

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Dvouhodnotové řízení speciálního výkonového měniče pro generování
budících kmitů**

vedoucí práce: Ing. Jan Majorszký

2012

autor: Jakub Vaněk

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2011/2012

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jakub VANĚK**
Osobní číslo: **E10B0647P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**
Název tématu: **Dvouhodnotové řízení speciálního výkonového měniče pro generování budících kmitů**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :


1. Sestavení simulačního modelu měniče.
2. Analýza regulačních struktur.
3. Simulace.
4. Zhodnocení zjištěných výsledků.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího
Rozsah pracovní zprávy: 20 - 30 stran
Forma zpracování bakalářské práce: tištěná/elektronická
Seznam odborné literatury:

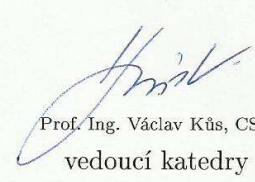
1. Vondrášek, F.: Výkonová elektronika - svazek III. Skriptum ZČU Plzeň, 2003

Vedoucí bakalářské práce: Ing. Jan Majorszký
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání bakalářské práce: 17. října 2011
Termín odevzdání bakalářské práce: 3. června 2012


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

ANOTACE

Předkládaná bakalářská práce analyzuje regulační struktury výkonového měniče. Uvádí závěr ze simulace a zobrazuje výsledky Fourierovy transformace.

KLÍČOVÁ SLOVA

Výkonový měnič, dvouhodnotová regulace, Fourierova transformace

ABSTRACT

The submitted bachelor's thesis analyzes the regulatory structure of the power converter. Summarize conclusions from simulation and represent results from Fourier transform.

KEYWORDS

power converter, hysteretic control, Fourier transform

PROHLÁŠENÍ

Předkládám k posouzení bakalářskou práci zpracovanou na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni. Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni 8. 6. 2012

.....

PODĚKOVÁNÍ

Velice rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Janu Majorszkému za vstřícnost, cenné rady a odborné vedení práce.

OBSAH

Úvod	9
1 Návrh řešení	10
1.1. Schéma.....	10
1.2. Dvouhodnotová regulace	11
1.3. Regulační struktura.....	14
2 Simulace.....	17
2.1. Volba velikosti indukčnosti	17
2.2. Diferenciální rovnice proudu a napětí	20
3 Fourierova transformace	21
3.1. Rychlá Fourierova transformace	21
Závěr.....	25
Použitá literatura	26

SEZNAM SYMBOLŮ A ZNAČEK

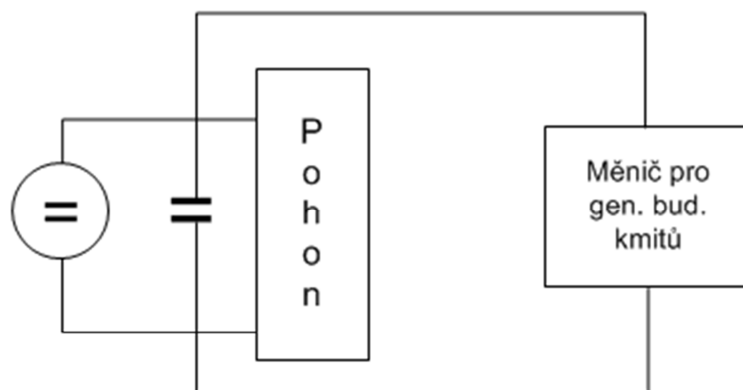
I_m [A]	maximální proud
i [A]	okamžitý proud
f [Hz]	frekvence
f_s [Hz]	spínací frekvence
L [H]	indukčnost
C [F]	kapacita
U_z [V]	napětí zdroje
U_c [V]	napětí kondenzátoru
τ_r [s]	časová konstanta regulátoru
k_r	zesílení regulátoru
t [s]	čas

ÚVOD

Výkonové měniče jsou nedílnou součástí elektrotechnických aplikací. Využití výkonových součástek a řídicí techniky pokračuje vývojem kupředu. Práce pojednává o řízení stejnosměrného měniče, pro které je charakteristické pulsní spínání a vypínání součástek. Nazýváme je proto pulsní měniče. Používají se při napájení zdrojem konstantního stejnosměrného napětí, ale zátěž potřebuje proměnné stejnosměrné napětí, potřebné pro řízení velikosti. Využití u trakčních pohonů (tramvaje, trolejbusy, metro, lokomotivy).

1 NÁVRH ŘEŠENÍ

Pro jednoduchost zapojení a řízení byl použit měnič na obr. 2. Generujeme jím harmonický budící signál, který zasahuje do stejnosměrného napájecího obvodu.



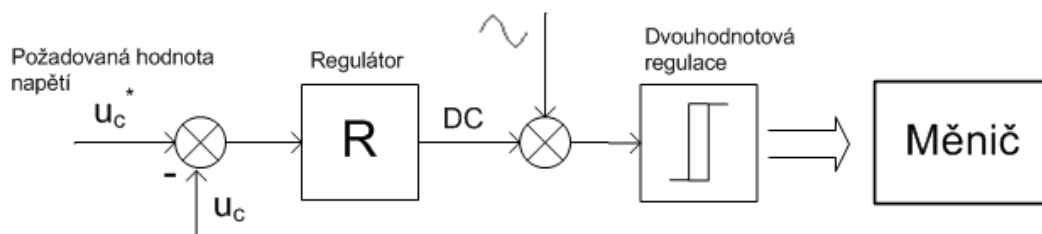
Obr. 1 Schéma obvodu s měničem a pohonem

1.1. Schéma

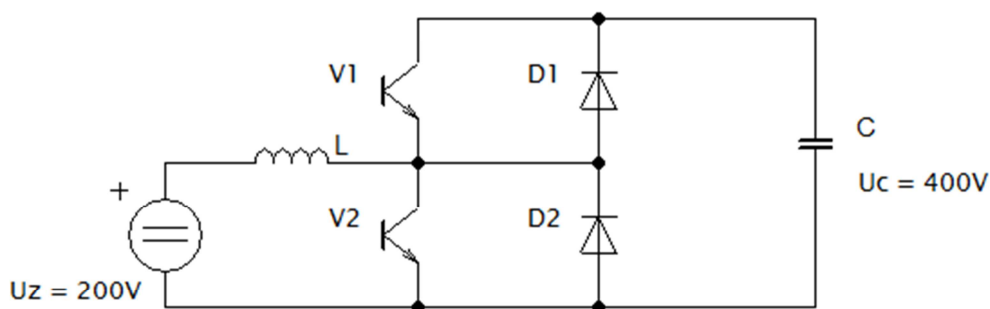
Měnič použitý pro účely generování budících kmitů je kombinací zvyšovacího a snižovacího pulsního měniče. Využívá výhod obou zapojení. Spínacím prvkem je jednoznačně nepoužívanějším IGBT – bipolární tranzistor s izolovanou řídicí elektrodou. „Jde o složitou polovodičovou strukturu, která v principu pracuje jako kaskádní zapojení bipolárního a unipolárního tranzistoru. Koncový stupeň tvořený bipolárním tranzistorem je buzen unipolárním tranzistorem, přičemž energie pro řídicí elektrodu koncového tranzistoru je odebrána přímo z výkonového obvodu. Pro výborné frekvenční vlastnosti IGBT a díky neustálému vývoji směřujícímu ke zvyšování proudových a napěťových hladin lze nyní tento prvek považovat pro výkonovou elektroniku za nejperspektivnější.“ [1]

Pulsní měnič pro snižování napětí může přenášet výkon pouze od zdroje U_1 do zátěže. Při sepnutém spínacím prvku jde energie zdroje do zátěže, část se akumuluje v indukčnosti L . Při vypnutém spínacím prvku se energie nahromaděná v předchozím intervalu na indukčnosti uvolní. Pulsní měnič pro zvyšování napětí použijeme v případech, kdy je třeba převádět energii ze zdroje s nižším napětím do zdroje vyššího napětí. [2]

Vyšší napětí měniče potřebujeme převést na stranu napájení. Zdroj pohonu je napájen $U_z = 200\text{V}$, zatímco napětí na kondenzátoru měniče požadujeme dvojnásobné, tedy $U_c = 400\text{V}$. Napětí kondenzátoru je regulováno pomocí střídavé složky požadovaného budícího proudu. Amplituda proudu je nastavena na $0,5\text{A}$.



Obr. 2 Schéma regulačního obvodu



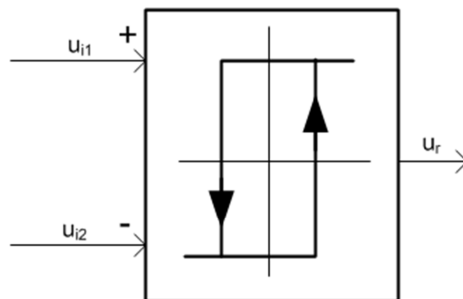
Obr. 3 Schéma pulsního měniče

1.2. Dvouhodnotová regulace

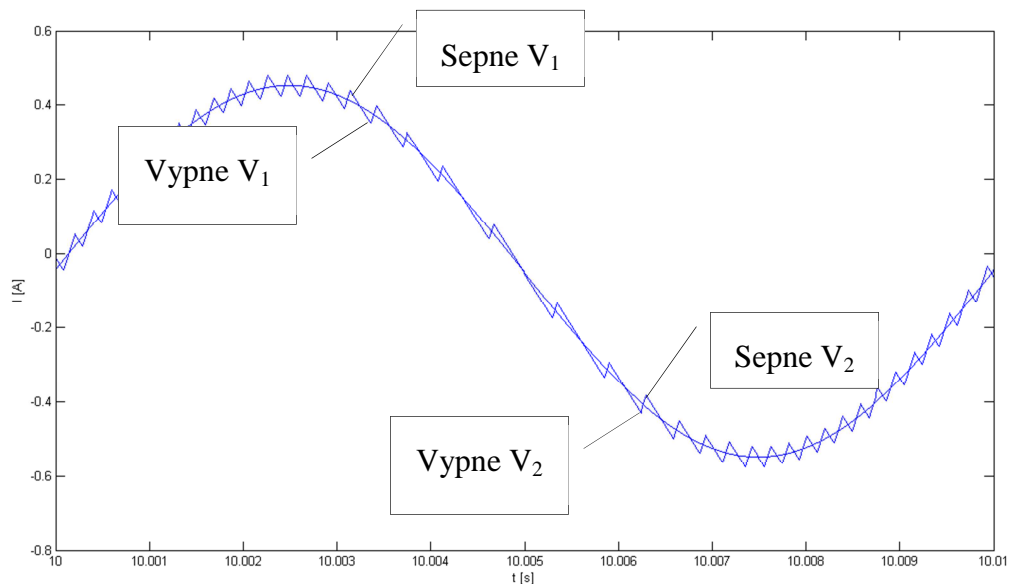
Využíváme dvouhodnotovou regulaci spínáním jednotlivých prvků. Obecně tento způsob regulace pracuje tak, že hodnota skutečného proudu je udržována v rozmezí hodnot požadovaného proudu. V zadání je nastavena hystereze neboli rozsah, ve kterém se skutečný proud pohybuje na $0,01$. Při kladné hodnotě i_p necháváme skutečný proud narůstat až do meze, kdy odpovídá hodnotě $i = i_p + \frac{hyst}{2}$. Poté musíme zajistit, aby velikost proudu klesala.

K opětovnému nárůstu dojde při dosažení hranice dolní části hystereze $i = i_p - hyst/2$.

Záporná část sinusového průběhu požadovaného proudu vyžaduje záměnu mezí hystereze, při nárůstu proudu dosahujeme hranice $i = i_p - hyst/2$. Zatímco dolní mez je určena $i = i_p + hyst/2$. Takto se proud řídí v celém průběhu. [3]

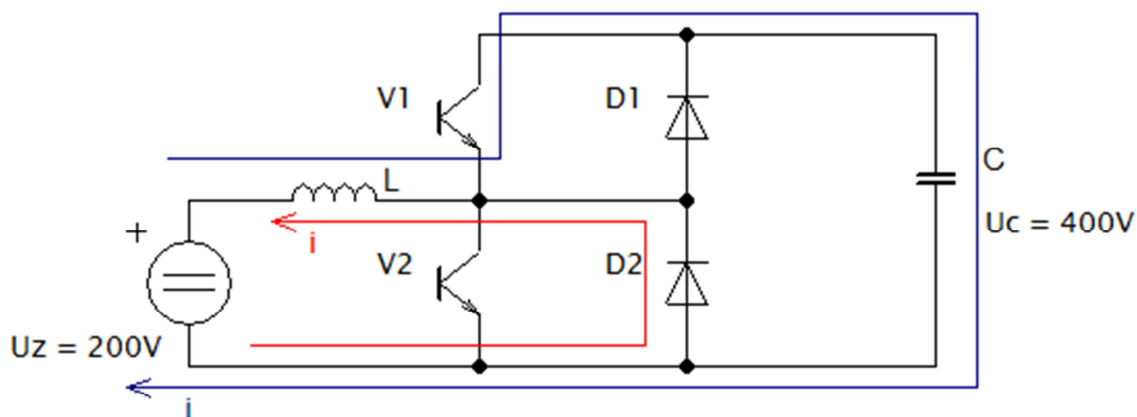


Obr. 4 Dvouhodnotové řízení

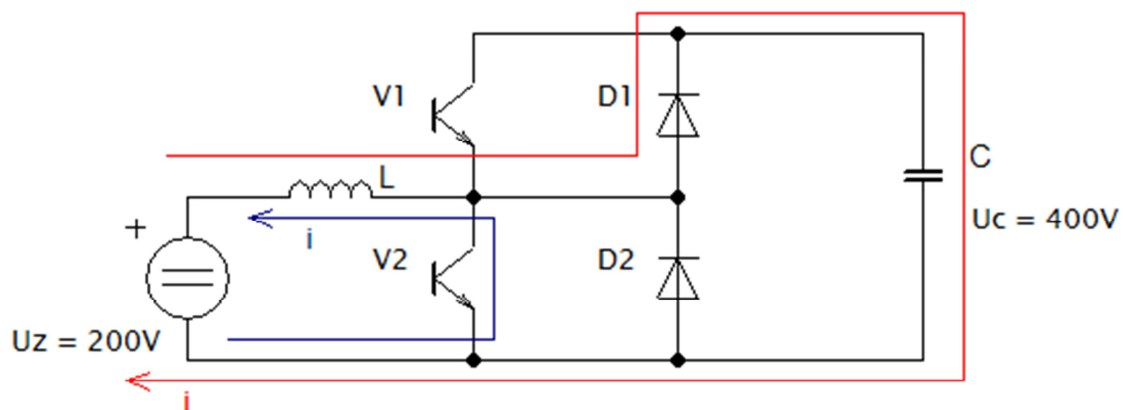


Obr. 5 Spínání prvků IGBT

Následující obrázky značí průběhy proudu obvodem. Modrá čára značí průběh proudu při sepnutém spínacím prvku (nejprve V1 obr.6 a), poté V2 obr. 6 b)), červená zase při vypnutém.



a)



b)

Obr. 6 Průběhy proudů v závislosti na sepnutých prvcích

1. Požadovaný proud je kladný a zároveň skutečný proud je větší než požadovaný s přičtenou poloviční hysterezí, v tomto případě sepne V1 (horní IGBT).
2. Požadovaný proud je kladný a zároveň skutečný proud je menší než požadovaný s odečtenou poloviční hysterezí, nyní vypne V1 (horní IGBT) a proud prochází spodní diodou D2.
3. Požadovaný proud je záporný a zároveň skutečný proud je větší než požadovaný s přičtenou poloviční hysterezí, sepne V2 (dolní IGBT).
4. Požadovaný proud je záporný a zároveň skutečný proud je menší než požadovaný s odečtenou poloviční hysterezí, nyní vypne V2 (dolní IGBT) a proud začne procházet horní diodou D1.

1.3. Regulační struktura

Schéma regulačního obvodu je zobrazeno na obr. 2. Do rozdílového členu vstupuje požadovaná hodnota U_{cw} a zpětná vazba s okamžitou hodnotou napětí na kondenzátoru U_c . Rozdílem těchto dvou hodnot dostaneme regulační odchylku.

$$\varepsilon = (U_{cw}^* - U_c) \quad (2.1)$$

Ta vstupuje do regulátoru. Pro správné nastavení jsem postupoval od tvorby základního P regulátoru až k typu PI.

Proporcionální regulátor je nejjednodušší způsob regulace. Výstupní signál je přímo úměrný signálu vstupnímu. Nastavujeme konstantní zesílení k_r . Při velkém zesílení reaguje regulátor rychleji (citlivější). Pokud přesáhneme určitou mez zesílení, zhoršuje se stabilita, amplituda kmitů se neustále zvětšuje. Naopak při malém zesílení se stabilita zvětšuje. Rychlost reakce (citlivost) je menší, regulační odchylka zase větší. Při nastavování k_r zachováváme kompromis mezi těmito protichůdnými hledisky. Regulátor musí být citlivý, ale zároveň také stabilní.

Regulovaná hodnota napětí na kondenzátoru pomocí P

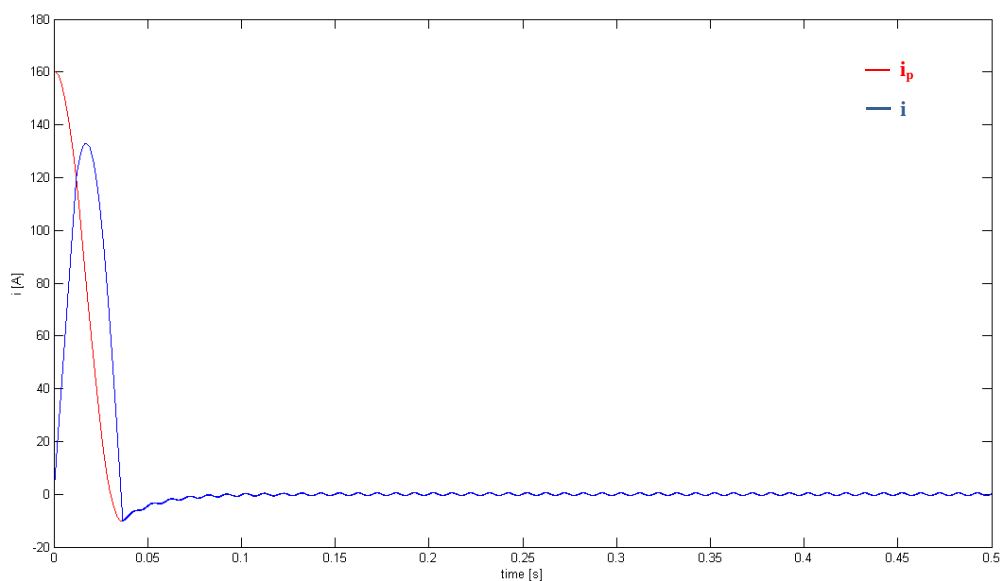
$$U_{Cr} = \varepsilon \cdot k_r = DC \quad (2.2)$$

Pro naše potřeby jsem využil lepšího typu PI - proporcionální regulátor s integrační složkou. Zlepšuje dobrou stabilitu systému (díky složce P) a zajišťuje nulovou regulační odchylku (složka I). V počátku regulačního pochodu převládá vliv proporcionální složky, s narůstajícím časem převládá vliv integrační složky. Pro regulaci elektrických pohonů je tento typ nejvyužívanější.

Dalším vhodným krokem je vybavení regulátoru omezovačem. Ten omezuje napětí na integrační složce. Důvodem je fakt, že při dosažení výstupního omezení nebo saturace integračního členu už neplatí, že výstupní napětí je dáno součtem P a I složky. Dochází tak ke zkreslení výstupního napětí a ke zpomalení regulace.

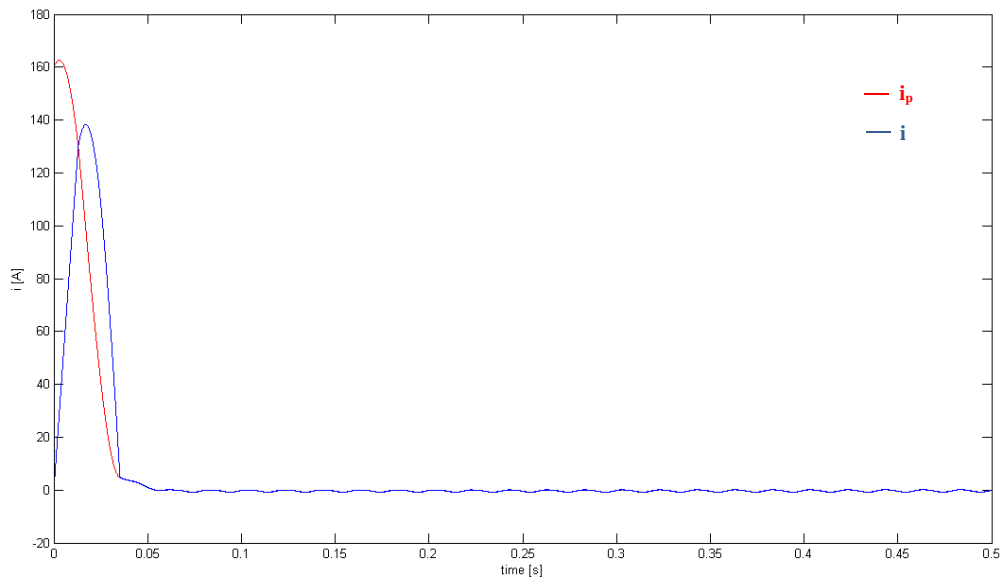
Regulovaná hodnota napětí na kondenzátoru pomocí PI

$$U_{Cr} = \frac{1}{\tau_r} \int \varepsilon dt \quad (2.3)$$

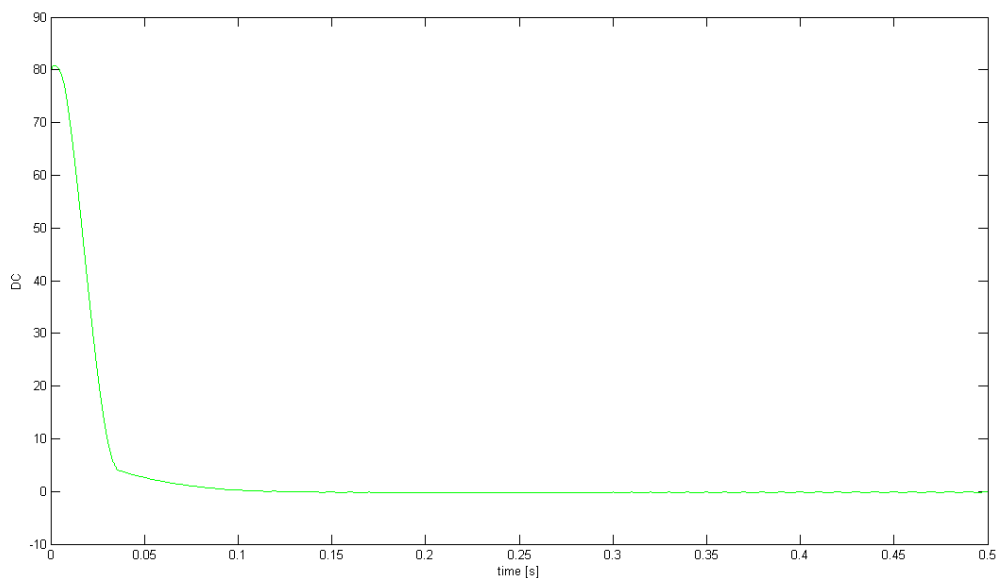


Obr. 7 Regulace P s $k_r = 0,2$

Důležité je dobře nastavit regulátor PI. Volíme konstanty k_r a τ_r . K požadovanému průběhu se dostaneme nastavením $k_r = 0,2$ a $\tau_r = 0,1$. Na obr. 8 můžeme vidět, že průběh se s lehkým překmitem ustálí na požadované hodnotě.



Obr. 8 Regulace PI s $k_r = 0,2$ a $\tau_r = 0,1$



Obr. 9 Závislost DC na čase

Napětí na kondenzátoru je plovoucí. Odpadá řešení problému s galvanickým oddělením. Tímto způsobem zapojení by byla část obvodu oddělena od zbytku. Přenos energie však probíhá. Obvod se tím značně stíží. Nutno doplnit pulsním transformátorem. Regulátorem se snažíme udržet napětí co nejvíce konstantní.

2 SIMULACE

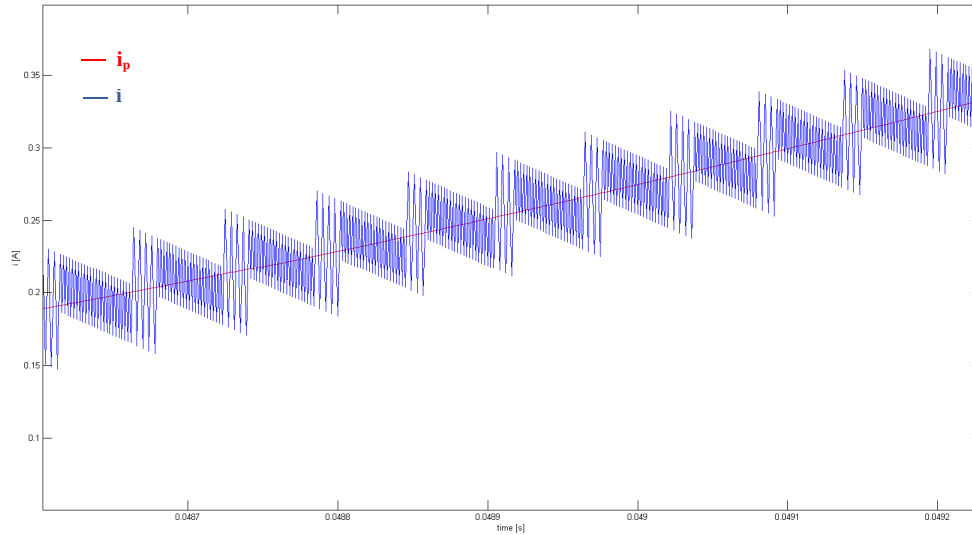
2.1. Volba velikosti indukčnosti

Důležitým parametrem je správná velikost tlumivky. Hodnotu jsme ověřili experimentálně. Bylo nutné zajistit použití dostupných prvků a uskutečnit řešení co nejpodobnější předpokladu. Po nastavení na vybrané hodnoty (5mH, 10mH a 20mH) se sledovala spínací frekvence. Při zvyšování indukčnosti spínací frekvence výrazně klesá. Jak je vidět na doprovodných obrázcích, poslední průběh (znázorněn modrou čarou) nejlépe odpovídá požadovanému proudu (znázorněn červenou čarou). Do obvodu byla tedy zvolena indukčnost $L = 20\text{mH}$.

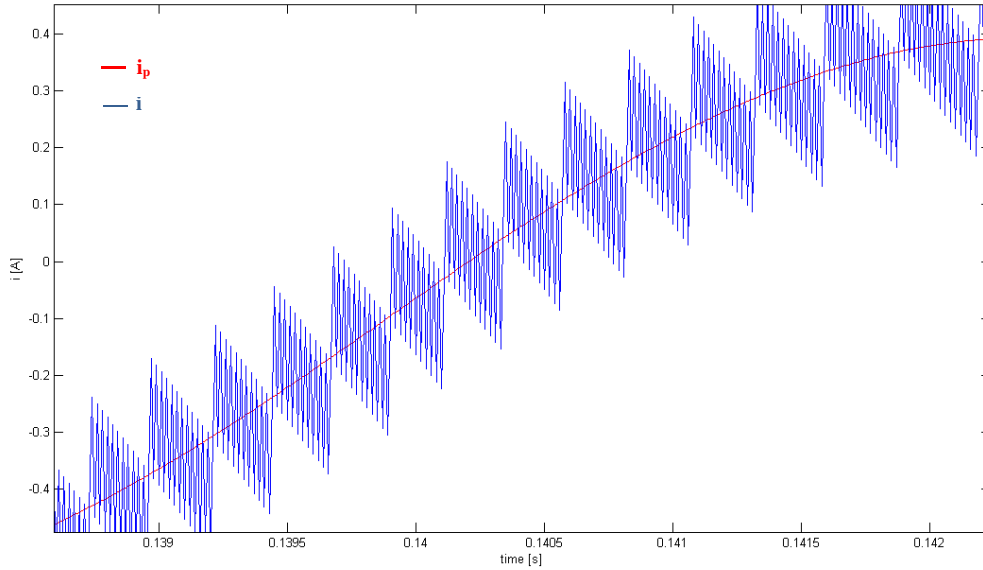
Indukčnost L [mH]	5	10	20
Spínací frekvence f_s [Hz]	6550	5606	3996

Tab. 1 Závislost spínací frekvence na indukčnosti

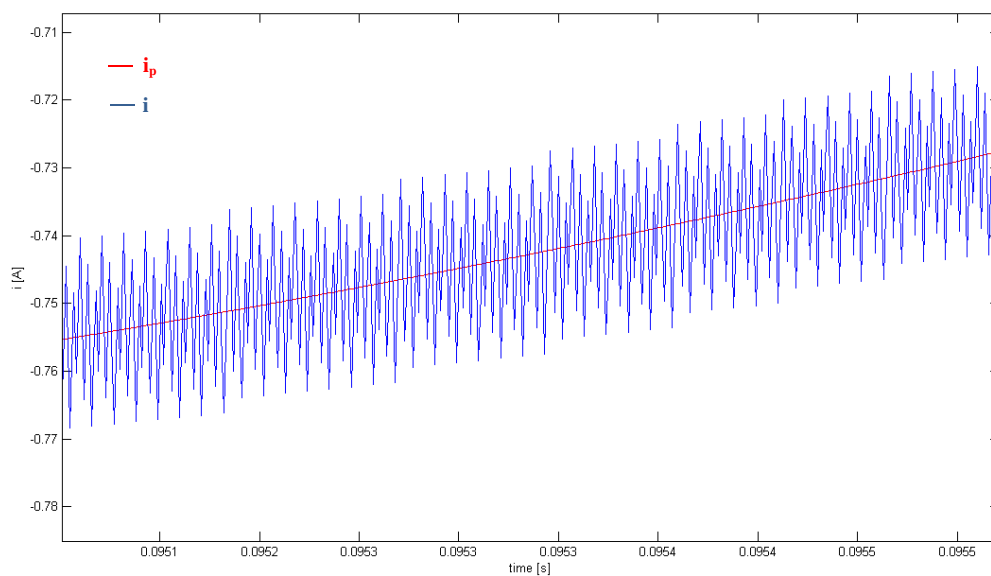
Následující grafy zobrazují na zvolených indukčnostech frekvenci spínání. Postupným laděním docházíme ke správné velikosti indukčnosti.



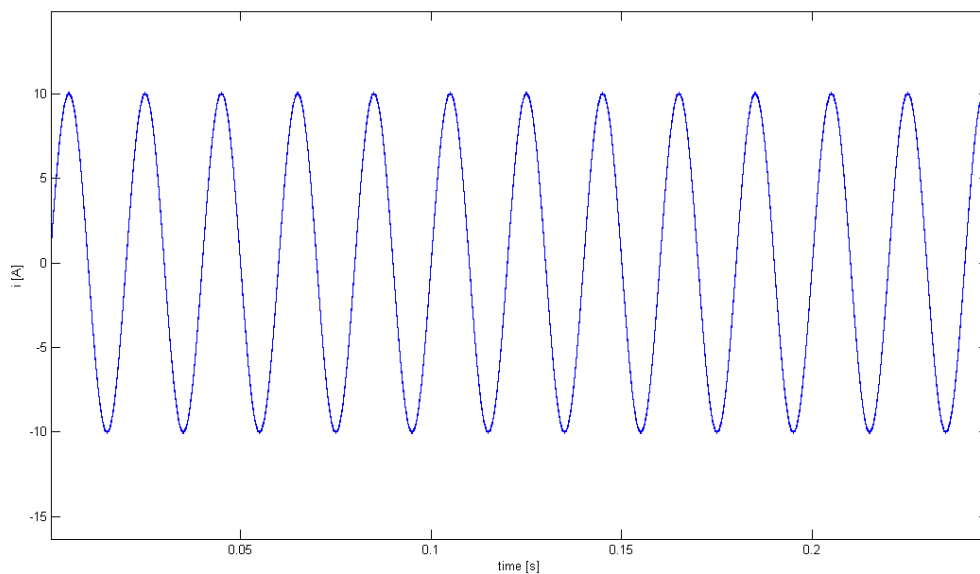
obr. 9 Indukčnost $L = 5\text{mH}$



obr. 10 Indukčnost $L = 10\text{mH}$

obr.11 Indukčnost $L = 20\text{mH}$

Kompletní pohled na několik period ukazuje, jak přesně odpovídá realizovaný průběh skutečnému. Indukčnost 20mH je nejenže vhodná velikost, ale taktěž dostupná z výrobních řad.



Obr. 12 Kompletní náhled na průběh s indukčností

2.2. Diferenciální rovnice proudu a napětí

Pro řešení okamžité hodnoty proudu použijeme diferenciální rovnice.

Ze základních rovnic vyjádříme derivace napětí a proudu

$$u = L \frac{di}{dt} \quad \rightarrow \quad \frac{di}{dt} = \frac{u}{L} \quad (3.1)$$

$$i = C \frac{du}{dt} \quad \rightarrow \quad \frac{du}{dt} = \frac{i}{C} \quad (3.2.)$$

Numerickou integraci provedeme Eulerovou metodou. Je to nejjednodušší matematický postup řešení diferenciálních rovnic.

(3.3)

$$i = i + \frac{u}{L} dt$$

(3.4)

$$U_c = U_c + \frac{i}{C} dt$$

Okamžitou velikost napětí na kondenzátoru využijeme pro regulaci.

3 FOURIEROVA TRANSFORMACE

Fourierova transformace je matematická metoda, která je úspěšně použitelná k analyzování obrazu (signálu). V obecném případě se jedná o vyjádření funkce popisující obraz v jiných proměnných pomocí integrální transformace (v podstatě vyjádření funkce v jiné bázi). [3]

„Vzorec pro Fourierovu transformaci periodického signálu se spojitým časem obsahuje nekonečnou posloupnost koeficientů, F_k , $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, ve významu posloupností ploch Diracových funkcí. Ve zpětné transformaci vystupují jen koeficienty F_k ve významu amplitud příslušných harmonických složek signálu o úhlové frekvenci $2\pi k/T$, kde T je perioda signálu. Při vzorkování vznikají určité požadavky na vztah mezi frekvencí vzorkování a frekvenčním rozsahem vzorkovaného signálu.“ „Často jsou data snímána s konečným konstantním krokem Δ , pak mluvíme o vzorkování (vzorkovaném signálu).“ [4]

3.1. Rychlá Fourierova transformace

„Rychlá Fourierova transformace (FFT) se využívá pro urychlení výpočtů. Podstatou této metody je volba specifického počtu vzorků, a to 2^n , kde n je přirozené číslo. Tato volba označovaná v angličtině radix 2 vede k počtům např. 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096, 8192, které jsou dosti blízké k dekadické řadě. Následně byly navrženy i jiné postupy využívající délky r^m nebo $N = r_1 \cdot r_2 \cdot \dots \cdot r_m$, s volbou r nebo r_1, r_2, \dots , která je různá od 2. Jelikož počet vzorků jako mocnina 2 je běžná u FFT analyzátorů a námi používaném programovém systému MATLAB, využijeme první uvedenou možnost.“ [4]

„Vzhledem k délce záznamu v mocnině 2 lze posloupnost vzorků ve vzorci (3) rozdělit na dvě části, a to se sudým a lichým pořadím.“ [5]

(4.1)

$$F_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} ki\right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

(4.2)

$$x_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_k \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} ki\right), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

Vzorec na přímou transformaci získá tvar (4.3)

$$F_k = \sum_{v=0}^{N/2-1} x_{2v} \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{N/2} kv\right) + \exp\left(-j \frac{2\pi k}{N}\right) \sum_{v=0}^{N/2-1} x_{2v+1} \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{N/2} kv\right)$$

Jestliže se obrazy sudých a lichých vzorků označí zvlášť

$$F_{N/2}\{x_{2v}\} = G_k \quad (4.4)$$

$$F_{N/2}\{x_{2v+1}\} = H_k, \quad k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$$

(12)

Dílčí posloupnosti sudých a lichých vzorků lze považovat za samotné záznamy o délce $N/2$.

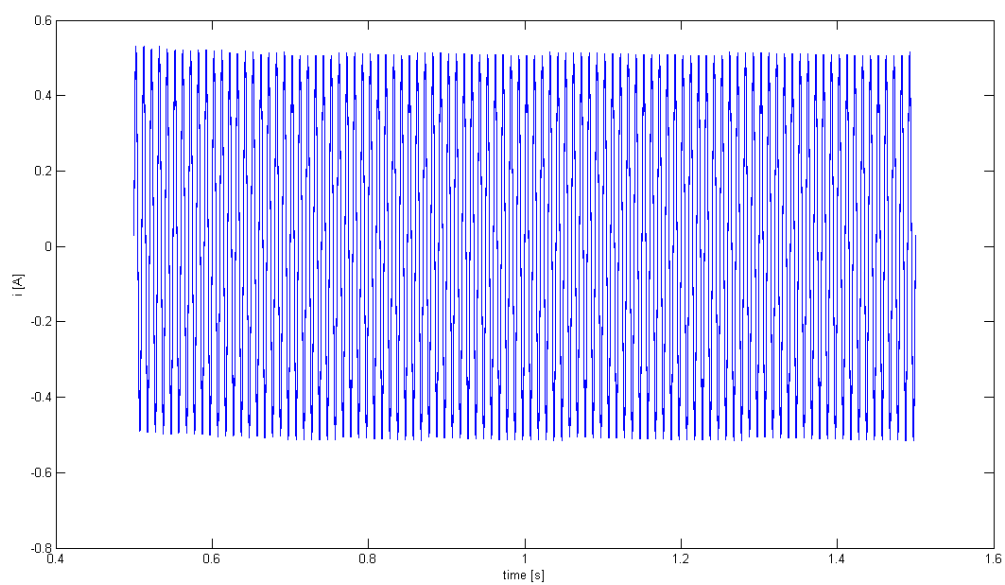
Pro pomocnou veličinu $W = \exp\left(-j \frac{2\pi}{N}\right)$ lze předchozí vzorec rozepsat do dvou vztahů. [4]

$$F_k = G_k + W^k H_k$$

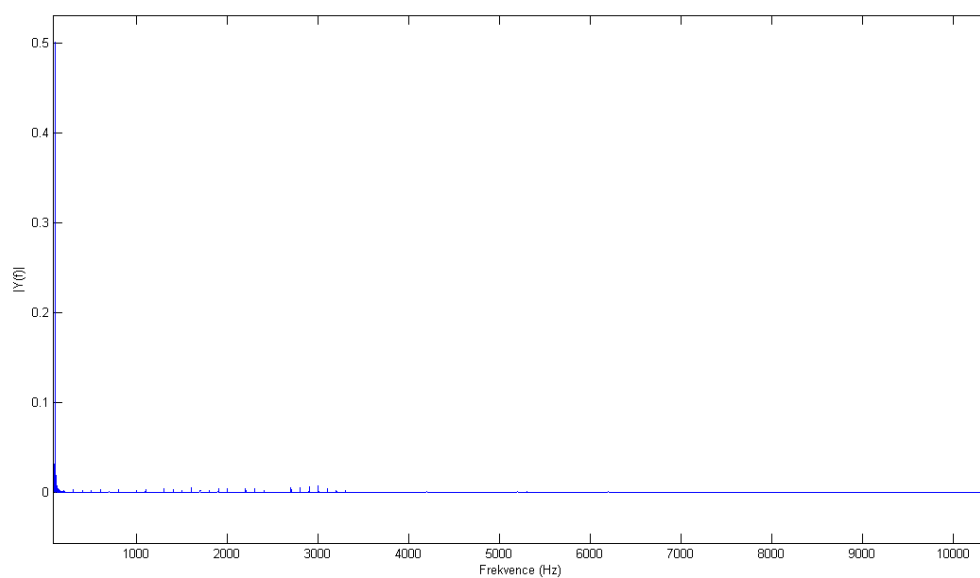
(13)

$$F_{k+N/2} = G_k - W^k H_k, \quad k = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \quad (4.5)$$

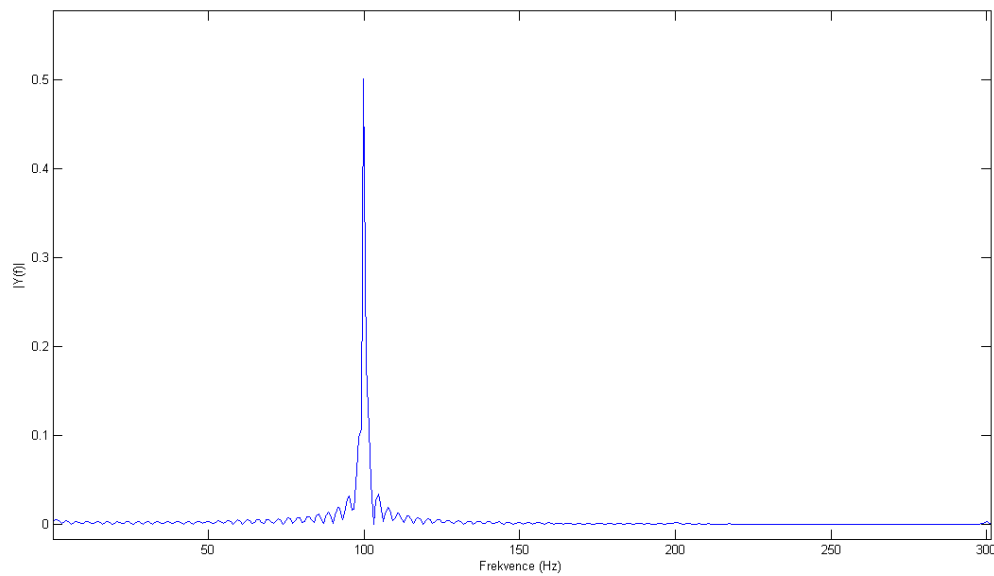
Lze pro tuto práci využít systému MATLAB. Výpočty takto složitých procesů a postupů usnadňuje a ve stejném okamžiku zobrazuje výsledky do grafů. Je nutné dodržet požadavky cílené transformace. Pro zhodnocení spektra jsem použil mocninu 2^n vzorků, konkrétně 2048. Ideálně bylo vybráno obdélníkové časové okno trvající jednu vteřinu. Z nasbíraných vzorků explicitně pomocí funkce `fft` nacházející se v Matlabu zobrazíme spektrum signálu.



Obr. 13 Obdélníkové okno



Obr. 14 a) Frekvenční spektrum pro $f = 100\text{Hz}$

Obr. 14 b) Frekvenční spektrum pro $f = 100\text{Hz}$ (detail)

Spektrum obsahuje hlavně 1. harmonickou signálu na frekvenci 100 Hz a další n -té harmonické. Ty jsou však stokrát menší, což znamená, že můžeme uvažovat pouze onu první harmonickou. Čistý sinusový signál má pouze jednu. Zde jsou další harmonické způsobeny spínací frekvencí. Jejich výskyt je průběžně až za hranici 3000 Hz. Pro odstranění těchto nepatrných vlivů používáme tlumivku na vstupu obvodu.

ZÁVĚR

Zhodnocení práce porovnávám podle výsledků Fourierovy transformace. Zřetelná vyšší hodnota první harmonické nad ostatními harmonickými je kladným výsledkem. Výsledný průběh se téměř shoduje s požadovaným harmonickým signálem. Při regulaci bylo nutné vyřešit vhodné nastavení časové regulační konstanty a zesílení, jenž závisí i na zadaných parametrech obvodu, zejména maximálním proudem.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] Novák, J.: *Automa*, roč. 2000, č. 09
- [2] Kůs, V.: *Elektrické pohony a výkonová elektronika*. ZČU Plzeň, 2006. ISBN 80-7043-422-8
- [3] Vondrášek, F.: *Výkonová elektronika - svazek III*. Skriptum ZČU Plzeň, 2003
- [4] Bartoněk, J.: *(Diskrétní) Fourierova transformace*. UP Olomouc 2003
- [5] Tůma, J.: *Zpracování signal získaných z mechanických system užitím FFT*. Sdělovací technika s.r.o., Praha 1997. ISBN 80-901936-1-7

PŘÍLOHA

```

clear all
t=0; tustaleni=0.5; tokna=1;
dt=1e-6;          %casovy krok
ip=0; i=0;
Uz=200; Uc=0; Ucw=400; %zadané hodnoty napeti
L=0.02;          %indukcnost
C=0.007;        %kapacita
f=100; Im=0.5; hyst=0.01; sum=0;
u=Uz;
kr=0.2; taur=0.1; DC=0; %nastaveni regulatoru

while t <= (tustaleni+tokna)
    %PI regulátor
    eps=Ucw-Uc;
    sum=sum+1/taur*eps*dt; %integrace regulacni odchylky
    DC=kr*(eps+sum);

    ip=DC+Im*sin(2*pi*f*t);
    if ip>0
        if i > (ip+hyst/2)    u=Uz-Uc;    %sepnuti V1
        end;
        if i < (ip-hyst/2)    u=Uz;      %vypnuti V1
        end;
        end;

    if ip<0
        if i > (ip+hyst/2)    u=Uz-Uc;    %sepnuti V2
        end;
        if i < (ip-hyst/2)    u=Uz;      %vypnuti V2
        end;
        end;

    % vypocet diferenci (z rovnic u=L*di/dt a i=C*du/dt)
    di_dt=u/L;
    duc_dt=i/C;

    % numericka integrace Eulerovou metodou
    i=i+(di_dt*dt);
    Uc=Uc+duc_dt*dt;

    % zapis vysledku do pole
    if t<=tustaleni    out=[t,ip,i]; end
    if t>tustaleni    out=[out [t,ip,i]]; end

    t=t+dt;          % zvyseni casu o krok
end

Fs = 1/dt;          % vzorkovaci frekvence
T = dt;            % vzorkovaci cas
Le = size(out,2);  % delka signalu
t = (0:L-1)*T;
y=out(3,:);
NFFT = 2^nextpow2(Le);
Y = fft(y,NFFT)/Le;
f = Fs/2*linspace(0,1,NFFT/2+1);

%vykresleni grafu
figure(1);
plot(out(1,:), out(2,:), 'r'); hold on;
plot(out(1,:), out(3,:), 'b'); hold off;
xlabel('time [s]'); ylabel('i [A]');

% vykresleni spektra Fourierovy transformace
% plot(f,2*abs(Y(1:NFFT/2+1)))
% title('Spektrum signálu')
% xlabel('Frekvence (Hz)')
% ylabel('|Y(f)|')

```