 \text{ V}$ na $U = 5 \text{ V}$

Snížení napájecího napětí způsobí snížení rovnovážného napětí na zátěži.



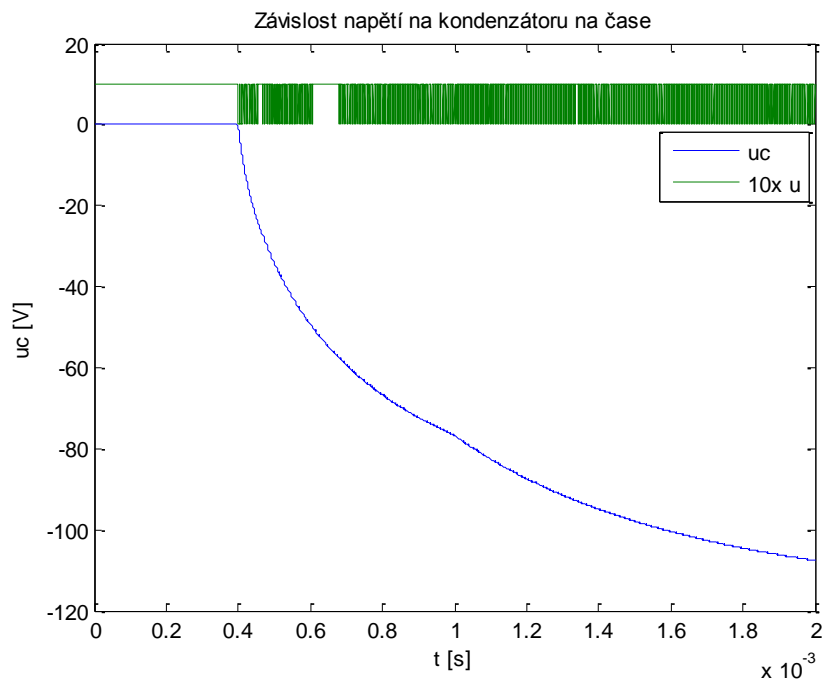
Obr. 72 Časový průběh proudu cívkou při změně vstupního napětí v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $U = 10 \text{ V}$ na $U = 5 \text{ V}$

Na proudu cívkou se změna vstupního napětí při regulaci neprojeví.

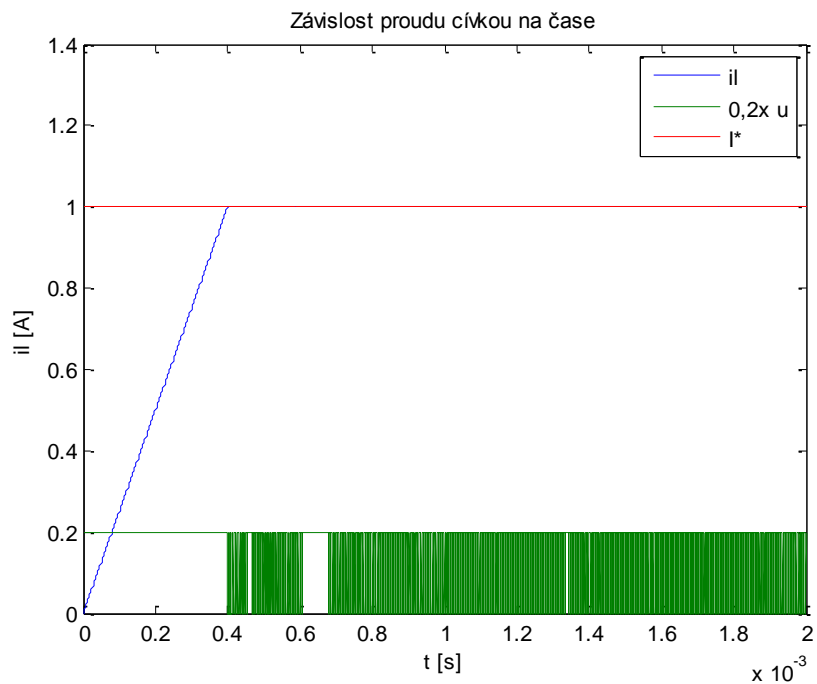


Obr. 73 Stavová rovina (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_C$ [V]) při změně vstupního napětí v čase $t = 1$ ms z $U = 10$ V na $U = 5$ V

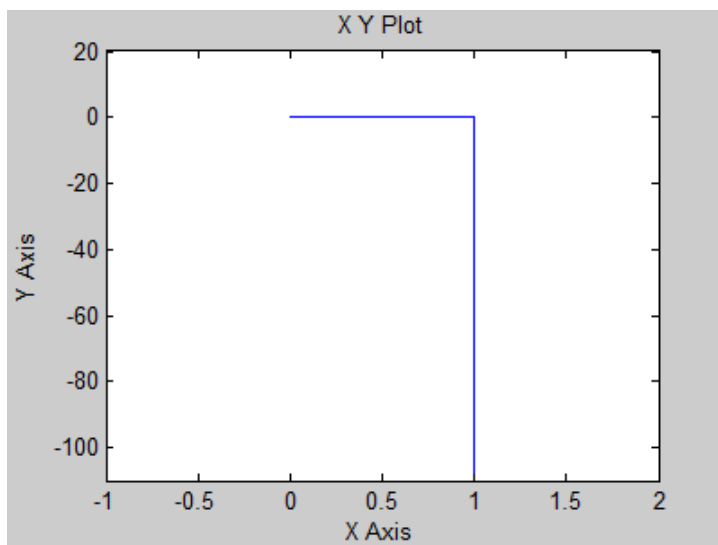
Změna velikosti zátěže v čase $t = 1$ ms z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$:



Obr. 74 Časová závislost napětí na zátěži při změně velikosti zátěže v čase $t = 1$ ms z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$

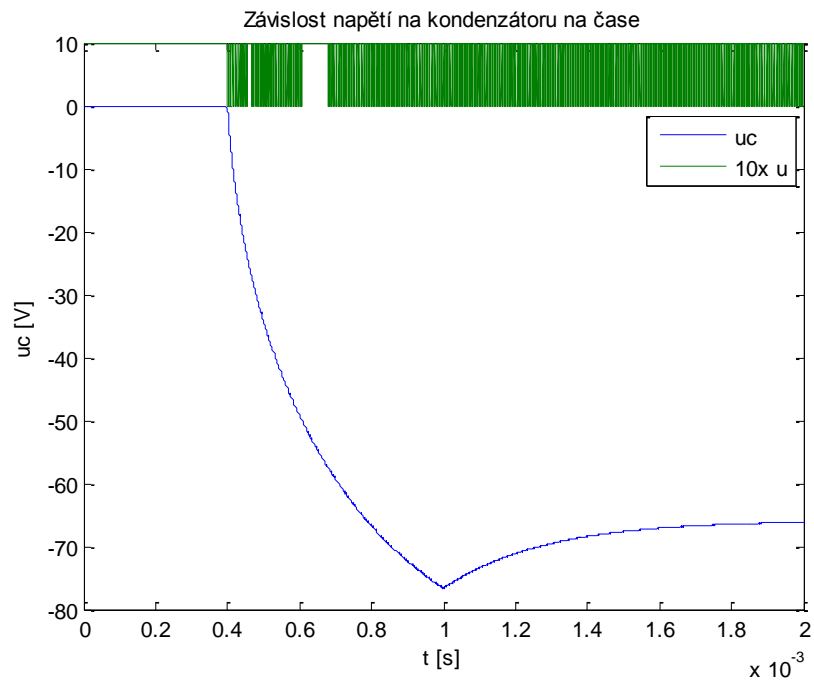


Obr. 75 Časový průběh proudu cívky při změně velikosti zátěže v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$

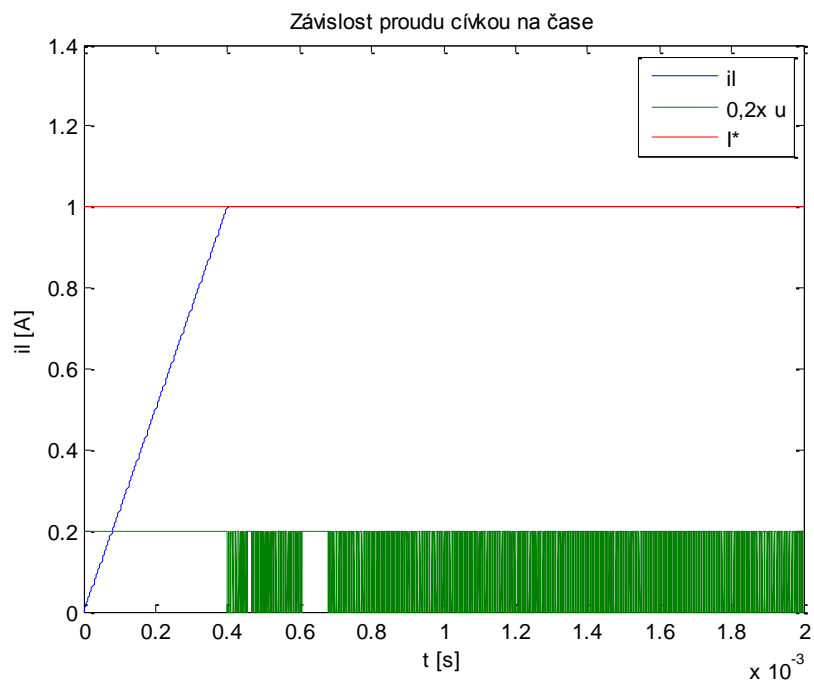


Obr. 76 Stavová rovina (osa $x - i_l$ [A], osa $y - u_c$ [V]) při změně velikosti zátěže v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$

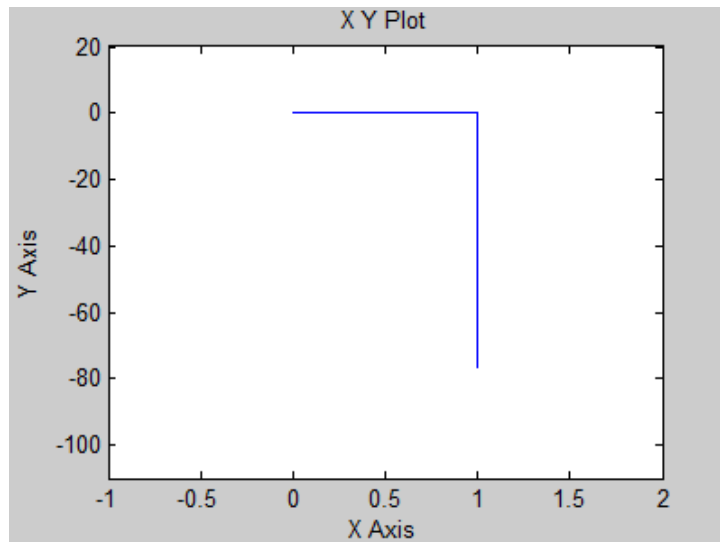
Změna zátěže v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $R = 1000 \Omega$ na $R = 500 \Omega$



Obr. 77 Časová závislost napětí na zátěži při změně velikosti zátěže v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $R = 1000 \Omega$ na $R = 500 \Omega$



Obr. 78 Časový průběh proudu cívkou při změně velikosti zátěže v čase $t = 1 \text{ ms}$ z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$



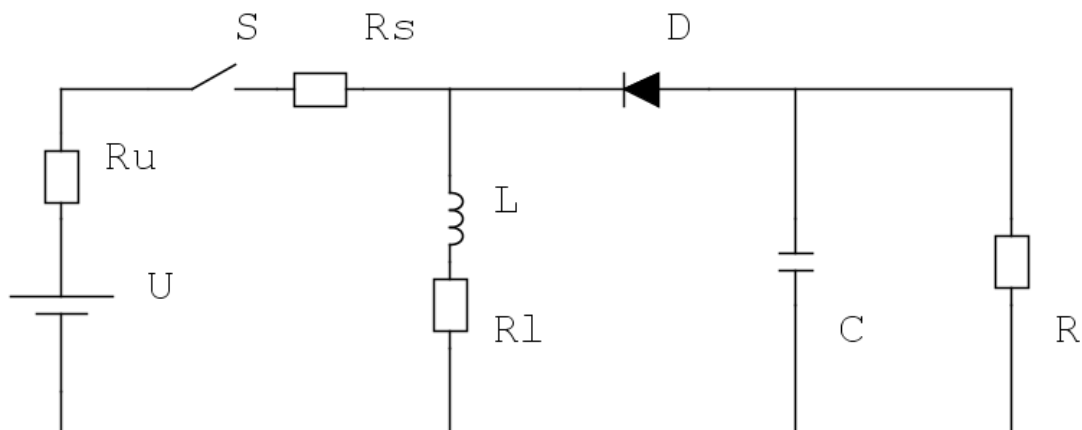
Obr. 79 Stavová rovina (osa $x - i_L$ [A], osa $y - u_c$ [V]) při změně velikosti zátěže v čase $t = 1$ ms z $R = 1000 \Omega$ na $R = 1500 \Omega$

Regulace proudu cívkou i_L pomocí regulátoru s klouzavým režimem vykazuje podobně dobré výsledky jako regulace napětí na zátěži. Změny požadované hodnoty proudu, zátěže resp. vstupního napětí jsou ve výsledcích efektivně potlačeny a projeví se pouze na změně rovnovážného stavu systému.

V praxi se ale obvykle vyžaduje regulace napětí se současným proudovým omezením. Vzhledem k nestabilitě rovnovážného stavu (32) z kapitoly 4.2.4. je to obtížné realizovat. Odvodíme proto matematický popis reálného DC-DC konvertoru a ukážeme, že v případě reálných vlastností součástek je proud v obvodu omezen jejich vnitřním odporem.

5 Reálný buck-boost DC-DC konvertor

V kapitole 3. jsme odvodili matematický model ideálního buck-boost DC-DC konvertoru bez vnitřních odporů součástek. V této kapitole se je pokusíme zahrnout a aplikovat řízení na takový model. Upravené schéma DC-DC konvertoru je na obrázku 80.



Obr. 80 Schéma reálného DC-DC konvertoru

Vnitřní odpory součástek v obvodu ovlivňují dynamické rovnice konvertoru i regulované veličiny. Proud při řízení napětí po sepnutí spínače poroste exponenciálně a bude konvergovat k, díky odporům součástek, stabilnímu rovnovážnému stavu.

5.1 Matematický model reálného DC-DC konvertoru

Aplikací Kirchhoffových zákonů lze odvodit matematický model systému

Pro sepnutý spínač ($u = 1$) platí:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = U - R_U i_L(t) - R_S i_L(t) - R_L i_L(t) \quad (48)$$

$$-\frac{u_R(t)}{R} = C \frac{du_C(t)}{dt}$$

Pro rozepnutý spínač ($u = 0$) platí:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = u_C(t) - R_L i_L(t) \quad (49)$$

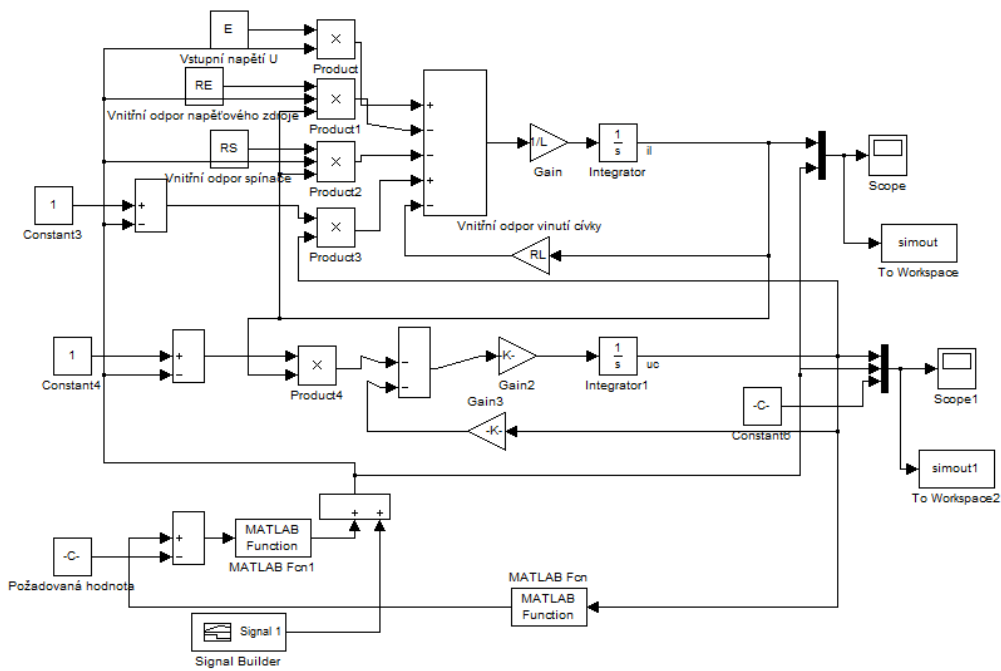
$$C \frac{du_C(t)}{dt} = -i_L(t) - \frac{u_C(t)}{R}$$

Po sjednocení rovnic:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u(U - R_U i_L(t) - R_S i_L(t)) + (1-u)u_C(t) - R_L i_L(t)}{L} \quad (50)$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = -(1-u) \frac{i_L(t)}{C} - \frac{u_C(t)}{RC}$$

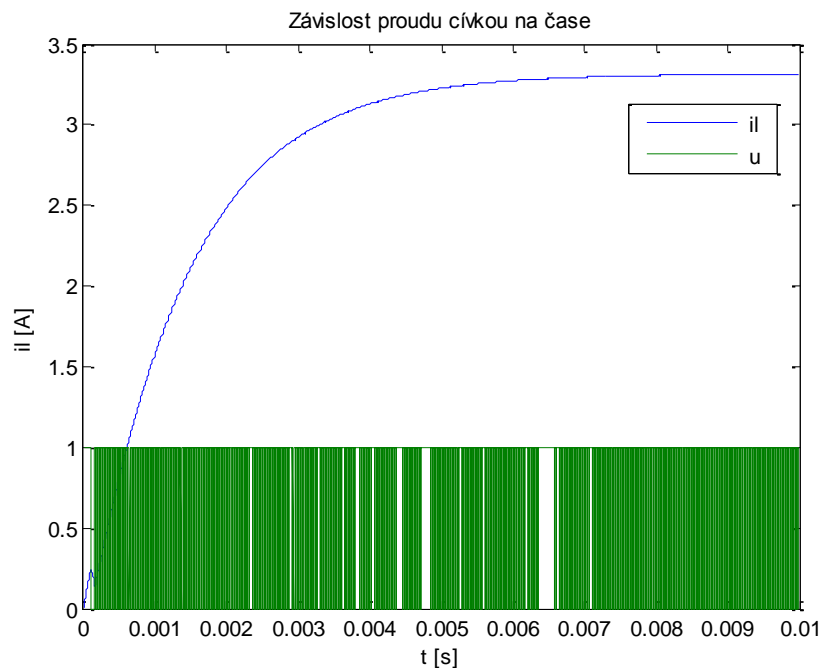
Schéma zapojení odvozeného matematického modelu i s řízením ve tvaru (22) v simulinku je na obrázku 81.



Obr. 81 Schéma DC-DC konvertoru a zpětnovazebního spínacího řízení

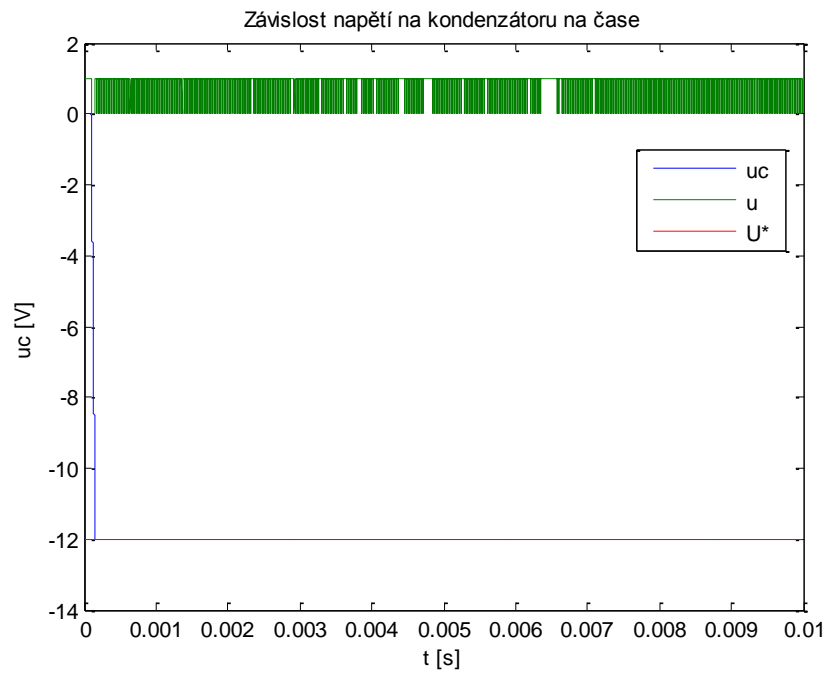
5.2 Simulace řízení napětí na zátěži reálného DC-DC konvertoru typu buck-boost

Požadovaná hodnota $U^* = 12 \text{ V}$, vnitřní odpory součástek jsou $R_S = 1 \Omega$, $R_U = 1 \Omega$ a $R_L = 1 \Omega$.



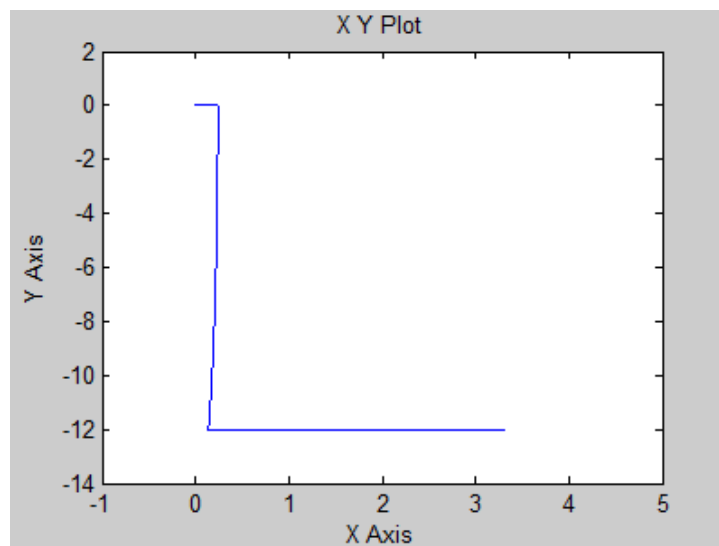
Obr. 82 Časová závislost proudu cívkou reálného DC-DC konvertoru při hodnotách $R_S = 1 \Omega$, $R_U = 1 \Omega$ a $R_L = 1 \Omega$

Je patrné, že zavedením vnitřních odporů součástek bude proud v obvodu omezený a nepřesáhne hodnotu 3,5 A. Součástkám v obvodu tak nehrozí poškození.



Obr. 83 Průběh napětí na kondenzátoru reálného DC-DC konvertoru v čase pro hodnoty $R_S = 1 \Omega$, $R_U = 1 \Omega$ a $R_L = 1 \Omega$

Napětí na zátěži je regulováno se stejnou přesností jako u ideálního modelu konvertoru.



Obr. 84 Stavová rovina reálného DC-DC konvertoru (osa $x - i_L [A]$, osa $y - u_C [V]$) pro hodnoty $R_S = 1 \Omega$, $R_U = 1 \Omega$ a $R_L = 1 \Omega$

Pohyb systému ve stavové rovině postupně konverguje do rovnovážného stavu.

6 Závěr

Bakalářská práce popisuje odvození matematického modelu ideálního DC-DC konvertoru typu buck-boost, implementaci regulátoru využívajícího pulzní šířkovou modulaci a regulátoru s klouzavým režimem, rozebírá a porovnává výsledky simulace řízení v MATLAB/Simulink.

Při porovnání výsledků řízení napětí pomocí regulátoru s PWM a regulátoru s klouzavým režimem je vidět, že pomocí regulátoru s klouzavým režimem dosahujeme lepších výsledků. Reakce systému na změny parametrů, zátěže nebo poruchu je rychlejší a řízení na požadovanou hodnotu přesnější. Metoda však vyžaduje spínač schopný pracovat na velmi vysoké spínací frekvenci.

Vyšší frekvencí spínání lze dosáhnout lepších výsledků i při řízení konvertoru regulátorem s PWM. Odregulování poruch a přesnost regulace přesto nebudou tak rychlé a přesné jako při využití klouzavého režimu.

Ve výsledcích simulace řízení napětí v kapitole 4 je vidět, že konvertor není navržen dobře. Rovnovážný stav systému není stabilní, jak je odvozeno v téže kapitole, a proud v obvodu roste až k hodnotám, kde by mohl vážně poškodit součástky. V kapitole 5. při uvažování některých dříve zanedbaných veličin, v odvození matematického popisu a simulaci chování reálného DC-DC konvertoru je však vidět, že rovnovážný stav systému je stabilní, proud v systému nepřekročí vysoké hodnoty a měnič tak v praxi může být využitý.

V práci je kladen důraz na robustnost řízení s klouzavým režimem. Jsou uvedeny grafy průběhů stavových veličin při změnách velikosti impedance zátěže, požadovaných hodnot stavových veličin, změnách velikosti napájecího napětí či působení skokových poruch na výstup systému. Regulátor s klouzavým režimem ve všech případech zajišťuje velice uspokojivé výsledky z hlediska přesnosti i rychlosti regulace.

Literatura

- [1] *Wikipedie, otevřená encyklopedie*. Poslední revize 8.3.2013. Dostupné na: http://cs.wikipedia.org/wiki/M%C4%9Bni%C4%8D_nap%C4%9Bt%C3%AD
- [2] *Wikipedie, otevřená encyklopedie*. Poslední revize 23.3.2013. Dostupné na: http://cs.wikipedia.org/wiki/DC-DC_m%C4%9Bni%C4%8D
- [3] CERVANTES, I.; PEREZ-PINAL, F.J.; MENDOZA-TORRES, A. *Renewable Energy: Hybrid Control of DC-DC Power Converters*. San Luis Potosi, 2009. 20 s. Odborný článek. National Polytechnic Institute. Institute for Scientific and Technological Research of San Luis Potosi. Applied Mathematics Division.
- [4] GULDEMIR, H. *Modeling and Sliding Mode Control of Dc-Dc Buck-Boost Converter*. Elazig, 2011. 6 s. Odborný článek. University of Firat.
- [5] KOPECKÝ, L. *Zvyšující DC-DC měnič*. 2007. Dostupné na: <http://free-energy.webpark.cz/simulace/boost-conv.pdf>
- [6] MELICHAR, J. *Lineární systémy 2*. Plzeň, 2011. 117 s. Učební text. Západočeská univerzita. Fakulta aplikovaných věd.
- [7] ADÁMEK, P. *Klasické i moderní řízení spínaných měničů*. Praha, 2011. 41 s. Bakalářská práce. České vysoké učení technické v Praze. Fakulta elektrotechnická. Dostupné na: http://support.dce.felk.cvut.cz/mediawiki/images/f/f0/Bp_2011_adamek_petr.pdf
- [8] VÍTEČEK. *Robustní algoritmy vycházející z Ljapunovovy funkce*. 1991. Dostupné na: http://www.352.vsb.cz/uc_texty/Agregace/stranky/ljapunov.htm
- [9] KREJČÍ, A. *Pokročilé techniky řízení pohybu pro mechatronické aplikace*. Plzeň, 2012. 115 s. Diplomová práce. Západočeská univerzita. Fakulta aplikovaných věd. Dostupné na: https://otik.uk.zcu.cz/xmlui/bitstream/handle/11025/2647/DP_Alois_Krejci_A10N0142P.pdf?sequence=1
- [10] SCHLEGEL, M. *Reléová zpětná vazba*. Plzeň, 2005. 9 s. Doplňující text k předmětu PS. Západočeská univerzita. Fakulta aplikovaných věd.
- [11] ŠOLC, F.; VÁCLAVEK, P.; VAVŘÍN, P. *Řízení a regulace II: Analýza a řízení nelineárních systémů*. Brno, 2004. 135 s. Učební text. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Dostupné na: http://www.kubecka.info/download/Regulace_a_rizeni_2_S.pdf
- [12] MARTINEZ-SALAMERO, L.; CID-PASTOR, A.; EL AROUDI, A.; GIRAL, R.; CALVENTE, J.; RUIZ-MAGAZ, G. *Sliding Mode Control of DC-DC Switching Converters*. Tarragona, 2011. 7 s. Odborný článek. Universitat Rovira i Virgili.