

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Vstupní a výstupní filtry napěťových střídačů

vedoucí práce: prof. Ing. František Vondrášek, CSc.

2012

autor: Bc. Marek Kortan

tady bude zadání

Anotace

Tato diplomová práce je zaměřena na klasifikaci vstupních a výstupních filtrů napěťového střídače. Je zde stručně popsán účel a zásady návrhu výstupních filtrů. Pro vstupní filtr je provedena podrobná analýza a návrh filtračního kondenzátoru a filtrační tlumivky pro PWM řízení a obdélníkové řízení napěťového střídače. Dále je provedena simulace tohoto navrženého filtru v programu MATLAB – SIMULINK.

Klíčová slova

Vstupní filtr, výstupní filtr, napěťový střídač, stejnosměrný meziobvod, filtrační kondenzátor, filtrační tlumivka, harmonický filtr, du/dt filtr.

Abstract

This thesis is focused on the classification of input and output filters for a voltage inverter. It briefly describes the purpose of the output filters and principles of its design. A detailed analysis of input filter and a design of the filter capacitor and choke is done in this paper. Simulation of this filter is made in MATLAB – SIMULINK.

Key words

Input filter, output filter, voltage inverter, DC link, filter capacitor, filter inductor, harmonic filter, dv/dt filter.

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

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

V Plzni dne 26.4.2012

Bc. Marek Kortan

.....

Poděkování

Tímto bych velmi rád poděkovat vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Františku Vondráškovi, CSc. za cenné rady a vedení mé práce.

Obsah

Obsah	7
Úvod.....	9
1. Rešerše literatury	10
2. Nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým střídačem	11
2.1 Vstupní měnič	11
2.2 Stejnoseměrný meziobvod	12
2.3 Napěťový střídač.....	13
3. Výstupní filtry napěťových střídačů.....	15
3.1 Terminátory	16
3.1.1 Terminátor na výstupu měniče	16
3.1.2 Terminátor na vstupu do motoru.....	17
3.2 Filtr du/dt	17
3.2.1 Návrh du/dt filtru	19
3.3 Harmonický filtr	20
3.3.1 Návrh harmonického filtru.....	21
4. Návrh vstupního filtru.....	24
4.1 Analýza působení měniče na vstupní filtr.....	25
4.2 Návrh filtrační tlumivky	28
4.3 Návrh filtračního kondenzátoru	31
4.3.1 Návrh filtračního kondenzátoru při PWM řízení	32
4.3.2 Návrh filtračního kondenzátoru při obdélkovém řízení.....	35
4.4 Návrh kondenzátoru při přerušovaném proudu	37
4.5 Kontrola rezonančních stavů.....	38
4.5.1 Rezonanční stav usměřovače	38
4.5.2 Rezonanční stav střídače	39
5. Simulace vstupního filtru.....	40
5.1 Simulace měniče při PWM řízení	41
5.2 Simulace měniče při obdélkovém řízení.....	45
Závěr	49
Literatura	50

Seznam symbolů a zkratk

Symbol/Zkratka	Význam
$\cos \varphi$ [-]	Účinit
C_F [F]	Filtrační kondenzátor
L_F [H]	Filtrační tlumivka
L_σ [H]	Rozptylová indukčnost transformátoru
IGBT	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
du/dt [V/s]	Gradient (přírůstek) napětí
Q [C]	Náboj
Q_L [V.s]	Napěťové množství
ω_v [rad/s]	Úhlová rychlost vlastních kmitů
ω [rad/s]	2. π .f , úhlová rychlost
f_p [Hz]	Frekvence pilového (nosného) signálu
T_P [s]	Perioda nosného signálu
R_F [Ω]	Činný odpor filtru
R_k [Ω]	Činný odpor transformátoru
R_X [Ω]	Odpor vznikající při komutaci usměrňovače
σ_U [%]	Zvlnění napětí
U_{di} [V]	Střední hodnota usměrněného napětí
I_d [A]	Střední hodnota proudu odebíraného střídačem
$i_{\sigma S}$	Zdroj střídavého proudu odebíraného střídačem
$i_{\sigma PWM}$	Zdroj střídavého proudu tvořeného činností PWM
$U_{\sigma U}$	Zdroj střídavé složky usměrněného napětí
$U_{CF} / \Delta U_{CF}$ [V]	Stejnosemné napětí na kondenzátoru / rozkmit tohoto napětí
$u_{CF\sigma U} / \Delta u_{CF\sigma U}$ [V]	Střídavá složka napětí od usměrňovače / rozkmit tohoto napětí
$u_{CF\sigma S} / \Delta u_{CF\sigma S}$ [V]	Střídavá složka napětí od střídače / rozkmit tohoto napětí
$u_{CF\sigma PWM} / u_{CF\sigma PWM}$ [V]	Střídavá složka napětí od PWM / rozkmit tohoto napětí
$U_{CF\sigma Um}$ [V]	Rozdíl maximální a střední hodnoty usměrněného napětí

Úvod

Provozování moderních pohonů se neobejde bez použití nepřímých měničů kmitočtu. V současné době převládají nepřímé měniče kmitočtu s napěťovým střídačem. Některé jejich vlastnosti však nejsou ideální a je nutné je vhodně upravit filtry. Vstupním filtrem se zlepšuje stabilita napětí stejnosměrného meziobvodu. Výstupními filtry se pak upravují průběhy výstupního napětí napěťového střídače do požadovaného tvaru.

Cílem této práce je poskytnout stručný přehled nejpoužívanějších druhů filtrů pro použití s napěťovým střídačem. V první části této práce je uveden výčet výstupních filtrů, objasněn účel jejich používání a stanoveny hlavní zásady pro jejich návrh.

V druhé části této práce je provedena podrobná analýza jednotlivých vlivů nepřímého měniče kmitočtu na vstupní filtr, ze kterých vychází návrh jednotlivých prvků tohoto filtru. Je zde proveden hrubý číselný návrh filtračního kondenzátoru a filtrační tlumivky pro případ PWM a obdélníkového řízení napěťového střídače. Následně je provedena simulace navrženého filtru v programu MATLAB, toolboxu SIMULINK k ověření správnosti výpočtů.

1. Rešerše literatury

Vstupní filtr napěťového střídače je jakožto stejnosměrný meziobvod v literatuře vždy zmiňován v souvislosti s nepřímými měniči kmitočtu. Princip jeho návrhu a analýza vlivů, ze kterých tento návrh vychází, jsou však zmiňovány ojediněle. Stejně poměry panují i u výstupních filtrů. Většina literatury uvádí důvody k jejich použití a výčet těchto filtrů, ale jejich návrh však nikoliv. Následující přehled literatury by měl vytvořit ucelený přehled problematiky vstupních a výstupních filtrů včetně jejich návrhu.

Nízkofrekvenční rušení [3]. V kapitole 9. *Vlivy měničů na napájená zařízení* jsou popsány hlavní důvody pro používání výstupních filtrů a parametry, na kterých závisí negativní vlivy měniče na motor. V kapitole 10. *Minimalizace negativních účinků na motory* je uveden výčet možností, kterými lze negativním účinkům předejít nebo je omezit. Je zde uveden výčet a popis působení jednotlivých druhů výstupních filtrů. Návrh je proveden pro du/dt filtr.

Výkonová elektronika - vybrané statě [1]. V přednášce tohoto kurzu je popsán hrubý návrh vstupního filtru napěťového střídače. Je zde objasněn vliv usměrňovače na zvlnění napětí, ze kterého návrh vychází. Tento návrh je uvažován pro PWM řízení střídače. V tomto kurzu je uveden i návrh filtrační tlumivky, respektive celkové potřebné indukčnosti. Dále jsou popsány orientační návrhy výstupního filtru du/dt a harmonického filtru.

Vstupní filtr napěťového střídače [5]. V této zprávě jsou popsány jednotlivé vlivy ovlivňující zvlnění napětí filtračního kondenzátoru. Není zde uveden návrh filtračního kondenzátoru jako takový, ale je zde provedeno odvození výpočtu náboje, který ovlivňuje zvlnění napětí filtračního kondenzátoru vlivem obdélníkového řízení střídače.

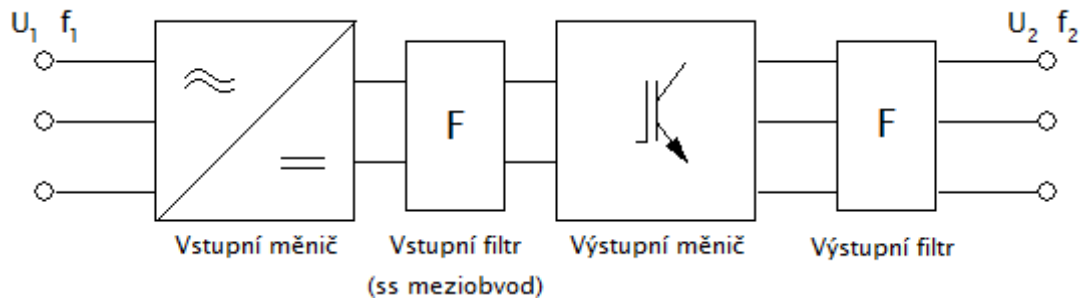
Problémy spojené s provozem pohonů napájených z napěťových střídačů [6]. V tomto článku autor popisuje vznik vysokofrekvenčních kmitů vznikajících v kabelu, kterým je motor připojen k napěťovému střídači. Jsou zde uvedeny závislosti vzniklého přepětí na délce kabelu, kapacitě motoru a strmosti napěťových pulzů. Tyto závislosti jsou získány jak simulací, tak i měřením.

2. Nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým střídačem

Použití nepřímých měničů kmitočtu s napěťovým střídačem v současné době naprosto převládá díky rozvoji vypínatelných součástek nad verzí s proudovým střídačem. Tento nepřímý měnič kmitočtu se skládá ze tří základních částí:

- vstupní měnič
- stejnosměrný meziobvod
- napěťový střídač

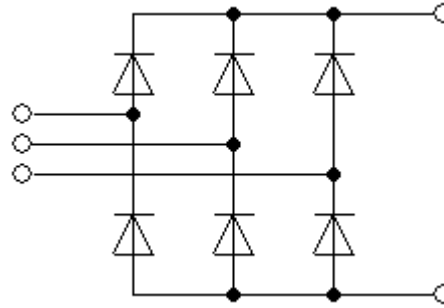
Jednotlivé části budou stručně popsány v následujících kapitolách. Struktura nepřímého měniče kmitočtu bývá doplněna o bloky vstupního a výstupního filtru, jejichž přehled, popis funkce a návrh budou hlavním předmětem této práce.



Obr. 2.1 Obecné schéma nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým střídačem

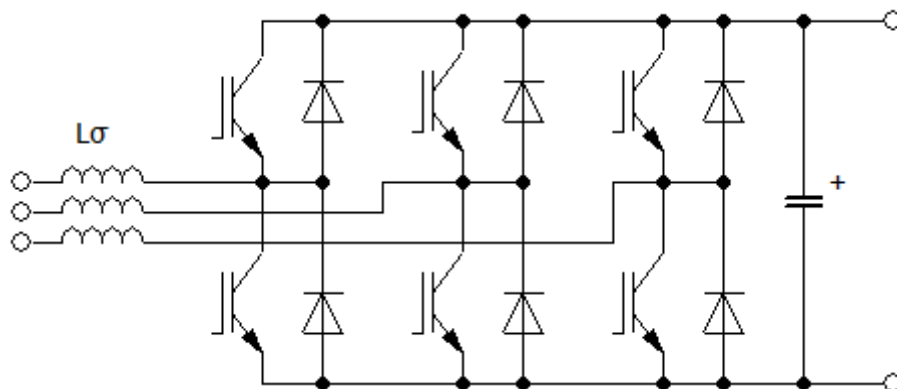
2.1 Vstupní měnič

V základním zapojení se na místě vstupního měniče nachází diodový usměrňovač v třífázovém můstkovém zapojení. Na rozdíl od měniče s proudovým střídačem zde nemusí být řízený měnič, neboť hodnota výstupního napětí i jeho frekvence jsou dány pouze řízením výstupního měniče, tedy napěťového střídače. Hlavní výhodou diodového usměrňovače je jednoduchost, nevýhodou pak nemožnost rekuperace energie.



Obr. 2.2 Schéma zapojení třífázového diodového usměrňovače

Složitější, ale díky svým výhodám převládající variantou v moderních nepřímých měničích kmitočtu, je napěťový pulzní usměrňovač. Tento měnič odebírá ze sítě harmonický proud ve fázi s napětím, tedy $\cos \varphi = 1$. Další výhodou oproti diodovému usměrňovači je možnost práce ve dvou kvadrantech. Díky napěťovému pulznímu usměrňovači je tedy nepřímý měnič kmitočtu schopen rekuperace energie.



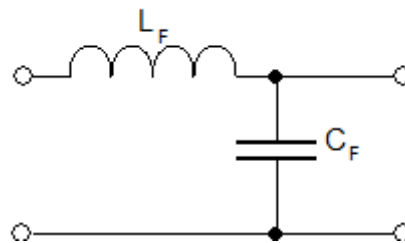
Obr. 2.3 Schéma zapojení napěťového pulzního usměrňovače

2.2 Stejnoseměrný meziobvod

Stejnoseměrný meziobvod, který je současně vstupním filtrem napěťového střídače, je tvořen filtračním kondenzátorem C_F a filtrační tlumivkou L_F . Kondenzátor tvoří zdroj napětí pro napěťový střídač a umožňuje výměnu jalové energie mezi stejnosměrným meziobvodem a motorem. Zároveň vyhlazuje výstupní napětí usměrňovače.

U měničů velkých výkonů se do stejnosměrného meziobvodu vkládá filtrační tlumivka L_F . Filtrační tlumivka zachycuje střídavou složku usměrněného napětí a omezuje tak proudové špičky. Stejnosměrný meziobvod u měničů malých výkonů je tvořen pouze filtračním kondenzátorem a na místě filtrační tlumivky zůstává rozptylová indukčnost transformátoru, přes který je usměrňovač připojen k napájecí síti. Hlavním důvodem jsou rozměry, hmotnost a cena filtrační tlumivky.

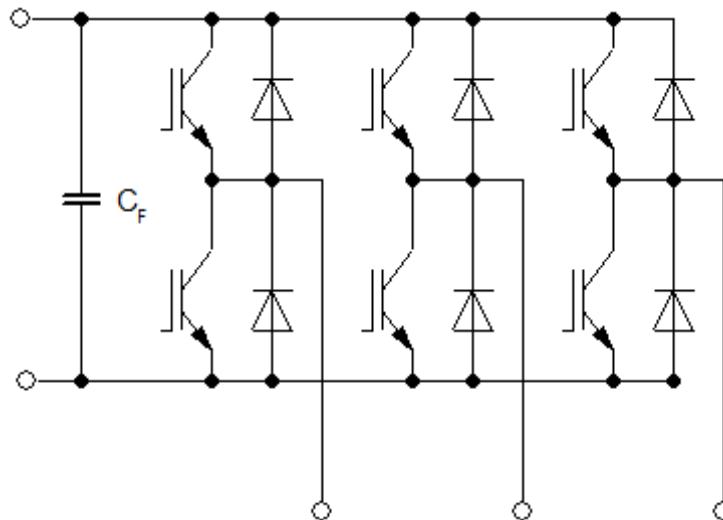
Velikost filtračního kondenzátoru a filtrační tlumivky ovlivňuje stabilitu napětí meziobvodu a současně ovlivňuje průběh proudu odebíraného usměrňovačem ze sítě. Právě hrubému návrhu těchto dvou prvků, jejich číselnému výpočtu a následné simulaci bude věnována samostatná kapitola.



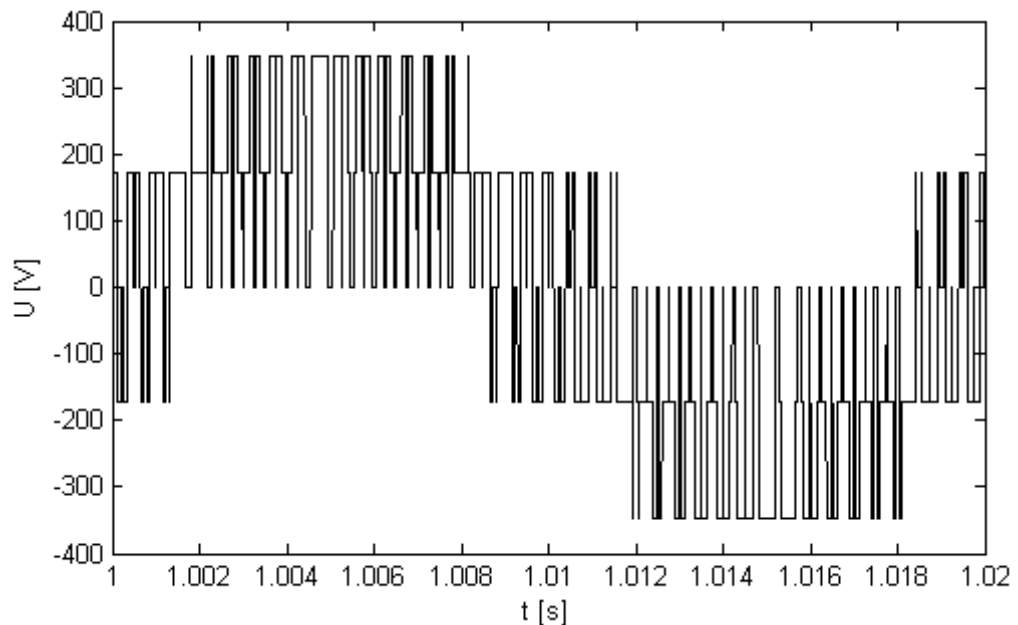
Obr. 2.4 Schéma vstupního filtru

2.3 Napěťový střídač

V napěťových střídačích se díky svým vlastnostem používají IGBT tranzistory. Tyto součástky jsou kombinací unipolární a bipolární technologie. IGBT tranzistory mají již uvnitř pouzdra implementovanou zpětnou diodu, kterou napěťový střídač z principu své činnosti vyžaduje. Hlavními výhodami IGBT tranzistorů jsou nízké spínací ztráty, nízký budící příkon a schopnost vysokou frekvencí spínat vysoké pracovní napětí. Gradient du/dt může u moderních součástek dosahovat až k hranici $10 \text{ kV}/\mu\text{s}$.

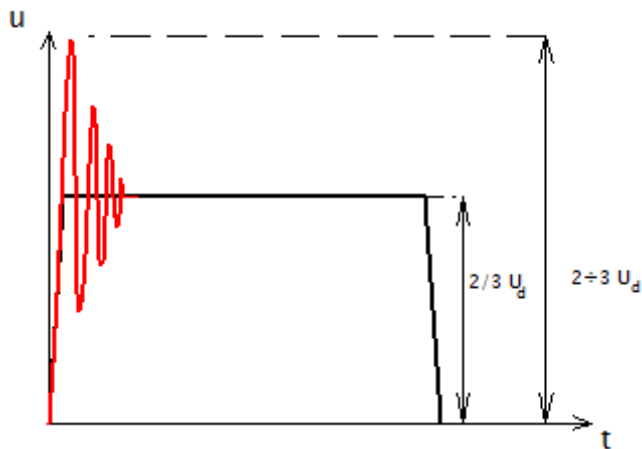


Obr. 2.5 Schéma zapojení napěťového střídače

Obr. 2.6 Napěťové pulzy s vysokým du/dt při PWM řízení střídače

Právě poslední uvedená výhoda těchto součástek je paradoxně nevýhodou nepřímého měniče kmitočtu jako celku. Vzniklé strmé hrany napětí mají za následek vznik částečných výbojů v izolaci vinutí motoru a jeho postupnou degradaci. Pokud je motor připojen ke střídači kabelem větší délky (desítky metrů), mohou v tomto kabelu strmé hrany napětí vyvolat vysokofrekvenční napěťové kmity (řádově stovky kHz), jejichž amplituda může dosahovat dvojnásobku až trojnásobku napětí

stejnoseměrného meziobvodu. Ke zničení izolace vinutí motoru pak může dojít okamžitě.



Obr. 2.7 Možný průběh vysokofrekvenčních kmitů

Opatřením proti postupnému, či okamžitému zničení izolace vlivem strmých napěťových pulzů je použití motoru se zesílenou izolací, která je dimenzovaná přímo pro použití s napěťovým střídačem. Další možností je použití měniče s rezonančním meziobvodem. Toto řešení je podrobně popsáno v [3]. Výše popsaným nežádoucím jevům se také předchází použitím výstupních filtrů.

3. Výstupní filtry napěťových střídačů

Výstupní filtry upravují výstupní napětí napěťového střídače v podobě napěťových pulzů tak, aby bylo zamezeno vzniku výše popsaných nežádoucích jevů v soustavě střídač – kabel – motor. Výstupních filtrů rozlišujeme několik druhů:

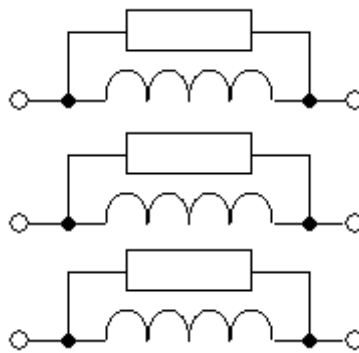
- Terminátory (přizpůsobovací obvody)
- du/dt filtr
- Harmonický (sinusový) filtr

3.1 Terminátory

Za výstupní filtr lze považovat i terminátory, které jsou základními obvody pro zlepšení poměrů v soustavě měnič – kabel – motor a zajišťují impedanční přizpůsobení. Z hlediska umístění je můžeme rozdělit na terminátory na výstupu měniče a terminátory na vstupu do motoru.

3.1.1 Terminátor na výstupu měniče

Terminátor na výstupu měniče, tedy na vstupu do kabelu omezuje strmost náběžných hran napětí a zajišťuje impedanční přizpůsobení mezi napěťovým střídačem a kabelem, čímž zamezuje vzniku vysokofrekvenčních napěťových kmitů v kabelu. Jejich hlavní nevýhodou je zvětšení spínacích ztrát a zmenšení 1. harmonické složky výstupního napětí střídače.

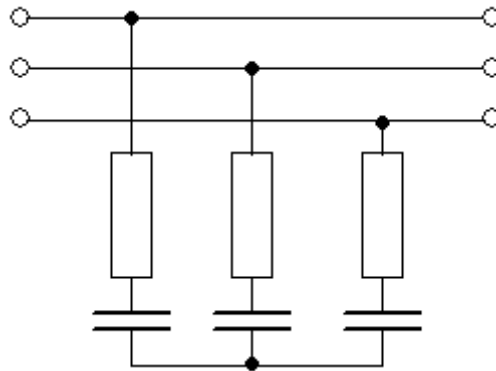


Obr. 3.1 Schéma terminátoru na výstupu měniče

Rezistor zajišťuje impedanční přizpůsobení a jeho návrh vychází z vlnové impedance kabelu. Induktor propouští pracovní proud a musí mít dostatečně velkou indukčnost, aby se terminátor choval jako filtr dolní propust. S velikostí indukčnosti však rostou ztráty a rozměry induktoru. Ztráty na odporech narůstají přibližně lineárně s délkou kabelu. Ztráty na vlastním odporu tlumivky jsou úměrné kvadrátu efektivní hodnoty pracovního proudu. Použití tohoto terminátoru je tedy vhodné u menších pohonů a krátkých kabelů.

3.1.2 Terminátor na vstupu do motoru

Terminátory na vstupu do motoru zamezují vstupu již vzniklých vysokofrekvenčních kmitů do motoru a zajišťují impedanční přizpůsobení mezi kabelem a motorem.

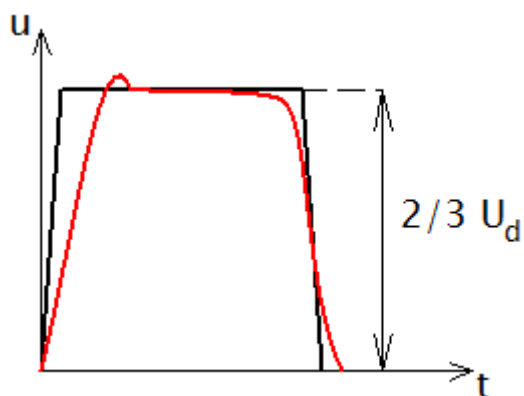


Obr. 3.2 Schéma terminátoru na vstupu do motoru (zapojení do Y)

Rezistory zajišťují impedanční přizpůsobení. Kondenzátory zamezují trvalému procházení proudu přes rezistory. Návrh rezistoru vychází opět z vlnové impedance kabelu. Kondenzátor se navrhuje jako kompromis mezi potlačením odrazů a ztrátami. Sériovou kombinací RC je možno zapojit do hvězdy (Y), nebo do trojúhelníka (D). Výhodou zapojení do Y je menší napěťové namáhání kondenzátoru. Výhodou zapojení do D je menší potřebná hodnota kondenzátoru. Ztráty tohoto terminátoru jsou téměř nezávislé na délce kabelu a na odebíraném výkonu. Jeho použití je tedy vhodné u velkých pohonů a dlouhých kabelů.

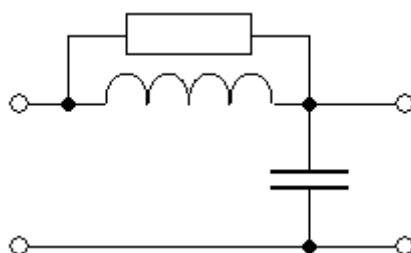
3.2 Filtr du/dt

Filtr du/dt , jak už napovídá název, slouží pro omezení strmosti napěťových pulzů, které vznikají činností napěťového střídače. Za přijatelnou hodnotu můžeme považovat přibližně $500 \text{ V}/\mu\text{s}$. Hlavní výhodou tohoto filtru je nízká cena oproti harmonickému filtru. Hlavní nevýhodou je závislost na délce kabelu, kterým je motor připojen k napěťovému střídači s filtrem. Na Obr. 3.3 je znázorněn tvar jednoho napěťového pulzu s požadovanou nižší strmostí náběžné hrany po průchodu du/dt filtrem.

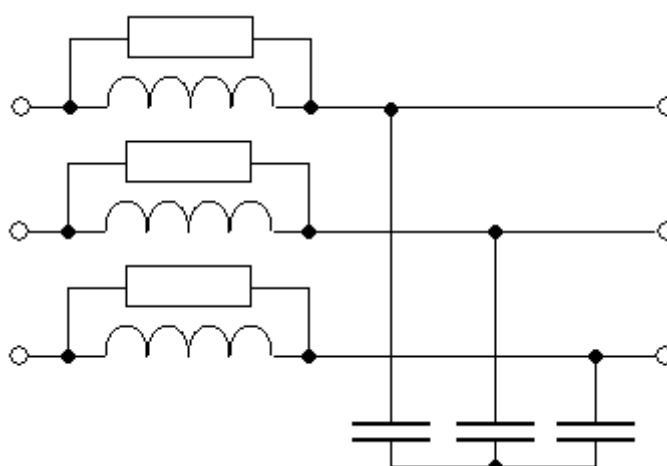


Obr. 3.3 Průběh vstupního a výstupního napětí při jednom pulzu PWM

Filtr du/dt se skládá z kondenzátoru, induktoru a tlumícího rezistoru. Jedná se v podstatě o kombinaci vstupního a výstupního terminátoru.



Obr. 3.4 Schéma jednofázového du/dt filtru

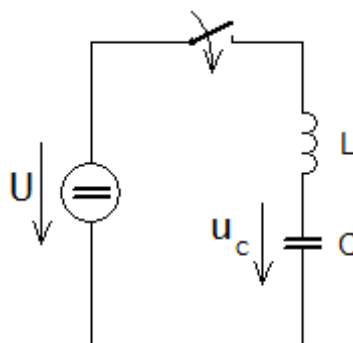


Obr. 3.5 Schéma třífázového du/dt filtru

3.2.1 Návrh du/dt filtru

Filtr du/dt se navrhuje tak, aby měl velmi malé vlastní ztráty, přibližně 0,5 %. Podrobnější návrh du/dt filtru můžeme nalézt v [3]. Pro orientační návrh jednotlivých komponent du/dt filtru můžeme při zanedbání tlumícího odporu přijmout následující postup.

Základním krokem je učení maximální požadované strmosti výstupního napětí filtru. Přivedení jednoho napěťového pulzu PWM na du/dt filtr si můžeme představit jako připojení stejnosměrného napětí.



Obr. 3.6 Schéma pro odvození du/dt

Z tohoto zjednodušeného schématu získáme vztah pro velikost napětí u_c . Přírůstek du/dt pak získáme jeho derivací.

$$u_c = U - U \cdot \cos \omega_V t \quad (3.1)$$

$$\frac{du_c}{dt} = \omega_V \cdot U \cdot \sin \omega_V t \quad (3.2)$$

Maximální přírůstek du/dt je pak v $\frac{\pi}{2}$ kdy $\sin \omega_V t = 1$.

$$\left(\frac{du_c}{dt}\right)_{max} = \omega_V \cdot U \quad (3.3)$$

Kde ω_V je rychlost vlastních kmitů filtru určená Thomsonovým vztahem. U je napětí pulzů, které přivádíme na vstup filtru.

$$\left(\frac{du_c}{dt}\right)_{max} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \frac{2}{3} U_d \quad (3.4)$$

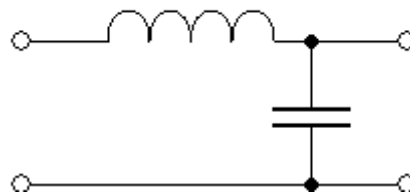
Z této rovnice získáme jakožto jedinou neznámou hodnotu \sqrt{LC} . Dále musíme určit, jak bude velký úbytek napětí ΔU_z jmenovitým proudem na navrhovaném filtru. Velikost ΔU_z zvolíme například jako 10% jmenovitého napětí zátěže. Pro ΔU_z platí:

$$\Delta U_z = 0,1 \cdot U_{ZN} = \omega \cdot L \cdot I_{ZN} \quad (3.5)$$

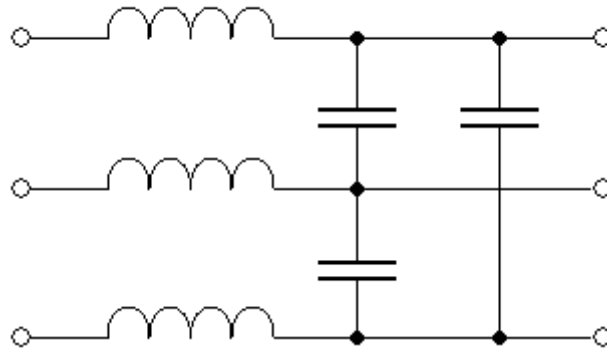
Z této rovnice získáme hodnotu induktoru L. Hodnotu kondenzátoru C získáme dosazením do hodnoty \sqrt{LC} , získané v předchozím kroku. Pokud navrhujeme tlumící rezistor R dle vztahu $R \doteq \sqrt{\frac{L}{C}}$, kmity filtru se utlumí přibližně za polovinu doby vlastního kmitu.

3.3 Harmonický filtr

Harmonický filtr bývá také nazýván jako sinusový filtr. Na jeho výstupu získáváme téměř sinusové napětí, tedy první harmonickou složku výstupního napětí střídače. Oproti filtru du/dt má harmonický filtr větší vlastní ztráty (až 2%), rozměry a je nákladnější.



Obr. 3.7 Schéma jednofázového harmonického filtru

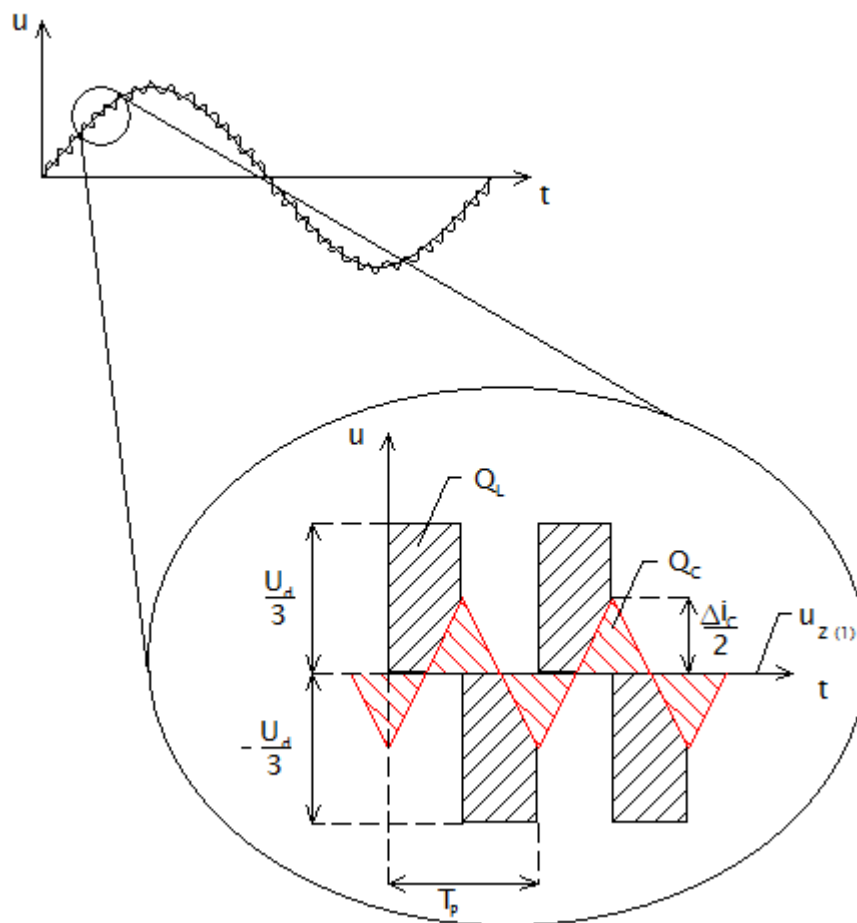


Obr. 3.8 Schéma třífázového harmonického filtru

Harmonický filtr se realizuje jako LC filtr dolní propust druhého řádu. To je dáno požadavkem na proměnnou frekvenci výstupního napětí. Pokud bychom požadovali konstantní výstupní frekvenci, můžeme harmonický filtr realizovat jako pásmovou propust. Čím níž je zlom frekvenční charakteristiky filtru, tím více se výstupní napětí blíží sinusovému průběhu, ale tím více energie je mařeno na samotném filtru. Jinými slovy, tím větší jsou ztráty filtru. Vlivy ovlivňující návrh harmonického filtru jsou podrobněji řešeny v [3].

3.3.1 Návrh harmonického filtru

Základním krokem pro návrh harmonického filtru je určení maximálního rozkmitu napětí zátěže kolem základní harmonické. Rozkmit napětí zátěže Δu_z se volí v rozsahu 10÷20%. Na Obr. 3.9 je zobrazen sinusový průběh napětí zátěže s určitým rozkmitem. Tento sinusový průběh je tvořen středními hodnotami napětí jednotlivých pulzů PWM. Pokud si z tohoto průběhu zvětšíme dostatečně malou část, můžeme první harmonickou napětí zátěže považovat za konstantní a položit ji do časové osy. Rozkmit od tohoto sinusového průběhu je pak dán napěťovými pulzy o velikosti $\pm U_d/3$. Náboj, který je přiváděn na kondenzátor, je znázorněn červeně šrafovanou plochou.



Obr. 3.9 Rozkmit napětí kolem 1. harmonické napětí

Pro rozkmit napětí platí:

$$\Delta u_z = \Delta u_c = \frac{Q_c}{C} \quad (3.6)$$

Náboj Q_c získáme dle Obr 3.9 jako plochu trojúhelníka s výškou Δi_c a základnou $T_p/2$.

$$Q_c = \frac{\Delta i_c \cdot T_p}{8} \quad (3.7)$$

Dále je třeba určit neznámou hodnotu zvlňení proudu Δi_c .

$$\Delta i_c = \frac{Q_L}{L} \quad (3.8)$$

Hodnotu napěťového množství Q_L získáme jako plochu obdélníku.

$$Q_L = \frac{U_d \cdot T_p}{6} \quad (3.9)$$

Po dosazení takto vyjádřených neznámých hodnot do vzorce (3.6) získáme vztah vyjadřující Δu_z pouze pomocí známých hodnot.

$$\Delta U_Z = \frac{U_d \cdot T_p^2}{48 \cdot L \cdot C} \quad (3.10)$$

Po zvolení požadovaného rozkmitu napětí získáme z této rovnice hodnotu součinu LC. Při návrhu filtru musíme postupovat tak, aby úbytek napětí na induktoru vyvolaný jmenovitým proudem zátěže byl co nejmenší. Filtr se zpravidla navrhuje tak, aby tento úbytek dosahoval maximálně 10% jmenovitého napětí zátěže.

$$I_{ZN} \cdot \omega_N \cdot L \leq 0,1 \cdot U_{ZN} \quad (3.11)$$

Z této rovnice získáme hodnotu induktoru L a tím také získáme hodnotu kondenzátoru C. Hodnotu proudu kondenzátorem i_c chceme zachovat malou vůči jmenovitému proudu I_{ZN} (například 10%), proto pro získanou hodnotu kondenzátoru C musíme ověřit, zda vyhovuje vztahu:

$$U_{ZN} \cdot \omega_N \cdot C \leq 0,1 \cdot I_{ZN} \quad (3.12)$$

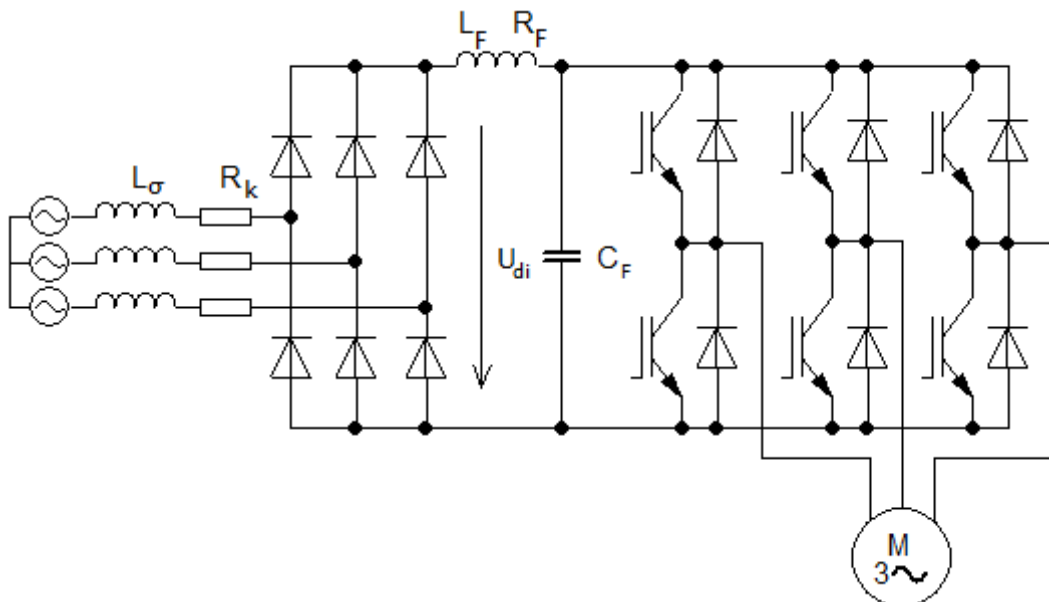
Pokud hodnoty induktoru a kondenzátoru vyhovují, je třeba dále ověřit, zda je zlomový kmitočet filtru větší než jmenovitý kmitočet motoru (střídače) a současně mnohem menší než nosný kmitočet PWM, tedy kmitočet pilového signálu.

$$\omega_{ZN} < \frac{1}{\sqrt{LC}} \ll \omega_P \quad (3.13)$$

V opačném případě by filtr pohlcovao i 1. harmonickou složku napětí, tedy námi požadované výstupní napětí filtru. Pokud navrhnuté hodnoty induktoru L a kondenzátoru C vyhovují výše uvedeným kritériím, přistupuje se k namodelování soustavy měnič – filtr – kabel – motor a její následné simulaci, kde se ověří správná funkčnost, a jednotlivé navrhnuté hodnoty se mohou dle potřeby dále upravit.

4. Návrh vstupního filtru

Hrubý návrh parametrů L_F a C_F je třeba znát pro simulaci, na základě které můžeme tyto parametry dále dle potřeby upravovat. Při návrhu L_F a C_F budeme uvažovat měnič kmitočtu napájený z transformátoru, který je zohledněn rozptylovou indukčností L_σ a činným odporem R_K . Na místě vstupního měniče budeme uvažovat diodový usměrňovač. Pro větší přesnost budeme uvažovat, že vstupní filtr má vlastní činný odpor R_F . Střídač bude tvořen IGBT tranzistory a na výstupu měniče budeme uvažovat připojený asynchronní motor.



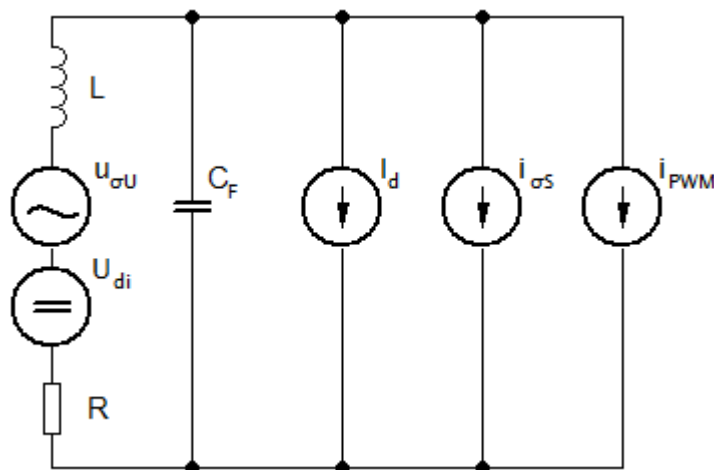
Obr. 4.1 Základní schéma pro návrh vstupního filtru

Při číselném návrhu filtračního kondenzátoru a filtrační tlumivky budeme vycházet z následujícího zadání:

- Maximální zvlnění napětí na kondenzátoru $\sigma_U = 2,5 \%$
- Nepřerušovaný proud usměrňovače od $10\% I_N$
- Nosný kmitočet střídače $f_P = 2 \text{ kHz}$
- Rozptylová indukčnost transformátoru $L_\sigma = 0,29 \text{ mH}$
- Asynchronní motor:
 - o $P = 75 \text{ kW}$
 - o $\eta = 0,91$
 - o $U_N = 400 \text{ V}$
 - o $I_N = 127 \text{ A}$

4.1 Analýza působení měniče na vstupní filtr

Schéma měniče kmitočtu z Obr. 4.1 můžeme nahradit následujícím zjednodušeným náhradním schématem, které zohledňuje všechny vlivy na vstupní filtr.



Obr. 4.2 Zjednodušené náhradní schéma měniče kmitočtu

Zdroj stejnosměrného napětí U_{di} reprezentuje střední hodnotu usměrněného napětí na výstupu diodového usměrňovače, zdroj střídavého napětí $u_{\sigma U}$ pak zvlnění tohoto usměrněného napětí.

Rezistor R reprezentuje odpor transformátoru R_K , odpor vznikající při komutaci diodového usměrňovače R_X a odpor samotného vstupního filtru R_F .

$$R = 2 \cdot R_K + R_F + R_X \quad (4.1)$$

Odpor R_X vznikající při komutaci určíme z velikosti rozptylové indukčnosti.

$$R_X = \frac{\omega \cdot p \cdot L_\sigma}{2 \cdot \pi} \quad (4.2)$$

$$R_X = \frac{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 6 \cdot 0,29 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi}$$

$$R_X = 87 \text{ m}\Omega$$

Odpor filtru R_F budeme uvažovat 1 m Ω . Odpor R_K můžeme přibližně odhadnout jako 20 % velikosti R_X .

$$R_K = 17,4 \text{ m}\Omega$$

Výsledná velikost rezistoru R je tedy:

$$R = 123 \text{ m}\Omega$$

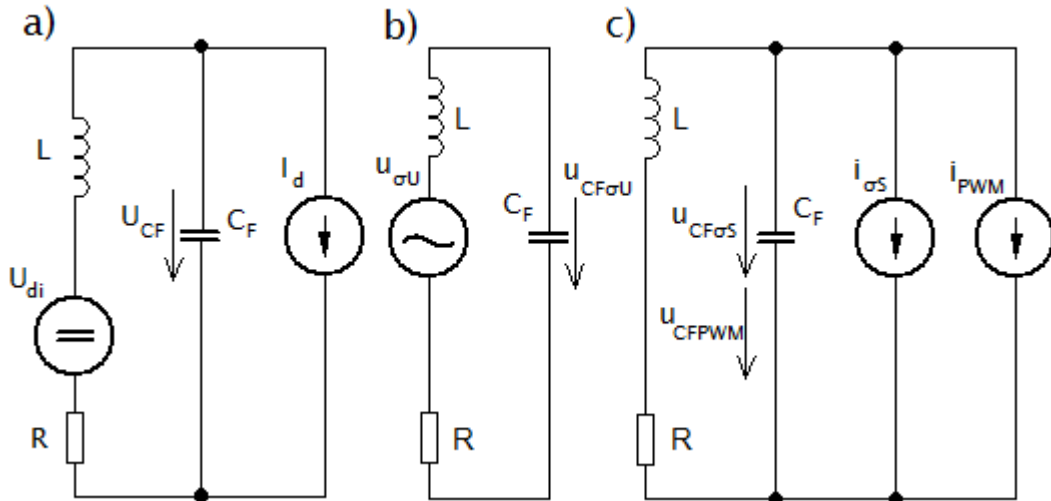
Induktor L reprezentuje rozptylovou indukčnost transformátoru L_K a indukčnost filtrační tlumivky L_F .

$$L = L_F + 2 \cdot L_\sigma \quad (4.3)$$

Vstupní filtr je ve schématu reprezentován filtračním kondenzátorem C_F a filtrační tlumivkou L_F obsaženou již v induktoru L.

Zdroj stejnosměrného proudu I_d reprezentuje proud odebíraný střídačem ze stejnosměrného meziobvodu a zdroj střídavého proudu i_{os} pak zvlnění tohoto proudu. Zvlnění napětí způsobené nosným kmitočtem PWM je v tomto náhradním schématu reprezentováno zdrojem střídavého proudu $I_{\sigma PWM}$.

Z hlediska působení jednotlivých zdrojů na rozkmit napětí filtračního kondenzátoru můžeme náhradní schéma z Obr. 4.2 rozložit superpozicí na tři dílčí schémata.



Obr. 4.3 Superpozice jednotlivých částí náhradního schématu

Schéma a) Na filtračním kondenzátoru C_F se uplatňuje stejnosměrná složka napětí U_{CF} tvořená usměrněným napětím U_{di} , které je menší o úbytek na rezistoru R . Při výpočtu výkonu odebíraného ze stejnosměrného meziobvodu zanedbáme účinnost střídače.

$$U_{CF} = U_{di} - R \cdot I_d \quad (4.4)$$

$$U_{CF} = \frac{p \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_f}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} - R \cdot \frac{\frac{P}{\eta}}{U_{di}}$$

$$U_{CF} = \frac{6 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 230}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6} - 0,123 \cdot \frac{75000}{0,91 \cdot 538}$$

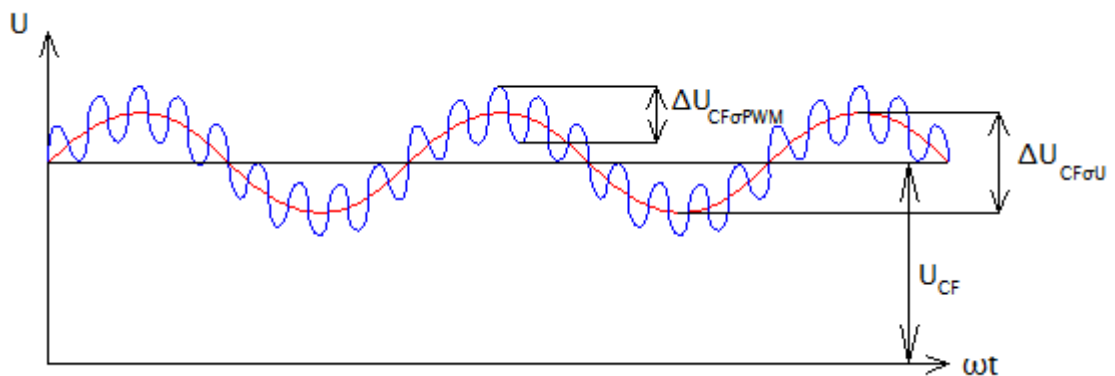
$$U_{CF} = 519 \text{ V}$$

Schéma b) Na filtračním kondenzátoru se uplatňuje střídavá složka napětí $u_{CF\sigma U}$ tvořená zdrojem $u_{\sigma U}$, tedy zvlněním usměrněného napětí.

Schéma c) Na filtračním kondenzátoru se uplatňuje střídavá složka napětí $u_{CF\sigma S}$ od proudového zdroje $i_{\sigma S}$, tedy zvlnění způsobené střídavou složkou proudu odebíraného střídačem. Dále se na filtračním kondenzátoru uplatňuje střídavá složka napětí u_{CFPWM} tvořená zdrojem i_{PWM} , tedy zvlnění způsobené nosným kmitočtem při PWM řízení střídače.

Výsledný rozkmit napětí na filtračním kondenzátoru je v nejnepříznivějším případě dán součtem jednotlivých dílčích složek napětí. Na Obr. 4.4 není znázorněna složka $\Delta U_{CF\sigma S}$, protože při PWM řízení má vzhledem ke zbývajícím zanedbatelnou velikost.

$$\Delta U_{CF} = \Delta U_{CF\sigma U} + \Delta U_{CF\sigma S} + \Delta U_{CFPWM} \quad (4.5)$$

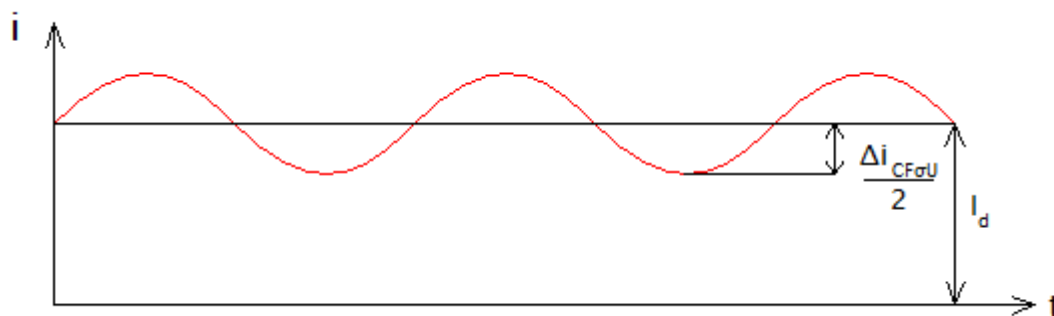


Obr. 4.4 Průběh napětí na filtračním kondenzátoru

4.2 Návrh filtrační tlumivky

Při návrhu filtrační tlumivky, respektive potřebné hodnoty indukčnosti L , vyjdeme z podmínky, od jaké hodnoty jmenovitého proudu již nedojde k přerušovanému proudu usměrňovače. Aby byl proud usměrňovače nepřerušovaný, musí být rozkmit proudu menší než proud odebíraný střídačem.

$$\frac{\Delta I_{CF\sigma U}}{2} < I_d \quad (4.6)$$



Obr. 4.5 Podmínka nepřerušovaného proudu

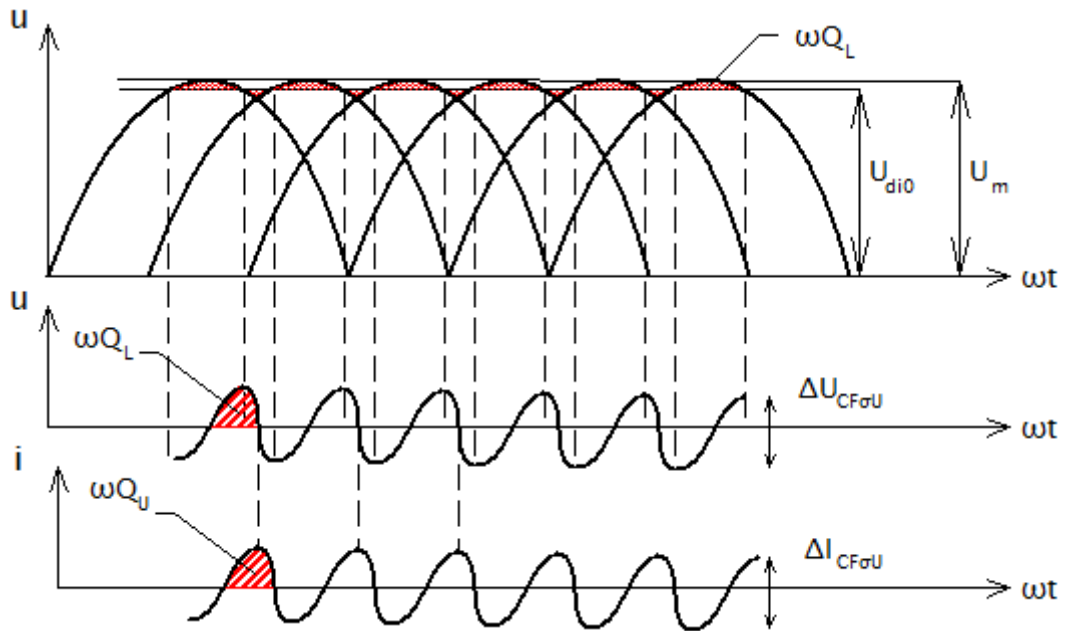
Velikost potřebné indukčnosti L je dána napěťovým množstvím, které musí tato indukčnost přijmout (vydat) při daném rozkmitu proudu.

$$L = \frac{Q_L}{\Delta I_{CF\sigma U}} \quad (4.7)$$

Dosazením do vztahu (4.6) získáváme podmínku pro potřebnou velikost indukčnosti.

$$L > \frac{Q_L}{2I_d} \quad (4.8)$$

Napěťové množství Q_L je znázorněno šrafovanou plochou na Obr. 4.6. Následující průběhy platí pro zjednodušení $C_F \rightarrow \infty$, tedy že napětí na filtračním kondenzátoru je dokonale vyhlazené

Obr. 4.6 Průběhy usměrněného napětí a zvlnění napětí na C_F

(Průběhy U_m a U_{di} jsou vzhledem k napětí $\Delta U_{CF\sigma U}$ velikostně v nepoměru kvůli názornosti)

Rozkmit usměrněného napětí budeme pro zjednodušení uvažovat za sinusový průběh.

$$u_{CF\sigma U}(t) = U_{CF\sigma U_m} \cdot \sin p\omega t \quad (4.9)$$

Amplituda $U_{CF\sigma U_m}$ tohoto napětí je dána rozdílem maximální a střední hodnoty usměrněného napětí.

$$U_{CF\sigma U_m} = U_m - U_{di} \quad (4.10)$$

$$U_{CF\sigma U_m} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 230 - \frac{6 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 230}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6}$$

$$U_{CF\sigma U_m} = 25,4 \text{ V}$$

Hodnotu napěťového množství Q_L určíme jako plochu pod sinusovým průběhem zvlněného napětí.

$$Q_L = \int_0^{\frac{T}{2p}} u_{CF\sigma U}(t) dt \quad (4.11)$$

Po provedení integrace získáváme:

$$Q_L = \frac{2 \cdot U_{CF\sigma U_m}}{p \cdot \omega} \quad (4.12)$$

Po dosazení do vztahu (4.8) získáváme výsledný vztah pro určení potřebné hodnoty indukčnosti L , pro nepřerušovaný proud od 10% I_N .

$$L > \frac{U_{CF\sigma U_m}}{0.1 \cdot I_d \cdot p \cdot \omega} \quad (4.13)$$

$$L > 1 \text{ mH}$$

Hodnota samotné filtrační tlumivky L_F , kterou je nutné vložit do stejnosměrného meziobvodu je pak dána rozdílem potřebné indukčnosti L a rozptylové indukčnosti transformátoru, viz vztah (4.3).

$$L_F > L - 2 \cdot L_\sigma$$

$$L_F > 0,42 \text{ mH}$$

4.3 Návrh filtračního kondenzátoru

Potřebná hodnota filtračního kondenzátoru C_F je dána velikostí náboje, který musí kondenzátor přijmout (vydat) při požadovaném zvlněném napětí na kondenzátoru. Velikost tohoto náboje v nejnepříznivějším případě získáme součtem nábojů od jednotlivých vlivů.

$$C_F = \frac{Q_U + Q_S + Q_{PWM}}{\Delta U_{CF}} \quad (4.14)$$

Filtrační kondenzátor budeme dle zadání navrhovat tak, aby zvlnění napětí od střední hodnoty bylo maximálně $\sigma_U = 2,5 \%$, tedy aby maximální rozkmit napětí byl 5 %.

$$\sigma_U = \frac{\frac{\Delta U_{CF}}{2}}{U_{CF}} = 2,5 \% \quad (4.15)$$

$$\Delta U_{CF} = 2 \cdot 0,025 \cdot 519$$

$$\Delta U_{CF} = 26 \text{ V}$$

Při návrhu filtračního kondenzátoru musíme rozlišit případ PWM řízení a obdélníkového řízení, kvůli rozdílnosti vlivů, které na filtrační kondenzátor působí.

4.3.1 Návrh filtračního kondenzátoru při PWM řízení

Při PWM řízení je rozkmit napětí na filtračním kondenzátoru tvořen rozkmitem usměrněného napětí a rozkmitem způsobeným PWM řízením střídače. Rozkmit napětí způsobený střídavou složkou proudu odebíraného střídačem můžeme při PWM řízení zanedbat.

$$\Delta U_{CF} = \Delta U_{CF\sigma U} + \Delta U_{CF_{PWM}} \quad (4.16)$$

Velikost filtračního kondenzátoru tedy určíme jako:

$$C_F = \frac{Q_U + Q_{PWM}}{\Delta U_{CF}} \quad (4.17)$$

a) Určení vlivu usměrňovače

Náboj Q_U , který musí kondenzátor přijmout (vydat) se šestinásobkem frekvence síťového napětí je zobrazen na Obr. 4.6. Tento náboj určíme jako plochu pod průběhem zvlněného proudu, který budeme opět pro zjednodušení považovat za sinusový.

$$i_{CF\sigma U}(t) = I_{CF\sigma U_m} \cdot \sin p\omega t \quad (4.18)$$

$$Q_U = \int_0^{\frac{T}{2p}} i_{CF\sigma U}(t) dt \quad (4.19)$$

Po provedení integrace získáváme:

$$Q_U = \frac{2 \cdot I_{CF\sigma U_m}}{p \cdot \omega} \quad (4.20)$$

Neznámou amplitudu zvlněného proudu $I_{CF\sigma U_m}$ můžeme vyjádřit jako polovičku celkového rozkmitu proudu $\Delta I_{CF\sigma U}$. Ze vztahu (4.7) ji tedy můžeme vyjádřit jako:

$$I_{CF\sigma U_m} = \frac{Q_L}{2 \cdot L} \quad (4.21)$$

Hodnotu napěťového množství Q_L jsme získali již při návrhu filtrační tlumivky. Náboj Q_U tedy můžeme vyjádřit pouze pomocí známých hodnot.

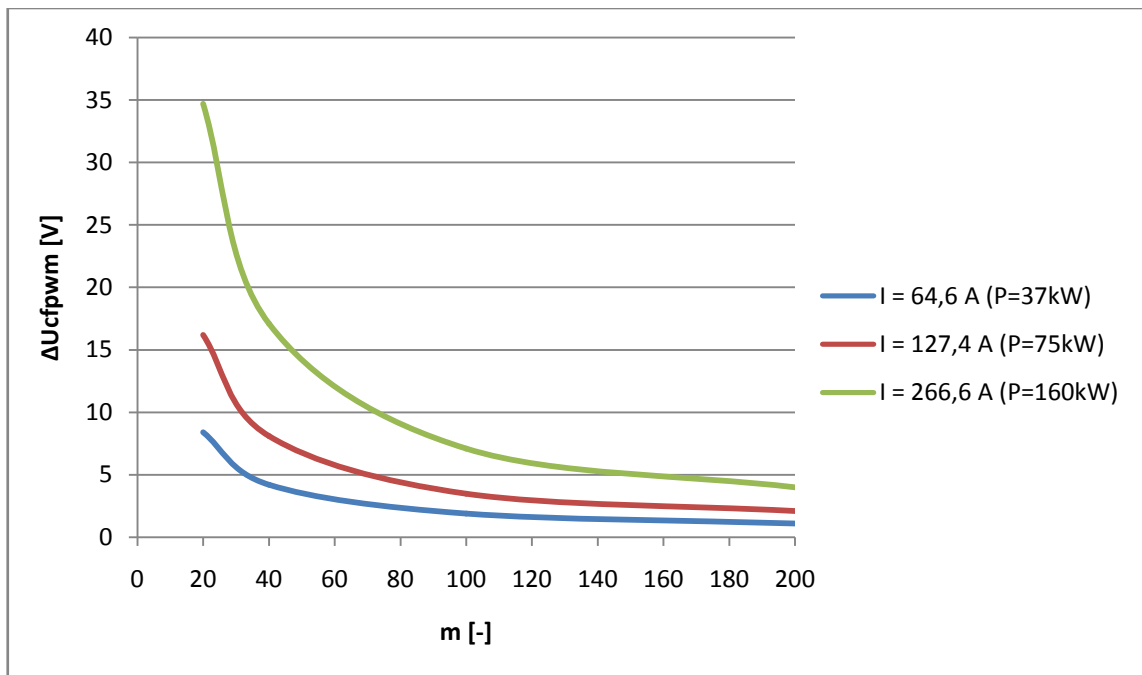
$$Q_U = \frac{2 \cdot U_{CF\sigma U_m}}{p^2 \cdot \omega^2 \cdot L} \quad (4.22)$$

Nyní již můžeme vyjádřit vztah pro určení velikosti filtračního kondenzátoru s uvažováním pouze vlivu usměrňovače.

$$C_F = \frac{2 \cdot U_{CF\sigma U_m}}{p^2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot \Delta U_{CF}} \quad (4.23)$$

b) Určení vlivu PWM řízení

Určit analyticky velikost náboje Q_{PWM} , který musí filtrační kondenzátor přijmout (vydat) vlivem PWM řízení je velmi obtížné. Vliv PWM řízení proto budeme respektovat přímo rozkmitem napětí ΔU_{CFPWM} způsobeného PWM řízením, které odečteme od požadovaného rozkmitu napětí ΔU_{CF} . Tento rozkmit určíme přibližně z následujících grafů pro zadaný fázový proud zátěže a modulační poměr m . Je patrné, že na rozkmit napětí na filtračním kondenzátoru má mimo velikosti odebíraného proudu zásadní vliv také nosný kmitočet PWM.



Obr. 4.7 Závislost zvlnění napětí na modulačním poměru střídače

Tyto průběhy byly získány pro hodnotu filtračního kondenzátoru $C_N = 2 \text{ mF}$. Hodnota modulačního poměru byla dána změnou nosného kmitočtu f_P při konstantní výstupní frekvenci střídače $f_N = 50 \text{ Hz}$.

$$m = \frac{f_P}{f_N} \quad (4.24)$$

Hodnota námi navrženého filtračního kondenzátoru C_F se může zásadně lišit od hodnoty $C_N = 2 \text{ mF}$, pro kterou platí průběhy z Obr 4.7. Odečtení vlivu PWM by v tomto případě bylo velmi nepřesné. Hodnotu $\Delta U_{CF_{PWM}}$ tedy musíme přepočítat v poměru těchto kapacit.

$$C_F = \frac{2 \cdot U_{CF\sigma U_m}}{p^2 \cdot \omega^2 \cdot L (\Delta U_{CF} - \Delta U_{CF_{PWM}} \cdot \frac{C_N}{C_F})} \quad (4.25)$$

Vyjádřením C_F získáváme výsledný vztah pro určení hodnoty filtračního kondenzátoru s respektováním vlivu usměrňovače i PWM řízení.

$$C_F = \frac{2 \cdot U_{CF\sigma U_m} + p^2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot \Delta U_{CF_{PWM}} \cdot C_N}{p^2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot \Delta U_{CF}} \quad (4.26)$$

Po odečtení rozkmitu napětí způsobeném vlivem PWM řízením pro zadanou frekvenci nosného kmitočtu 2 kHz a proud zátěže 127 A z Obr. 4.7 získáváme hodnotu filtračního kondenzátoru, kterou dále použijeme v simulacích.

$$C_F = \frac{2 \cdot 25,4 + 6^2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 50)^2 \cdot 0,001 \cdot 8,1 \cdot 0,002}{6^2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 50)^2 \cdot 0,001 \cdot 26}$$

$$C_F = 1,2 \text{ mF}$$

4.3.2 Návrh filtračního kondenzátoru při obdélníkovém řízení

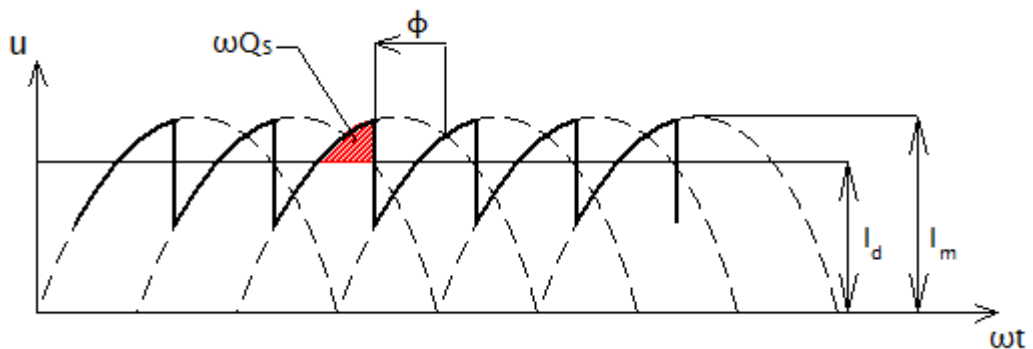
Při použití obdélníkového řízení již nemůžeme zanedbat vliv střídače na rozkmit napětí filtračního kondenzátoru. Naopak logicky již nemusíme uvažovat vliv PWM řízení.

$$\Delta U_{CF} = \Delta U_{CF\sigma U} + \Delta U_{CF\sigma S} \quad (4.27)$$

Filtrační kondenzátor musí přijmout (vydat) jednak náboj Q_U vznikající činností usměrňovače a jednak náboj Q_S způsobený činností střídače.

$$C_F = \frac{Q_U + Q_S}{\Delta U_{CF}} \quad (4.28)$$

Postup určení náboje Q_U je naprosto stejný jako při PWM řízení střídače. Náboj Q_S je závislý na první harmonické složce fázového proudu motoru a jejím fázovým zpožděním za první harmonickou složkou napětí.



Obr. 4.8 Proud odebíraný střídačem [1]

Na základě Obr. 4.8 lze dle [1] odvodit vztah pro výpočet náboje Q_S .

$$Q_S = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{ZN} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + \varphi\right) - \cos\left(\pi - \arcsin\frac{3 \cdot \cos\varphi}{\pi}\right) \right]}{\omega} + \frac{\frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{ZN} \cdot \cos\varphi}{\pi} \left(\varphi + \arcsin\frac{3 \cdot \cos\varphi}{\pi} - \frac{2\pi}{3} \right)}{\omega} \quad (4.29)$$

$$Q_S = \frac{\sqrt{2} \cdot 127 \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + 0,79\right) - \cos\left(\pi - \arcsin\frac{3 \cdot 0,7}{\pi}\right) \right]}{2 \cdot \pi \cdot 50} + \frac{\frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot 127 \cdot 0,7}{\pi} \left(0,79 + \arcsin\frac{3 \cdot 0,7}{\pi} - \frac{2\pi}{3} \right)}{2 \cdot \pi \cdot 50}$$

$$Q_S = 0,0579 \text{ C}$$

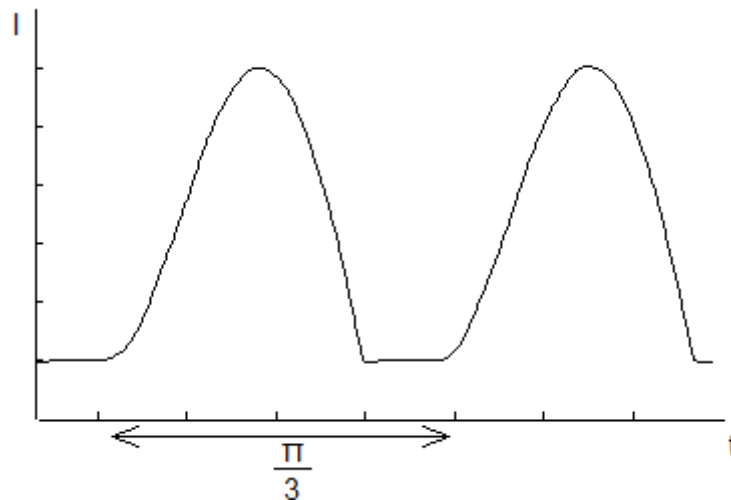
Dle vztahu (4.28) pak získáme přibližnou hodnotu filtračního kondenzátoru, kterou dále použijeme v simulacích.

$$C_F = \frac{0,0143 + 0,0579}{26}$$

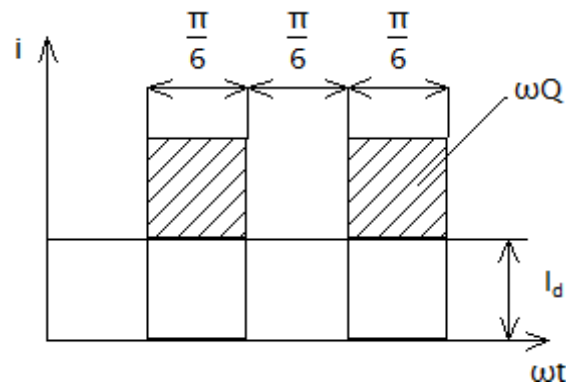
$$C_F = 2,8 \text{ mF}$$

4.4 Návrh kondenzátoru při přerušovaném proudu

Na místě L u měničů malých výkonů zůstává pouze rozptylová indukčnost transformátoru a může tedy dojít k přerušovanému proudu usměrňovače. Reálný průběh tohoto proudu je zobrazen na Obr. 4.9. Pro zjednodušení návrhu budeme jednotlivé proudové impulzy považovat za obdélníkové, viz Obr. 4.10.



Obr. 4.9 Skutečný průběh proudu usměrňovače



Obr. 4.10 Zjednodušený průběh proudu usměrňovače

Velikost náboje Q , který musí filtrační kondenzátor přijmout s požadovaným zvlněním napětí, určíme jako plochu obdélníku danou střední hodnotou proudu a šířkou proudového impulzu.

$$Q = \frac{I_d \cdot \frac{\pi}{6}}{\omega} \quad (4.30)$$

Pro velikost filtračního kondenzátoru pak platí vztah:

$$C_F = \frac{I_d \cdot \frac{\pi}{6}}{\omega \cdot \Delta U_{CF}} \quad (4.31)$$

4.5 Kontrola rezonančních stavů

Vstupní filtr napěťového střídače spolu s rozptylovou indukčností transformátoru tvoří LC obvod, který se při provozu měniče kmitočtu může dostat do rezonančního stavu. Vlastní kmitočet tohoto LC obvodu je dán Thomsonovým vztahem.

$$\omega_V = \frac{1}{\sqrt{LC_F}} \quad (4.32)$$

Musíme tedy ověřit, zda k rezonančnímu stavu dojde a případně korigovat hodnoty jednotlivých prvků vstupního filtru. K rezonanci tohoto LC obvodu může dojít vlivem kmitočtu zvlněného napětí způsobeného usměrňovačem, nebo střídačem.

4.5.1 Rezonanční stav usměrňovače

Vlastní kmitočet LC obvodu se pro získané hodnoty filtračního kondenzátoru C_F a celkové indukčnosti L nesmí shodovat s kmitočtem zvlnění usměrňovaného napětí $\omega_{\sigma U}$. Nesmí být tedy splněna rovnice:

$$\omega_{\sigma U} = \omega_V \quad (4.33)$$

V případě PWM řízení:

$$6.2 \cdot \pi \cdot 50 = \frac{1}{\sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^{-3}}}$$

$$1885 \neq 913 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

V případě obdélníkového řízení:

$$6.2 \cdot \pi \cdot 50 = \frac{1}{\sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,8 \cdot 10^{-3}}}$$

$$1885 \neq 598 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

V obou případech řízení tedy k rezonančnímu stavu vlivem usměrňovače nedojde.

4.5.2 Rezonanční stav střídače

Vlastní kmitočet LC obvodu nesmí odpovídat kmitočtu zvlnění napětí $\omega_{\sigma S}$ způsobeného vlivem střídavé složky proudu střídače $I_{\sigma S}$. Kontrola tohoto stavu je nutná především u obdélníkového řízení, kdy se výrazně projevuje šestipulzní charakter výstupního napětí střídače.

$$\omega_{\sigma S} = \omega_V \quad (4.34)$$

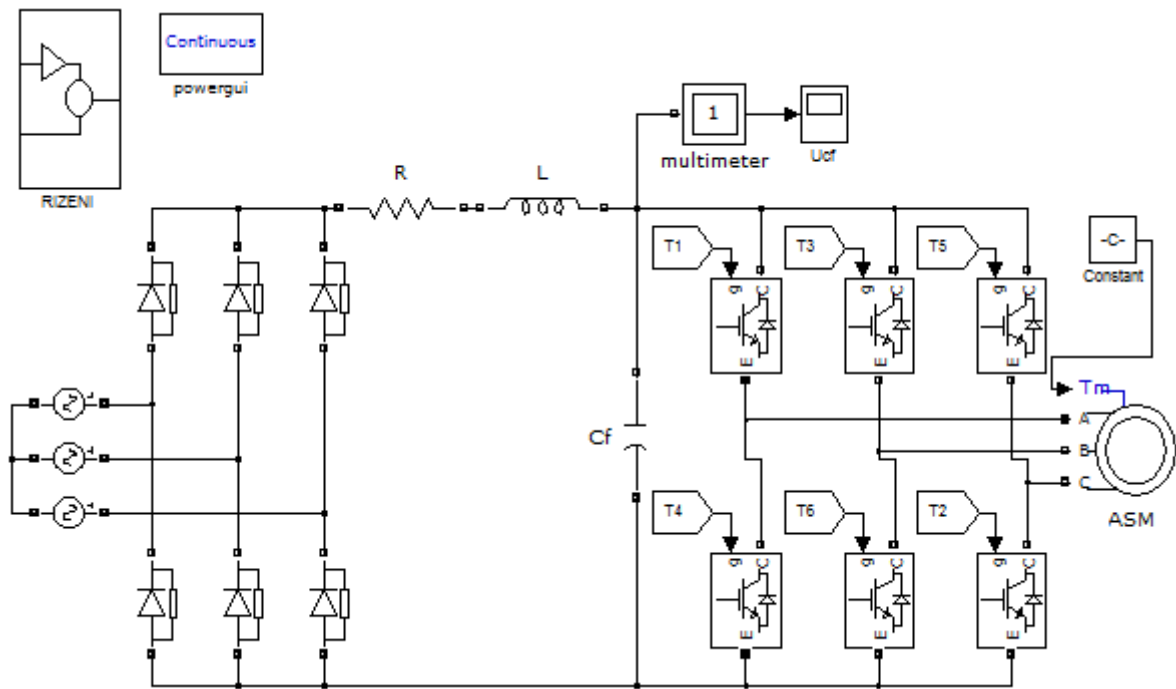
$$6.2 \cdot \pi \cdot 50 = \frac{1}{\sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,8 \cdot 10^{-3}}}$$

$$1885 \neq 598 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

K rezonančnímu stavu při jmenovitém kmitočtu $f_N = 50 \text{ Hz}$ vlivem střídače nedojde. Při nižších výstupních kmitočtech střídače však nemůžeme shodu ω_V s $\omega_{\sigma S}$ vyloučit. Zda k tomuto stavu dojde a jeho případné následky je třeba kontrolovat simulacemi.

5. Simulace vstupního filtru

Simulace vstupního filtru vychází z hrubého návrhu parametrů filtračního kondenzátoru C_F a potřebné velikosti indukčnosti L . Simulaci provedeme v programu MATLAB, toolboxu SIMULINK, s využitím knihovny SimPowerSystems. Simulační schéma vychází ze schématu na Obr. 4.1.



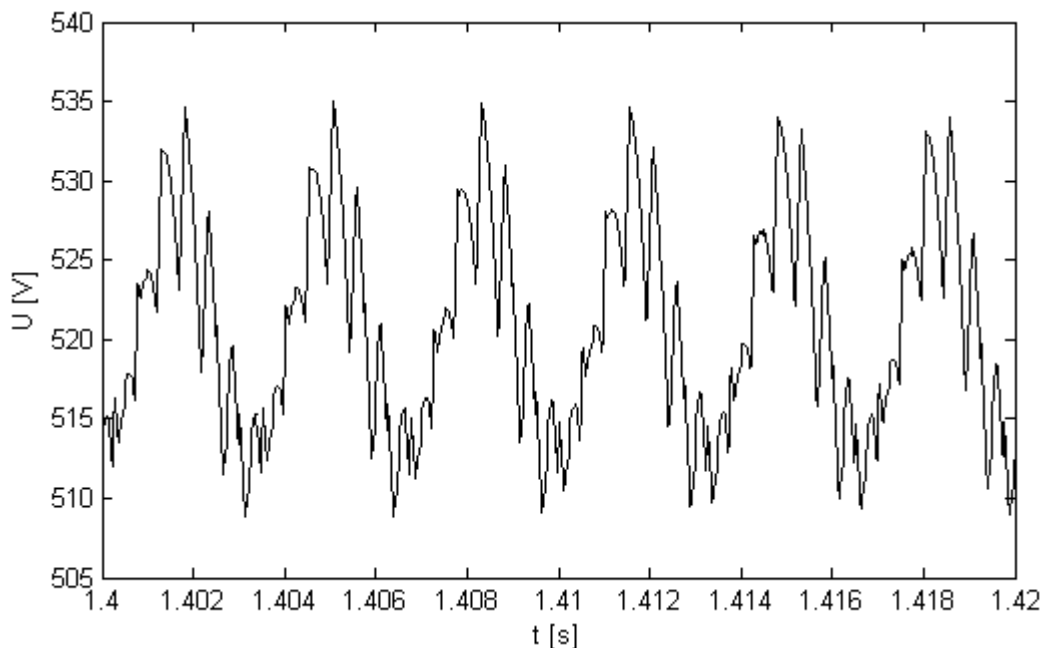
Obr. 5.1 Simulační schéma v programu MATLAB – SIMULINK

Blok RIZENI generuje impulzy pro PWM nebo obdélkové řízení napěťového střídače, které jsou na IGBT tranzistory přiváděny pomocí portů kvůli větší přehlednosti. K měniči kmitočtu je připojen přednastavený model asynchronního motoru.

5.1 Simulace při PWM řízení

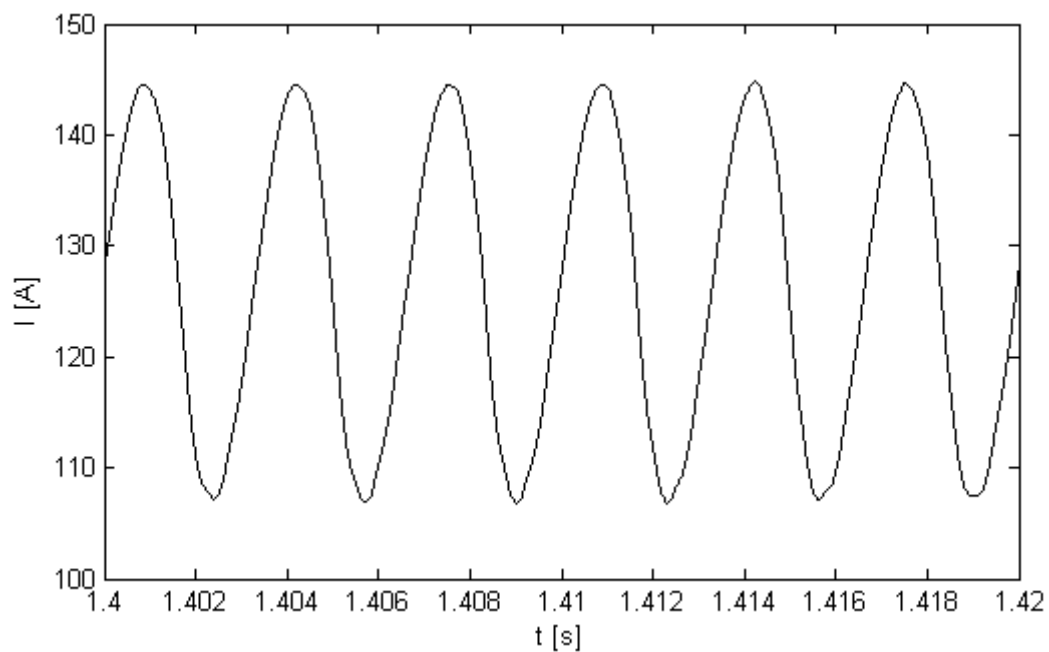
Blok RIZENI je nastaven tak, aby generoval signály pro PWM řízení napěťového střídače. Hodnota rezistoru R získaná v kapitole 4.1 zahrnuje i činný odpor vstupního filtru. V simulaci použijeme hodnotu rezistoru R zmenšenou o tuto část, protože činný odpor filtru je již obsažen v modelu použitých součástek. Dle hrubého návrhu tedy použijeme pro simulaci tyto hodnoty: $R = 122 \text{ m}\Omega$, $C_F = 1,2 \text{ mF}$, $L = 1 \text{ mH}$.

Rozkmit napětí na filtračním kondenzátoru pro $C_F = 1,2 \text{ mF}$ je 32 V , což odpovídá zvlnění $\sigma_U = 3,1 \%$. Rozkmit proudu ve stejnosměrném meziobvodu je 37 A . Pro dosažení požadovaného zvlnění napětí $\sigma_U = 2,5 \%$ musíme kapacitu filtračního kondenzátoru zvětšit na $1,35 \text{ mF}$. Hrubý návrh se tedy liší od reálné hodnoty pouze o 12% .



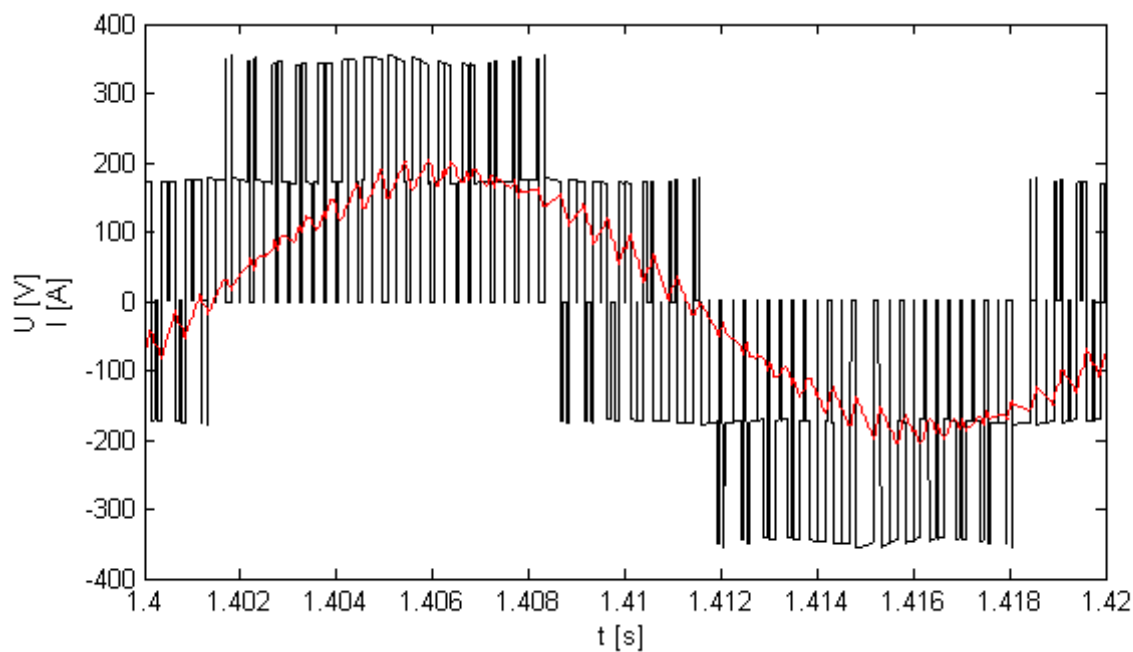
Obr. 5.2 Zvlnění napětí na filtračním kondenzátoru

Získaný průběh napětí na filtračním kondenzátoru na Obr. 5.2 se shoduje s teoretickým předpokladem, dle kterého se složka zvlnění napětí od střídače superponuje na složku zvlnění napětí od usměřovače (viz Obr 4.4).



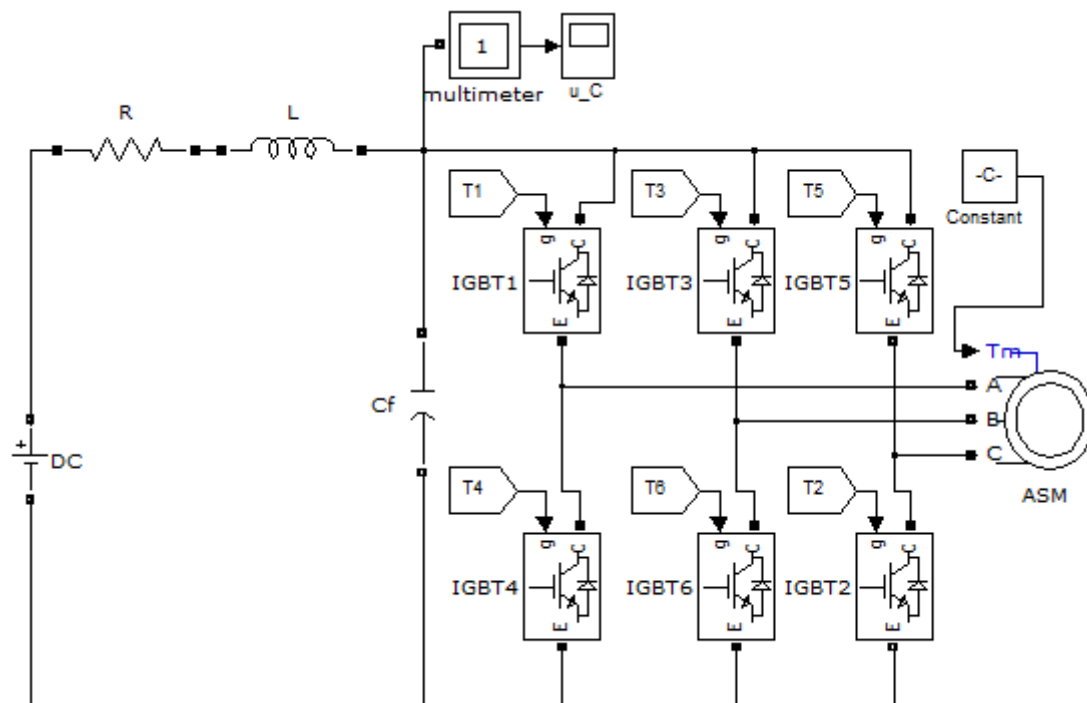
Obr. 5.3 Průběh proudu stejnosměrného meziobvodu

Na Obr. 5.4 Je patrné zkreslení fázového napětí motoru, způsobené zvlněním napětí na filtračním kondenzátoru.

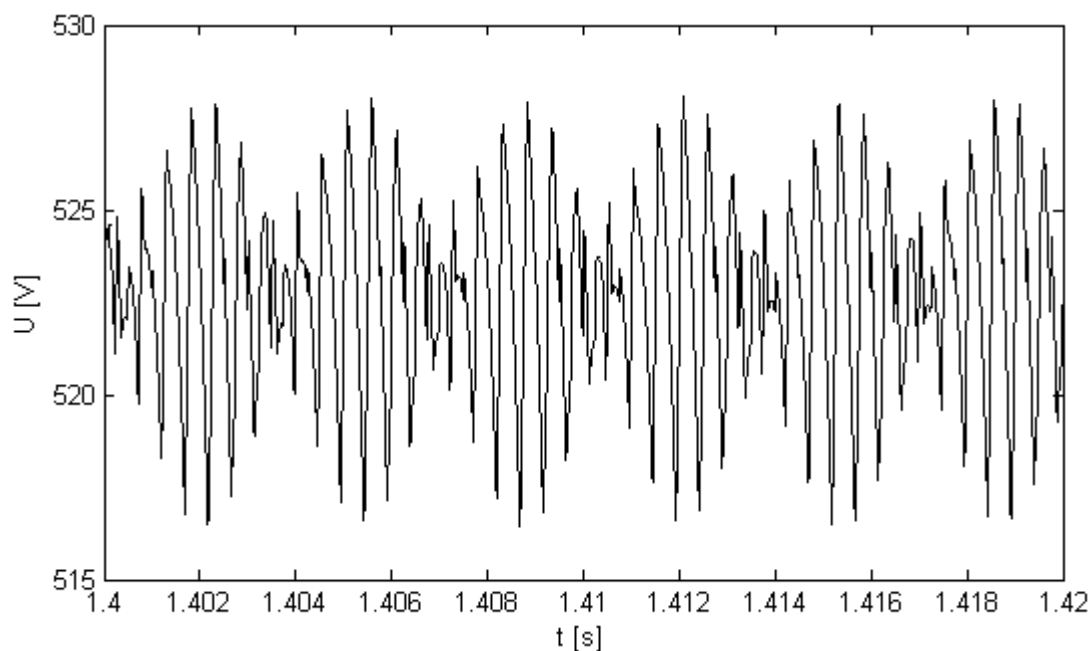


Obr. 5.4 Průběh napětí a proudu na zátěži

Pokud upravíme simulační schéma z Obr. 5.1 tak, že místo diodového usměrňovače umístíme zdroj stejnosměrného napětí, odstraníme vliv usměrňovače a získáme složku zvlněného napětí čistě od činnosti střídače, respektive od vlivu PWM.

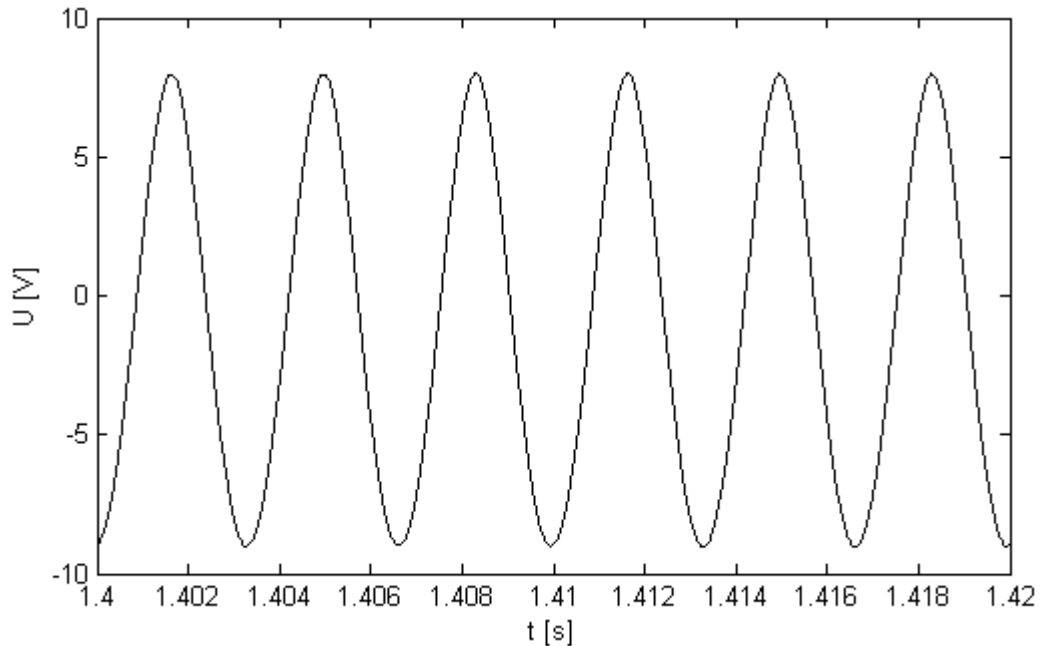


Obr. 5.5 Upravené simulační schéma



Obr. 5.6 Složka zvlněného napětí od činnosti střídače

Jelikož je celkový rozkmit napětí na filtračním kondenzátoru dán superpozicí, odečtením složky napětí tvořené střídačem od celkového průběhu získáme složku zvlnění napětí tvořenou usměrňovačem. Tvar tohoto zvlnění napětí se zhruba blíží sinusovému průběhu, tudíž se při hrubém návrhu filtru nedopouštíme tak závažné chyby, když jej pro zjednodušení považujeme za sinusový.



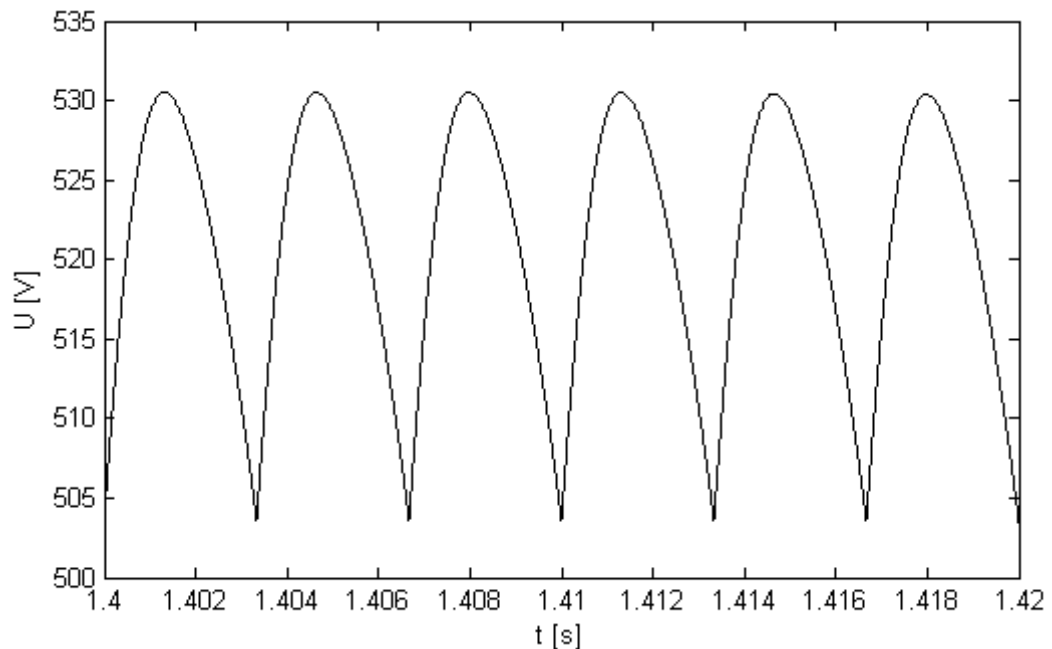
Obr. 5.7 Složka zvlněního napětí od činnosti usměrňovače

Určitý vliv na zvlnění napětí filtračního kondenzátoru má i účinník $\cos \varphi$. Se zvyšujícím se účinníkem klesá rozkmit napětí filtračního kondenzátoru. Jeho vliv však klesá s rostoucí frekvencí nosného kmitočtu. Pro zadaný nosný kmitočet 2000 Hz v rozmezí $\cos \varphi = 0,72 \div \cos \varphi = 0,9$ se změní rozkmit napětí filtračního kondenzátoru o méně než 1 V. V našem případě tedy můžeme vliv $\cos \varphi$ zanedbat.

5.2 Simulace při obdélníkovém řízení

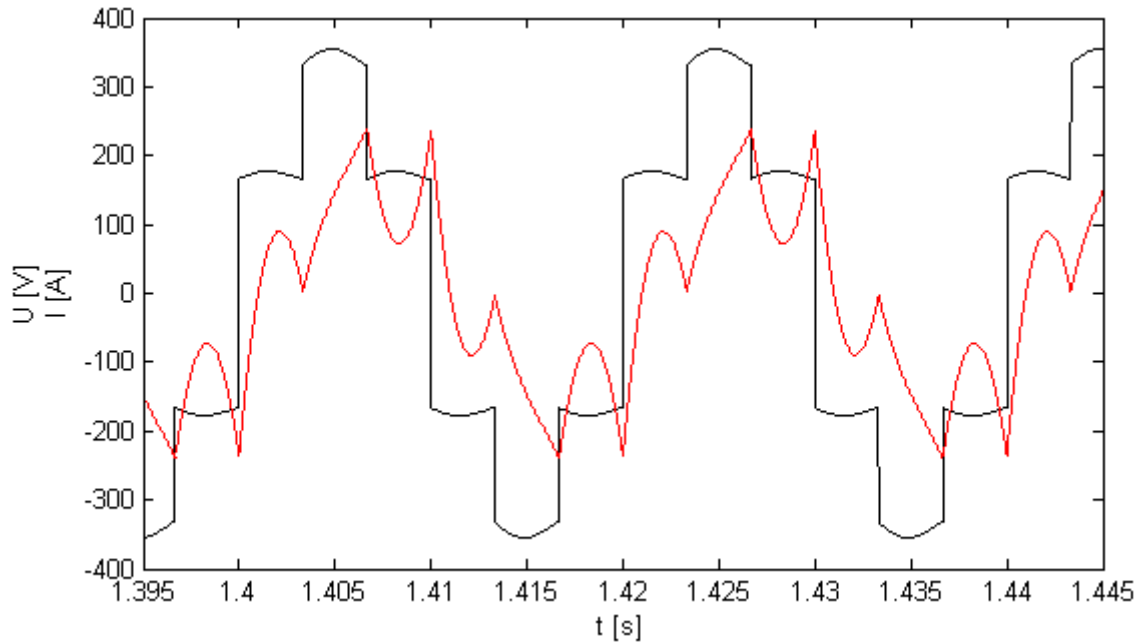
Blok RIZENI je nastaven tak, aby generoval signály pro obdélníkové řízení napěťového střídače. Hodnota odporu R a indukčnosti L je stejná jako při simulaci PWM řízení střídače. Dle hrubého návrhu v kapitole 4.3.2 použijeme hodnotu filtračního kondenzátoru $C_F = 2,8 \text{ mF}$.

Rozkmit napětí na filtračním kondenzátoru dosahuje 39 V , což odpovídá zvlnění $\sigma_U = 3,75 \%$. Aby bylo dosaženo požadovaného zvlnění $\sigma_U = 2,5 \%$, musíme hodnotu filtračního kondenzátoru zvětšit na $C_F = 3,5 \text{ mF}$. Hrubý návrh se tedy od reálné požadované hodnoty filtračního kondenzátoru liší o 25% .



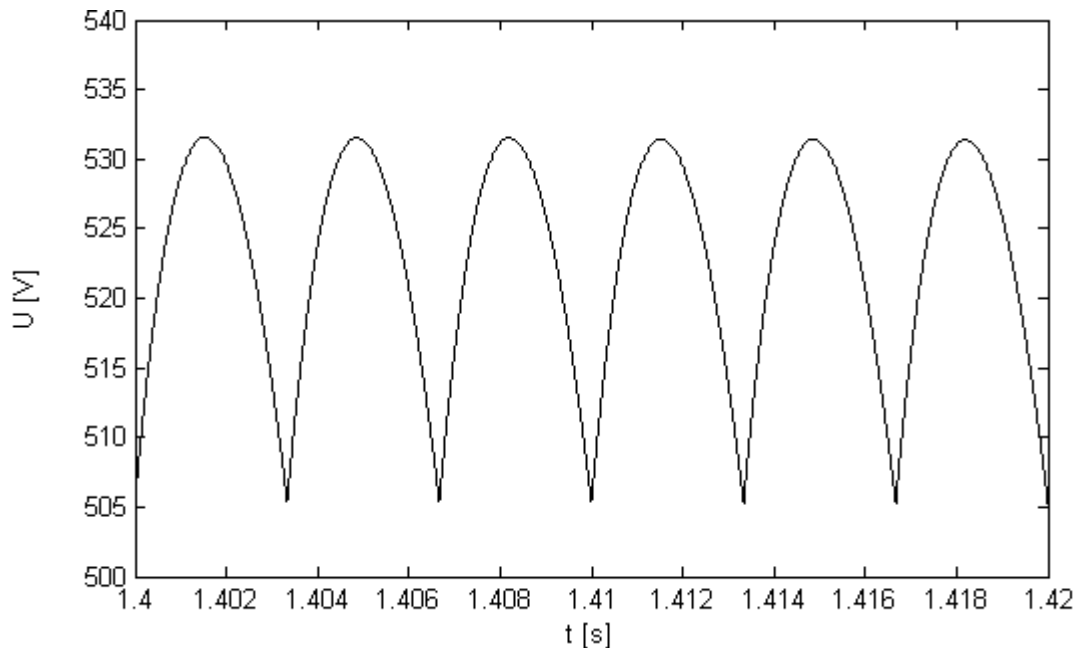
Obr. 5.8 Průběh napětí na filtračním kondenzátoru

Na Obr 5.9 vidíme průběh napětí na motoru a fázového proudu motoru. Na průběhu napětí je patrné kolísání napěťových úrovní způsobené zvlněním napětí na filtračním kondenzátoru.



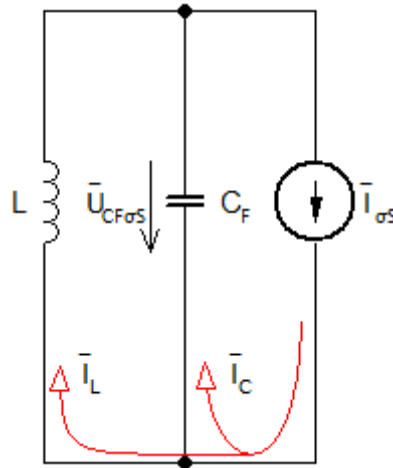
Obr. 5.9 Průběhy napětí a proudu na zátěži

Pokud nahradíme usměrňovač stejnosměrným zdrojem, získáme opět průběhy jednotlivých složek zvlněného napětí od usměrňovače a od střídače. Složka zvlněného napětí od usměrňovače má očekávaně shodný průběh jako při PWM řízení střídače, pouze její amplituda je menší v poměru velikostí použitých kondenzátorů. Průběh zvlněného napětí od střídače je obdobný jako celkový průběh napětí na filtračním kondenzátoru, pouze s menším rozkmitem.



Obr. 5.10 Složka zvlněného napětí od činnosti střídače

Skutečnost, že se hodnota hrubě navrženého filtračního kondenzátoru musí zvětšit o 25 % (oproti 12 % při PWM řízení), aby byla splněna podmínka maximálního zvlnění napětí $\sigma_U = 2,5 \%$, můžeme objasnit s přihlédnutím k náhradnímu schématu na Obr. 4.3 c). Při hrubém návrhu jsme předpokládali, že proud tvořený zdrojem $I_{\sigma S}$ protéká pouze filtračním kondenzátorem. Ve skutečnosti část tohoto proudu prochází indukčností L .

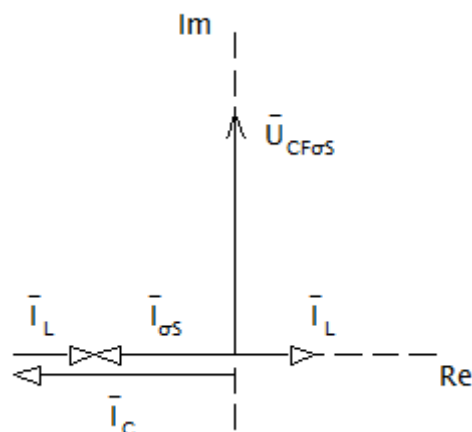


Obr. 5.11 Reálný tok proudu

Proud tekoucí filtračním kondenzátorem tedy můžeme vyjádřit jako:

$$\vec{I}_C = \vec{I}_{\sigma S} - \vec{I}_L \quad (5.1)$$

Musíme však vzít v úvahu, že proud protékající indukčností je zpožděn za proudem filtračního kondenzátoru o 180° . Na Obr. 5.12 je fázorový diagram odpovídající poměrům z Obr. 5.11. Pro zjednodušení zanedbáme odpor R .



Obr. 5.12 Fázorový diagram poměrů při obdélníkovém řízení

Výsledná hodnota proudu filtračním kondenzátorem je tedy dána součtem a nikoliv rozdílem proudů \bar{I}_L a $\bar{I}_{\sigma S}$. Tento jev můžeme redukovat snížením proudu indukčností. Toho dosáhneme navržením vhodného poměru hodnot filtračního kondenzátoru a indukčnosti, potažmo jejich impedancí.

Závěr

Důvody pro používání vstupních a výstupních filtrů byly nastíněny v kapitole 2. V kapitole 3 byla provedena klasifikace druhů výstupních filtrů včetně výkladu jejich působení a stručných zásad návrhu.

Pro podrobnou analýzu byl vybrán vstupní filtr napěťového střídače. Rozbor jednotlivých faktorů, které působí na vstupní filtr je proveden v kapitole 4.1. Hrubý návrh filtračního kondenzátoru vstupního filtru byl proveden pro případ PWM řízení napěťového střídače (kapitola 4.3.1) a pro případ obdélníkového řízení (kapitola 4.3.2). Jako zadání byl stanoven požadavek na maximální zvlnění napětí $\sigma_U = 2,5 \%$. Návrh filtrační tlumivky byl proveden v kapitole 4.2.

Navrhnuté hodnoty filtračního kondenzátoru a tlumivky byly použity pro simulaci s oběma druhy řízení. Výsledky simulací potvrdily teoretické předpoklady, ze kterých vycházel hrubý návrh vstupního filtru. I přes to, že při hrubém návrhu součástek vstupního filtru bylo použito několika zjednodušení, reálná hodnota potřebného filtračního kondenzátoru při PWM řízení střídače byla pouze o 12 % vyšší oproti hrubě navržené hodnotě $C_F = 1,2 \text{ mF}$. V případě obdélníkového řízení bylo nutno na základě simulace zvětšit hodnotu filtračního kondenzátoru o 25 % oproti navrhnuté $C_F = 2,8 \text{ mF}$. Možná příčina této zvýšené odchylky od hrubě navržené hodnoty je uvedena v kapitole 5.3.

Literatura

- [1] VONDRÁŠEK, F. *Výkonová elektronika - vybrané statě.* (přednáška) Plzeň : Západočeská univerzita, Fakulta elektrotechnická, 2.11.2010.
- [2] VONDRÁŠEK, F. *Výkonová elektronika. Sv. 3, Měniče s vlastní komutací a bez komutace.* 2., rozš. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2003. 267 s. ISBN 80-7082-980-X.
- [3] KŮS, V. *Nízkofrekvenční rušení.* 1.vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2003. 196 s. ISBN 80-7082-976-1.
- [4] KŮS, V. *Elektrické pohony a výkonová elektronika.* Plzeň: Západočeská univerzita, 2005. 180 s. ISBN 80-7043-422-8.
- [5] VONDRÁŠEK, F., SKOKAN, K. *Vstupní filtr napěťového střídače.* Sborník XXIV. celostátní konference o elektrických pohonech, Plzeň, 1995, str. 251 – 256.
- [6] PEROUTKA, Z. *Problémy spojené s provozem pohonů napájených z napěťových střídačů.* Sborník XXVII. celostátní konference o elektrických pohonech, Plzeň, 12-14. červenec 2001, ISBN 80-02-01434-0
- [7] KULE, L., *Stejnoseměrný proud napěťových střídačů.* Výzkumná zpráva ZČU-FEL-KEV. Plzeň 2000. Č. 211-4-00
- [8] SYBILLE, G. *SimPowerSystems AC-DC-AC PWM Converter demo.* Mathworks [online]. [cit. 2012-03-27]. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/products/simpower/demos.html>