

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce



DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh PWM usměrňovače

Autor práce: Bc. Daniel Madara

Vedoucí práce: Ing. Jan Bauer, Ph.D.

Akademický rok: 2018/2019

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Madara** Jméno: **Daniel** Osobní číslo: **434941**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Elektrické stroje, přístroje a pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Návrh PWM usměrňovače

Název diplomové práce anglicky:

PWM Rectifier Design

Pokyny pro vypracování:

- 1) Popište zpětné vlivy polovodičových měničů na napájecí síť
- 2) Popište možnosti potlačení zpětných vlivů (pasivní/aktivní filtry)
- 3) Proveďte rešerši usměrňovačů s pulzně šířkovou modulací (typy, způsoby řízení, způsoby zapojení)
- 4) Zvolte topologii měniče umožňující regulaci účinníku a navrhnete pro ní DPS pro realizaci prototypu měniče s výkonem cca 1kW
- 5) Navrhnete strukturu řídicího programu pro měnič

Seznam doporučené literatury:

- [1] MOHAN, N.: Advanced Electric Drives – Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB/Simulink. Hoboken: John Wiley and Sons, 2014.
- [2] BOSE, Bimal K. Power electronics and motor drives: advances and trends. Amsterdam: Academic Press, c2006.
- [3] MOHAN, Ned. Power electronics: a first course. Hoboken: Wiley, c2012.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Jan Bauer, Ph.D., katedra elektrických pohonů a trakce FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **08.02.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: **24.05.2019**

Platnost zadání diplomové práce: **20.09.2020**

Ing. Jan Bauer, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Řípka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

10.5.2019

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení o samostatném zpracování práce

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne: 24. 5. 2019

Podpis:

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá zpětnými vlivy nelineárních spotřebičů na napájecí síť a jejich matematickým popisem, především z hlediska emise vyšších harmonických proudů polovodičovými měniči neboli deformací křivky proudu. Rozebrán je vliv zátěže připojené k usměrňovačům na emisi vyšších harmonických. Dále jsou zmíněny různé způsoby potlačení zpětných vlivů na síť, kterými jsou filtry a kompenzátory. Nejvíce je však práce zaměřena na usměrňovače s šířkově pulzní modulací, jejich typy, topologie a způsoby řízení. V praktické části práce je potom proveden návrh takového usměrňovače včetně řídicího programu pro mikrokontrolér od firmy Microchip. Na závěr je funkčnost návrhu tohoto měniče a programu demonstrována pomocí průběhů vstupního proudu.

Abstract

This diploma thesis deals with impacts of nonlinear electrical appliances on AC grid and their mathematical description, primarily with respect to harmonic current emissions from power electronics converters, i.e. current waveform distortion. The effect of type of load connected to rectifier on harmonic current emissions is also analysed. Several ways how to suppress negative impacts on AC grid, such as filters and compensators, are also mentioned in the thesis, but it is primarily focused on PWM rectifiers, their types, topologies and control strategies. Design of a PWM rectifier including control program for microcontroller by Microchip is made in the practical part. In the end, functionality of the rectifier and program is demonstrated using plots of input current.

Klíčová slova

Šířkově pulzní modulace, PWM, harmonické zkreslení, THD, usměrňovač, vienna rectifier, nepřímý měnič kmitočtu, filtr, kompenzace, jalový výkon, deformační výkon, detektor průchodu nulou

Keywords

Pulse width modulation, PWM, harmonic distortion, THD, rectifier, vienna rectifier, indirect frequency converter, filter, compensation, reactive power, deformed power, zero cross detector

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Bauerovi, Ph.D. za účinnou odbornou pomoc a cenné rady a připomínky k diplomové práci.

Obsah

Úvod	8
1. Zpětné účinky polovodičových měničů na napájecí síť	9
1.1. Obvod se sinusovým napětím a lineární zátěží	9
1.2. Obvod se sinusovým napětím a nelineární zátěží	10
1.3. Obvod s deformovaným napětím a proudem	13
1.4. Hodnocení míry zkreslení napětí a proudu	15
2. Zdroje vyšších harmonických	17
2.1. Vliv usměrňovačů na vznik vyšších harmonických	17
2.1.1. Můstkový usměrňovač s odporovou (R) zátěží	17
2.1.2. Můstkový usměrňovač s odporově-kapacitní (RC) zátěží	19
2.1.3. Můstkový usměrňovač s odporově-induktivní (RL) zátěží	23
2.2. Vliv měničů kmitočtu	25
3. Filtračně-kompenzační prostředky.....	26
3.1. Filtry	26
3.1.1. Pasivní filtry	26
3.1.2. Aktivní filtry	27
3.1.3. Hybridní filtry.....	29
3.2. Kompenzace jalového výkonu	31
3.2.1. Synchronní kompenzátory	31
3.2.2. Statické kompenzátory	32
4. Usměrňovače s šířkově pulzní modulací (PWM).....	34
4.1. Princip funkce a metody modulace	34
4.2. Principiální zapojení.....	35
4.3. Usměrňovače se střídačovou topologií	36
4.3.1. Třífázový usměrňovač s PWM se střídačovou topologií napěťového typu.....	36
4.3.2. Třífázový usměrňovač s PWM se střídačovou topologií proudového typu	38
4.4. Vienna rectifier	39
4.4.1. Vienna rectifier v jednofázovém provedení [6]	39
4.4.2. Vienna rectifier v jednofázovém zjednodušeném provedení	41
4.4.3. Vienna rectifier v třífázovém provedení	42
4.4.4. Vienna rectifier v třífázovém zjednodušeném provedení.....	44

5.	Realizace usměrňovače s PWM.....	45
5.1.	Synchronizační člen (blok SČ)	46
5.2.	Akční člen (blok AČ)	47
5.3.	Měření výstupního napětí (blok $M_{U_{dc}}$)	48
5.4.	Měření vstupního proudu (blok $M_{i_{ac}}$)	49
5.5.	Regulátory (bloky $R_{U_{dc}}$ a $R_{i_{ac}}$)	50
5.6.	Silová část měniče (bloky $S_{U_{dc}}$ a $S_{i_{ac}}$)	51
6.	Struktura řídicího programu pro měnič	52
6.1.	Inicializace programu.....	52
6.2.	Hlavní programová smyčka	54
6.3.	Obsluha přerušení	54
6.3.1.	Obsluha přerušení jednotky CCP 1 (synchronizace).....	54
6.3.2.	Obsluha přerušení časovače Timer 4 (regulátor proudu)	54
6.4.	Algoritmus řízení proudu	55
6.5.	Možnost rozšíření programu o regulátor napětí.....	57
6.6.	Vývojový diagram	58
7.	Ověření funkčnosti návrhu měniče a programu	60
7.1.	Oscilogramy dokumentující funkci dílčích částí měniče	60
7.2.	Oscilogramy dokumentující funkci měniče jako celku	61
	Závěr.....	64
	Seznam použité literatury	65
	Seznam symbolů a zkratk	67
	Seznam obrázků	68
	Seznam tabulek	69
	Seznam příloh.....	70
	Příloha 1: Schéma desky plošných spojů.....	71
	Příloha 2: Fotografie sestaveného usměrňovače	75

Úvod

V dnešní době jsou ve velké míře do sítě připojovány spotřebiče, které svou činností nepříznivě zpětně působí na tuto napájecí síť. Dříve byla síť nadměrně zatěžována hlavně jalovým výkonem, dnes se z důvodu velkého rozvoje polovodičových součástek projevují také další zpětné účinky, jako je emise vyšších harmonických proudů a z nich vyplývající vyšší harmonické napětí. Některé spotřebiče způsobují i další zpětné vlivy, jako je nesymetrie napětí nebo kolísání napětí. Tyto zpětné vlivy způsobující v síti činné ztráty anebo může dojít nepříznivému ovlivnění dalších spotřebičů připojených do sítě kvůli rušení nebo poklesu napětí.

Jedná se o prakticky všechny spotřebiče napájené z polovodičových měničů, což se týká velké řady zařízení. Jelikož elektrizační soustava poskytuje střídavé napětí, vyžadují všechna zařízení pracující se stejnosměrným napětím usměrňovač, příkladem může být pohon se stejnosměrným motorem. Usměrňovač je typickým příkladem měniče zatěžujícího napájecí soustavu emisí vyšších harmonických proudů neboli deformací křivky proudu.

Usměrňovač ovšem nemusí být použit samostatně, ale také jako součást složitějšího měniče, kterým mohou být např. spínané zdroje, používané ve velké míře pro napájení elektroniky. Z hlediska výkonu jsou ovšem mnohem významnější nepřímé měniče kmitočtu používané pro pohon střídavých regulovaných pohonů, které se skládají z usměrňovače, stejnosměrného meziobvodu a střídače. Poslední dobou mezi perspektivní a rychle se rozvíjející oblasti elektrotechniky patří elektromobilita, s níž je spojena potřeba nabíjení akumulátorů v co nejkratší možné době, a tedy vysoký výkon nabíječky, jejíž součástí je mimo jiné právě usměrňovač.

Existuje mnoho způsobů jak nepříznivé vlivy na síť omezit. Mezi ty nejjednodušší patří pasivní filtry obsahující pouze diskretní součástky, další možností jsou potom aktivní filtry vybavené spínacími polovodičovými součástkami a jejich kombinací vzniklé filtry hybridní. Pro kompenzaci jalového výkonu je možné použít rotační kompenzátory (přebuzený synchronní stroj) nebo statické kompenzátory tvořené kondenzátorovými bateriemi.

V případě zařízení využívajících usměrňovač, ať už samostatně nebo jako součást složitějšího měniče, se nabízí ještě další možnost, jakou je usměrňovač s šířkově pulzní modulací (PWM). Ten na rozdíl od filtrů nepotlačuje zpětné vlivy, ale brání jejich samotnému vzniku. To znamená, že zajišťuje pokud možno sinusový průběh odebíraného proudu (minimální emise vyšších harmonických proudů) a nulový fázový posun mezi odebíraným proudem a napětím (minimální odebíraný jalový výkon). Některé druhy usměrňovačů s PWM dokonce umožňují řídit fázový posun, a tím pádem jalový výkon dodávat, neboli kompenzovat účinník sítě.

1. Zpětné účinky polovodičových měničů na napájecí síť

Úkolem střídavé napájecí soustavy je dodávat spotřebiteli napětí sinusového průběhu s efektivní hodnotou U_1 a frekvencí f_1 [1]. Jestliže polovodičový měnič, nebo jakákoliv jiná nelineární zátěž, odebírá nesinusový proud, dojde k nepříznivým účinkům této zátěže na soustavu. Tato kapitola obsahuje matematický popis průběhu napětí, proudu a jednotlivých typů výkonů, které jsou jimi vytvářeny, a to pro tři situace. Nejprve je předpokládáno, že napětí i proud je sinusové, poté je zahrnut vliv nesinusového proudu a následně je do úvahy brána i deformace napětí způsobená právě nesinusovým proudem. Na závěr kapitoly jsou uvedeny způsoby výpočtu míry zkreslení průběhu napětí a proudu pomocí ukazatele THD. Pro zjednodušení je předpokládáno, že napětí ani proud neobsahují stejnosměrnou složku.

1.1. Obvod se sinusovým napětím a lineární zátěží

V ideálním případě by proud odebíraný spotřebičem, jehož efektivní hodnotu označíme I_1 , měl rovněž sinusový průběh. Toho je dosaženo tehdy, když zátěž je lineární, tzn. její impedance je při dané frekvenci konstantní, neboli voltampérová charakteristika je přímka. Za těchto podmínek by měl spotřebič připojený ke střídavé napájecí soustavě minimální zpětné účinky na soustavu. Průběh napětí a proudu lze potom popsat následujícími dvěma rovnicemi:

$$u(t) = u_1(t) = U_{m1} \sin(\omega_1 t) = \sqrt{2} U_1 \sin(2\pi f_1 t) \quad (1)$$

$$i(t) = i_1(t) = \frac{u_1(t)}{Z} = I_{m1} \sin(\omega_1 t + \phi_1) = \sqrt{2} I_1 \sin(2\pi f_1 t + \phi_1) \quad (2)$$

Kde U_{m1} , I_{m1} jsou maximální hodnoty napětí, resp. proudu, základní harmonické. Okamžitá hodnota výkonu $p(t)$ odebíraného ze zdroje spotřebičem je definována následujícím vztahem:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = u_1(t) \cdot i_1(t) = p_1(t) \quad (3)$$

Efektivní hodnota napětí U a efektivní hodnota proudu I , tvořené pouze svými základními harmonickými U_1 , I_1 , jsou dány vztahy:

$$U = U_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U_{m1}^2 \sin^2(\omega_1 t) dt} = \frac{U_{m1}}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

$$I = I_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{m1}^2 \sin^2(\omega_1 t + \phi_1) dt} = \frac{I_{m1}}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

Pomocí efektivních hodnot napětí a proudu U , I se zavádí zdánlivý výkon S v jednofázové soustavě podle vztahu:

$$S = U \cdot I = U_1 \cdot I_1 = S_1 \quad (6)$$

Zdánlivý výkon S je tvořen pouze svojí základní harmonickou S_1 a skládá se ze dvou částí, z činného výkonu P a jalového výkonu Q . Činný výkon P je definován jako střední hodnota

okamžitého výkonu $p(t)$ a představuje energii, která se trvale zužitkovává ve spotřebiči a mění se na jinou formu, např. na teplo nebo mechanickou práci.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) \cdot i_1(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_{m1} \sin(\omega_1 t) \cdot I_{m1} \sin(\omega_1 t + \phi_1) dt \quad (7)$$

$$P = P_1 = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1 \quad (8)$$

Druhou částí zdánlivého výkonu je jalový výkon, který na rozdíl od činného výkonu nevyjadřuje užitečnou energii, nýbrž energii, která se periodicky přesouvá mezi indukčností a kapacitou nebo mezi nimi a napájecím zdrojem. Je vyjádřen vztahem (9):

$$Q = Q_1 = U_1 \cdot I_1 \cdot \sin \phi_1 \quad (9)$$

Mezi zmíněnými třemi výkony platí vztah (10):

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (10)$$

Význam zdánlivého výkonu S je takový, že vyjadřuje maximální hodnotu, kterou by mohl dosáhnout činný výkon P při daných efektivních hodnotách napětí a proudu U, I . Účinník, obecně značený jako λ , je veličina vyjadřující užitečné využití přenosové cesty, a proto je definována jako podíl činného a zdánlivého výkonu. V případě sinusového průběhu napětí $u(t)$ a proudu $i(t)$ je možné ho vyjádřit jako kosinus úhlu ϕ_1 . [2]

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P_1}{S_1} = \frac{U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1}{U_1 \cdot I_1} = \cos \phi_1 \quad (11)$$

1.2. Obvod se sinusovým napětím a nelineární zátěží

Většina polovodičových měničů nespĺňuje podmínky sinusového odběru proudu, protože polovodičové měniče mají silně nelineární voltampérovou charakteristiku. Proud odebíraný usměrňovačem nebo střídavým měničem napětí tedy nemá sinusový průběh, ale je zdeformovaný v závislosti na typu měniče, jeho topologii, druhu napájené zátěže a v případě řízeného usměrňovače a střídavého měniče také v závislosti na řídicím úhlu.

Podle Fourierova teorému lze rozložit každý periodický průběh do řady harmonických průběhů s úhlovými frekvencemi ω_k , které jsou celočíselným násobkem základní úhlové frekvence ω_1 . Tato frekvence odpovídá frekvenci sítě $f_1 = 50$ Hz.

$$\omega_k = k \cdot \omega_1, (k = 1, 2, 3, \dots) \quad (12)$$

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi \cdot 50 = 100\pi \quad (13)$$

Libovolnou periodickou funkci $f(t + T) = f(t)$ lze za několika matematických předpokladů (konečná, po částech spojitá, na intervalu $\langle 0, T \rangle$ jednoznačná, konečný počet extrémů [3]) rozvinout do řady:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \sin(k\omega t) \quad (14)$$

Kde $A_0/2$ značí stejnosměrnou složku, která je dále pro zjednodušení brána jako nulová. Koeficienty a_k, b_k jsou definovány takto:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(k\omega t) dt, \quad k \geq 1 \quad (15)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(k\omega t) dt, \quad k \geq 1 \quad (16)$$

Fourierovu řadu lze zapsat také v tzv. amplitudově fázovém tvaru, ve kterém člen c_k značí amplitudu a ϕ_k fázi. Tento tvar je při harmonické analýze napětí a proudů častější než základní tvar uvedený výše.

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cdot \sin(k\omega t + \phi_k) \quad (17)$$

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (18)$$

$$\phi_k = \arctg\left(\frac{b_k}{a_k}\right) \quad (19)$$

Nesinusový průběh proudu $i(t)$ lze tedy rozložit do následující řad, pomocí maximální hodnoty I_{mk} lze řadu zapsat rovnicemi (20) a (21).

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} i_k(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega_1 t + \phi_k) \quad (20)$$

Pomocí efektivní hodnoty I_k :

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} i_k(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_k \sin(k\omega_1 t + \phi_k) \quad (21)$$

Kde k je řád harmonické, I_{mk} je k -tá harmonická maximální hodnoty proudu, I_k je k -tá harmonická efektivní hodnoty proudu, ϕ_k je fázový posun napětí a proudu k -té harmonické a ω_1 je úhlová frekvence základní harmonické.

Efektivní hodnotu proudu I lze v případě nesinusového průběhů této veličiny popsat pomocí rozkladu na vyšší harmonické, a to jako:

$$I = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} \quad (22)$$

Kde I_1 je efektivní hodnota základní harmonické proudu, I_k je efektivní hodnota vyšší harmonické proudu k -tého řádu. Analogický vztah lze napsat také pro maximální hodnotu I_m .

Vztah pro okamžitý výkon bude mít po dosazení do základní rovnice a s uvažováním nesinusového proudu tvar:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = u_1(t) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} i_k(t) = u_1(t) \cdot i_1(t) + u_1(t) \cdot \sum_{k=2}^{\infty} i_k(t) \quad (23)$$

První část okamžitého výkonu $p(t)$ odpovídá sinusovému průběhu napětí a proudu jako v předchozí podkapitole a dělí se tedy na část vytvářející činný výkon a jalový výkon. Druhá část, podobně jako jalový výkon, nekoná žádnou užitečnou práci a označuje se jako deformační výkon. [2]

Činný výkon opět získáme jako střední hodnotu okamžitého výkonu. Po dosazení a výpočtu zjistíme, že je tvořen pouze základní harmonickou napětí a proudu.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} i_k(t) dt = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1 = P_1 \quad (24)$$

Zbývá část prvního členu okamžitého výkonu $p(t)$ odpovídá jalovému výkonu Q_1 , podle stejného vztahu jako v případě sinusového proudu.

$$Q = U_1 \cdot I_1 \cdot \sin \phi_1 = Q_1 \quad (25)$$

Zdánlivý výkon vypočteme jako součin efektivních hodnot napětí a proudu:

$$S = U \cdot I = U_1 \cdot I = U_1 \cdot \sqrt{I_1^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} = \sqrt{U_1^2 \cdot \left(I_1^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2 \right)} = \sqrt{(U_1 \cdot I_1)^2 + U_1^2 \cdot \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} \quad (26)$$

První člen pod odmocninou zde představuje druhou mocninu zdánlivého výkonu základní harmonické S_1 , skládající se z činného a jalového výkonu P_1 a Q_1 , zatímco druhý člen je nazýván jako deformační výkon D , protože souvisí s deformací průběhu proudu. Po dosazení získáme:

$$S = \sqrt{S_1^2 + D^2} = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2} \quad (27)$$

Soustava je tedy při přenosu zatěžována nejen činným a jalovým výkonem, ale nově také přenosem výkonu deformačního.

Při výpočtu účinníku λ , jakožto veličiny vyjadřující užitečné využití přenosové cesty, je potřeba počítat i se zmíněným deformačním výkonem.

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2}} = \frac{S_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2}} \cdot \cos \phi_1 = \frac{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2}} \cdot \cos \phi_1 \quad (28)$$

Druhou možností vyjádření účinníku je pomocí efektivních hodnot napětí a proudu, kde při dosazení odvozených vztahů pro výkony a po úpravě získáme vztah pro účinník ve tvaru:

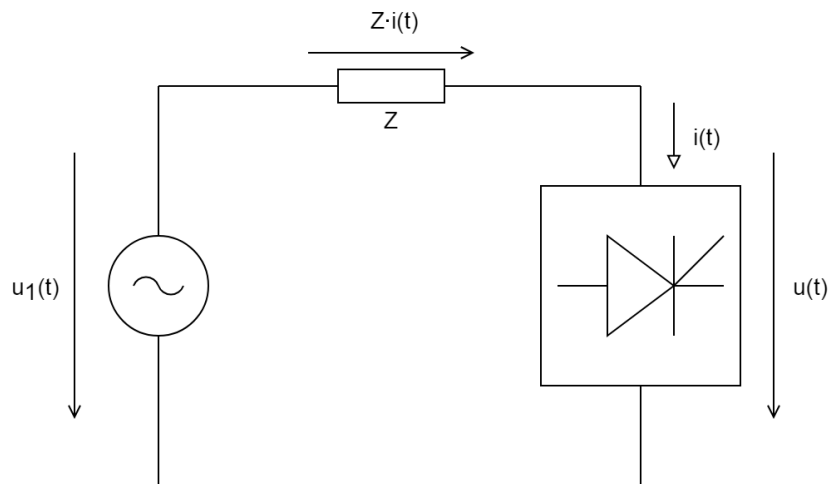
$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P_1}{S} = \frac{U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1}{U_1 \cdot I} = \frac{I_1}{I} \cdot \cos \phi_1 \quad (29)$$

Z obou vyjádření účinníku je zřejmé, že hodnota této veličiny je menší než účinník základní harmonické $\cos \phi_1$, a to z důvodu dodatečného zatížení sítě deformačním výkonem.

1.3. Obvod s deformovaným napětím a proudem

Pokud budeme uvažovat impedanci sítě Z , důsledkem odběru nesinusového proudu je deformace průběhu napětí. Jestliže reálnou síť nahradíme ideálním zdrojem napětí (s nulovou vnitřní impedancí) sinusového průběhu $u_1(t)$ a v sérii s ním náhradní impedanci sítě Z , potom pro napětí na svorkách spotřebiče $u(t)$ podle Obr. 1 platí:

$$u(t) = u_1(t) - Z \cdot i(t) \quad (30)$$



Obr. 1: Náhradní schéma sítě s polovodičovým měničem

Kde $Z \cdot i(t)$ je úbytek napětí způsobený průchodem proudu $i(t)$ přes impedanci sítě Z . Jestliže má odebíraný proud $i(t)$ nesinusový průběh, tak jako v případě většiny polovodičových měničů, z předchozí rovnice (30) je zřejmé, proč dojde rovněž k deformaci průběhu napětí $u(t)$. Měnič na obrázku obecně znázorňuje spotřebič odebírající nesinusový proud. Podobně jako v případě neharmonického proudu, lze i průběh napětí vyjádřit rozvojem do Fourierovy řady.

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} u_k(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \sin(k\omega_1 t) \quad (31)$$

Fázový posun se obvykle vztahuje právě vůči napětí, a proto zde nevystupuje. Analogicky lze napsat řadu pomocí efektivní hodnoty napětí.

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} u_k(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} U_k \sin(k\omega_1 t) \quad (32)$$

Rovněž efektivní hodnotu napětí lze vyjádřit pomocí řady.

$$U = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2} = \sqrt{U_1^2 + \sum_{k=2}^{\infty} U_k^2} \quad (33)$$

Okamžitý výkon $p(t)$ bude mít po dosazení do definičního vztahu a s respektováním nesinusového tvaru napětí a proudu tvar:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} u_k(t) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} i_k(t) = \sum_{k=1}^{\infty} u_k(t) \cdot i_k(t) + \sum_{\substack{j=k=1 \\ j \neq k}}^{\infty} u_j(t) \cdot i_k(t) \quad (34)$$

V tomto zápisu je okamžitý výkon $p(t)$ rozdělen do dvou částí. První z nich představuje činnou a jalovou složku, zatímco druhá souvisí s deformací průběhu napětí a proudu, tedy s deformačním výkonem, a nepodílí se na přenosu činného výkonu. Střední hodnota tohoto členu, daného součinem harmonických složek proudu a napětí různých frekvencí, za jednu periodu T je tedy nulová. [2]

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{\substack{j=k=1 \\ j \neq k}}^{\infty} u_j(t) \cdot i_k(t) dt = 0 \quad (35)$$

Na přenosu činného výkonu se tudíž podílí pouze první člen, kde se vyskytuje součin napětí a proudů stejných frekvencí, a to pouze svojí částí, která je dána kosinem fázového posunu mezi nimi.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=1}^{\infty} u_k(t) \cdot i_k(t) dt = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot I_k \cdot \cos \phi_k = \sum_{k=1}^{\infty} P_k \quad (36)$$

Zbylá část prvního členu okamžitého výkonu, daná sinem fázového posunu mezi napětím a proudem, má analogický tvar a rovná se jalovému výkonu.

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot I_k \cdot \sin \phi_k = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k \quad (37)$$

Na základě výše uvedených vztahů pro efektivní hodnotu napětí a proudu lze definovat zdánlivý výkon S pro jednofázovou soustavu.

$$S = U \cdot I = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} \quad (38)$$

Tento vztah lze roznásobením a dalšími úpravami převést do tvaru, kde první člen pod odmocninou je roven druhé mocnině součtu zdánlivých výkonů k -té harmonické S_k a druhý člen je roven druhé mocnině deformačního výkonu D :

$$S = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (U_k \cdot I_k)^2 + \sum_{\substack{j=k=1 \\ j \neq k}}^{\infty} (U_j \cdot I_k)^2} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} S_k^2 + D^2} \quad (39)$$

Pomocí vztahů pro výpočet činného a jalového výkonu k -té harmonické P_k , Q_k získáme konečný tvar zdánlivého výkonu.

$$P_k = S_k \cdot \cos \phi_k \quad (40)$$

$$Q_k = S_k \cdot \sin \phi_k \quad (41)$$

$$S = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} P_k^2 + \sum_{k=1}^{\infty} Q_k^2 + D^2} = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (42)$$

Účinit λ se opět vypočítá podle vztahu:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{U \cdot I} \quad (43)$$

Přičemž u nesinusových průběhů napětí a proudu již nelze vyjádřit účinit pomocí kosinu fázového posunu mezi nimi. Pro celkový účinit λ platí stejně jako v případě harmonického napětí a neharmonického proudu:

$$\lambda < \cos \phi_1 \quad (44)$$

1.4. Hodnocení míry zkreslení napětí a proudu

Doposud byly zmíněny pouze dvě veličiny, ovlivněné mírou zkreslení průběhů napětí a proudu, a to jmenovitě zdánlivý výkon S , jehož součástí je i deformační výkon D , a účinit λ , definovaný jako podíl činného výkonu P a právě zdánlivého výkonu S . Obě tyto veličiny jsou nicméně ovlivněny rovněž i jalovým výkonem Q , který deformaci napětí ani proudu nepůsobuje, a tudíž nemohou být použity pro hodnocení, do jaké míry jsou průběhy zkreslené, tedy nesinusové.

Z tohoto důvodu se zavádí nová veličina zvaná THD – Total Harmonic Distortion, neboli celkové harmonické zkreslení. Existuje více definic, jak pro napětí, tak i pro proudy. Ve všech těchto definicích se posuzuje obsah vyšších harmonických a základní harmonické. Pro napětí lze THD vyjádřit jako podíl vyšších harmonických a základní harmonické napětí.

$$THD_{u1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^H U_k^2}}{U_1} \quad (45)$$

Kde H značí řád nejvyšší harmonické, do které se měření a výpočet provádí, a liší se podle použité normy. Ve většině norem je počítáno s $H = 40$, v jiných normách může být $H = 50$ nebo $H = 30$ [2]. Jsou-li uvažovány všechny harmonické, lze vzorec přepsat pomocí efektivní hodnoty U .

$$THD_{u2} = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1} \quad (46)$$

Druhou možností je definovat THD jako obsah vyšších harmonických vůči efektivní hodnotě napětí U , podle vztahu:

$$THD_{u3} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^H U_k^2}}{U} \quad (47)$$

Stejně jako u předchozí definice je možné vyjádřit vyšší harmonické pomocí efektivní hodnoty napětí základní harmonické U_1 a celkové efektivní hodnoty U . Všechny uvedené vztahy lze analogicky napsat také pro THD proudu.

$$THD_{u4} = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U} \quad (48)$$

2. Zdroje vyšších harmonických

Existuje mnoho druhů spotřebičů, které svou činností zatěžují napájecí síť, ke které jsou připojené, a to z hlediska emise vyšších harmonických složek proudu, ale i napětí.

Typickými představiteli spotřebičů emitujících vyšší harmonické napětí jsou asynchronní motory a alternátory, neboť se u nich projevuje vliv nesinusového rozložení magnetického toku. Transformátory mají ale rovněž negativní vliv v podobě emise vyšších harmonických proudu, a to z důvodu nelinearity magnetizační charakteristiky, která se nejvíce projevuje při chodu transformátoru naprázdno, protože magnetický tok v jeho jádře je největší. [3]

Mnohem horší z hlediska znečištění sinusového průběhu jsou ovšem elektrické obloukové pece. Ty produkují nejen liché vyšší harmonické, jako většina ostatních nelineárních zátěží, ale i sudé. Kromě toho způsobuje vznik napěťové nesymetrie a kolísání napětí. [3]

2.1. Vliv usměrňovačů na vznik vyšších harmonických

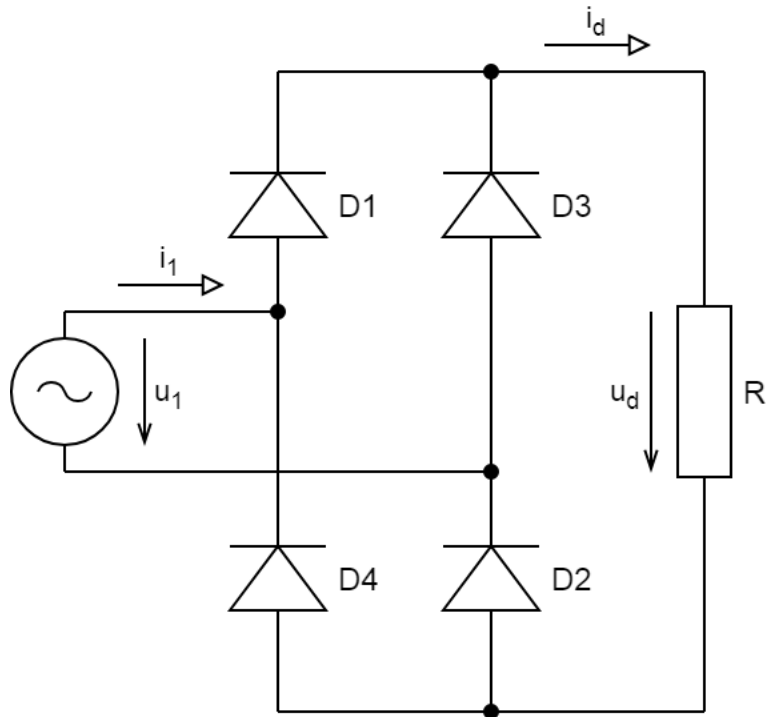
Usměrňovač je elektrotechnické zařízení sloužící k přeměně střídavých napětí a proudů na stejnosměrná napětí a proudy. Rozvoj usměrňovačů začal již v době, kdy se ve výrobě, přenosu a distribuci elektrické energie začal prosazovat střídavý systém, který nahradil původní stejnosměrný systém. Nejpoužívanější jsou usměrňovače se síťovou komutací, které nepotřebují pro vypnutí polovodičových součástek (diod a tyristorů) speciální vypínací obvody. [1]

Mnoho druhů spotřebičů vyžaduje ke své práci stejnosměrné napájení, z čehož plyne potřeba použití usměrňovačů v celé řadě aplikací. Příkladem těchto aplikací mohou být: pohony se stejnosměrnými motory, elektrolýza (výroba hliníku, chlóru, zinku a mědi), elektrostatické odlučovače, vysokonapěťové stejnosměrné energetické přenosy (HVDC), napájecí zdroje, svářečky a nabíječky akumulátorů.

Největší pozornost bude v této kapitole věnována rozboru emise vyšších harmonických způsobené usměrňovači bez šířkově pulzní modulace, konkrétně bude z tohoto hlediska popsán můstkový usměrňovač v jednofázové variantě. Zkoumán je zde především druh zátěže napájené usměrňovačem na tvar odebíraného proudu. Symboly u_1 , i_1 použité v této části nevyjadřují základní harmonickou napětí, resp. proudu, ale napájecí napětí a vstupní proud do usměrňovače.

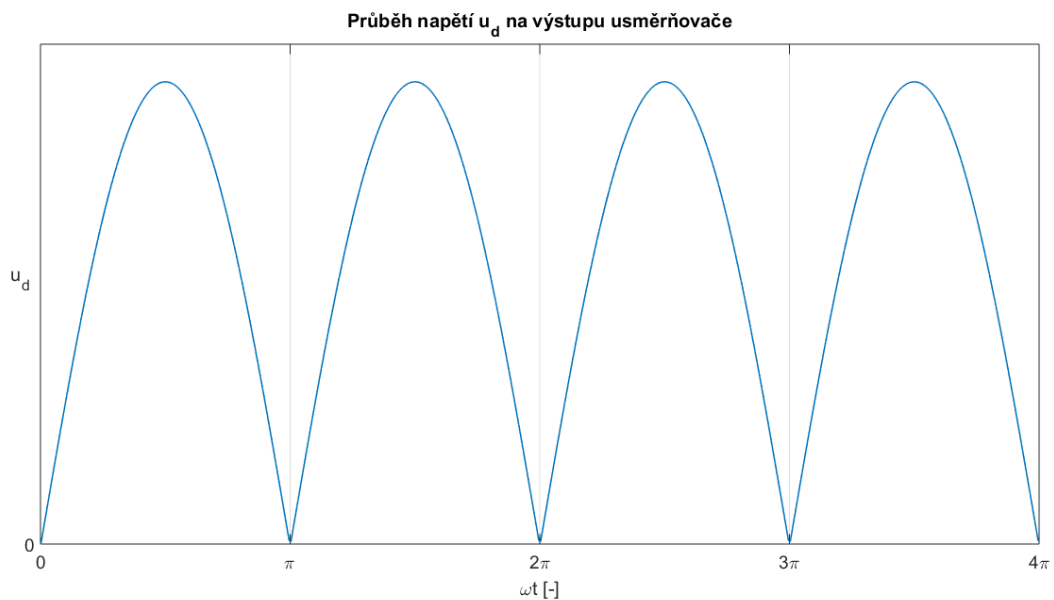
2.1.1. Můstkový usměrňovač s odporovou (R) zátěží

Průběh proudu odebíraného usměrňovačem je závislý na druhu usměrňovače a na charakteru zátěže, kterou napájí. Na následujících obrázcích vidíme schémata jednofázového neřízeného můstkového usměrňovače se třemi různými typy zátěže a průběhy napětí a proudů před usměrňovačem a za ním. Schéma usměrňovače s odporovou zátěží je zobrazeno na Obr. 2.



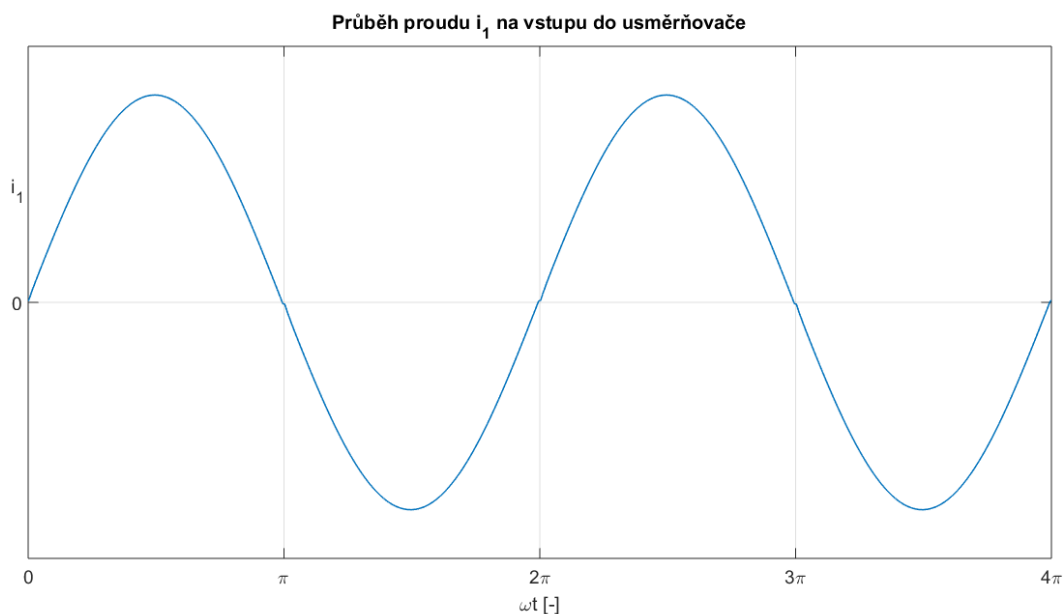
Obr. 2: Schéma jednofázového můstkového usměrňovače s odporovou zátěží

Na Obr. 3 vidíme průběh napětí u_d na stejnosměrné straně usměrňovače. Z průběhu je zřejmé, že se jedná o absolutní hodnotu z napájecího napětí u_1 , napětí u_d tedy není vyhlazené a jeho okamžitá hodnota se v čase mění.



Obr. 3: Průběh napětí u_d na usměrňovači s odporovou zátěží

Proud odebraný ze sítě má v případě neřízeného usměrňovače s odporovou zátěží prakticky sinusový tvar, jak je znázorněno na Obr. 4. Pouze při průchodu nulou je jeho tvar mírně zdeformovaný. Tato deformace je dána nelinearitou diod, které mají prahové napětí přibližně 0,7 V a při nižším napětí jsou tedy nevodivé. Vliv usměrňovače s odporovou zátěží na napájecí síť je tedy z hlediska vyšších harmonických zanedbatelný.

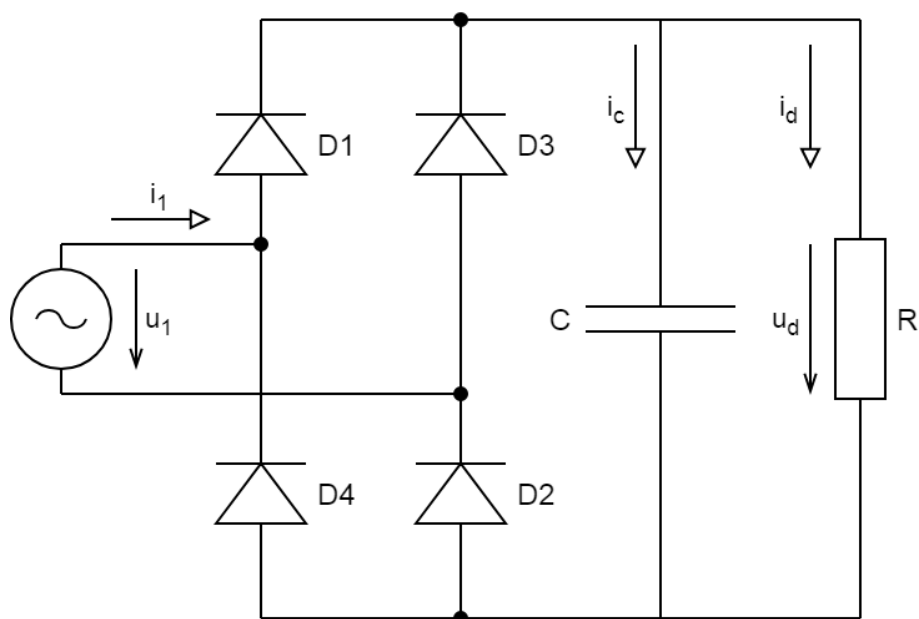


Obr. 4: Průběh proudu i_1 na usměrňovači s odporovou zátěží

2.1.2. Můstkový usměrňovač s odporově-kapacitní (RC) zátěží

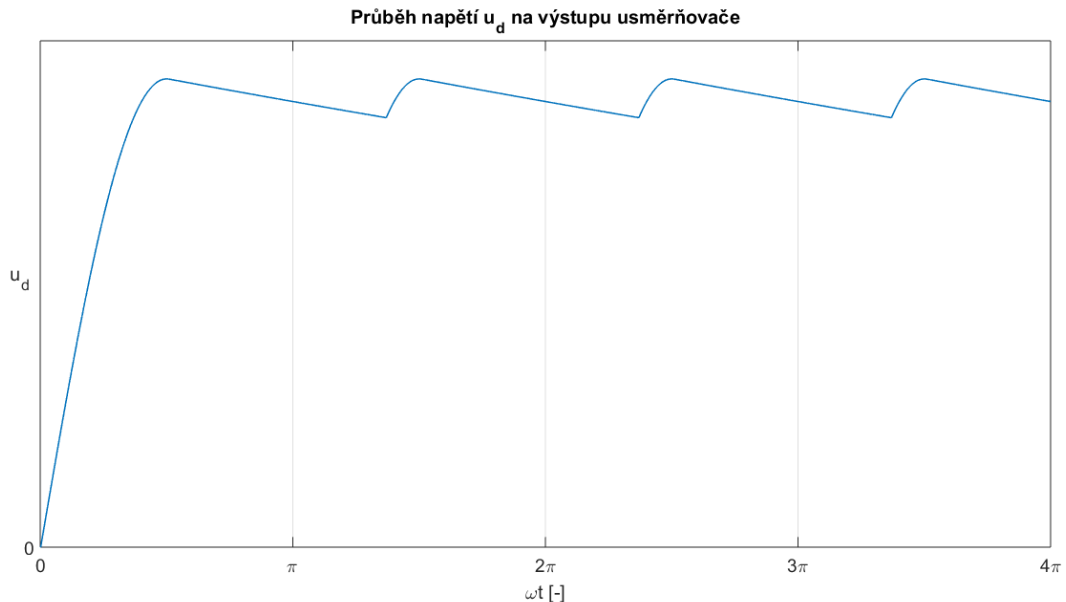
V řadě aplikací požadujeme, aby napětí na stejnosměrné straně usměrňovače u_d bylo vyhlazené, neboli aby bylo pokud možno konstantní nebo velmi málo časově proměnné. Příkladem takové aplikace mohou být nepřímé měniče kmitočtu, které vyžadují konstantní napětí v případě měniče s napěťovým meziobvodem, resp. konstantní proud v případě měniče s proudovým meziobvodem. Další takovou aplikací může být stejnosměrný zdroj pro nabíječku akumulátorů.

Vyhlazeného napětí, resp. proudu, lze dosáhnout zařazením filtračního členu na stejnosměrnou část usměrňovače, kterým může být kondenzátor nebo tlumivka. Schéma usměrňovače s filtračním kondenzátorem je na Obr. 5.



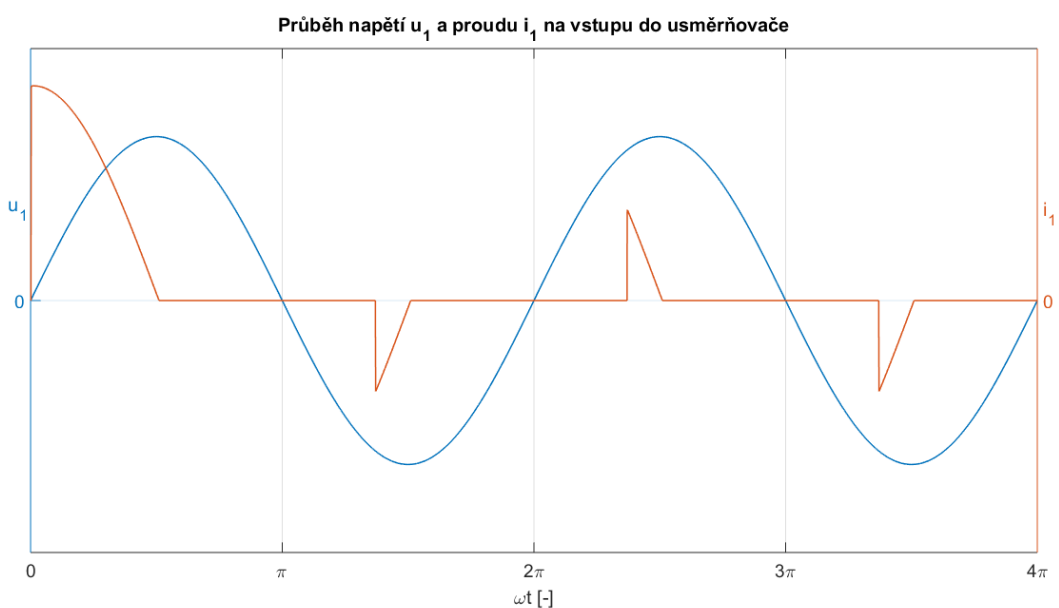
Obr. 5: Schéma jednofázového můstkového usměrňovače s filtračním kondenzátorem

Průběh stejnosměrného napětí u_d je na Obr. 6. Tento průběh je vlivem kondenzátoru vyhlazený, avšak stále je časově proměnný. Míra zvlnění napětí je dána kapacitou kondenzátoru C , velikostí zátěže (odporem R) a také počtem pulzů na periodu napájecího napětí. Z toho důvodu je možné dosáhnout menšího zvlnění s třífázovým usměrňovačem než s jednofázovým.



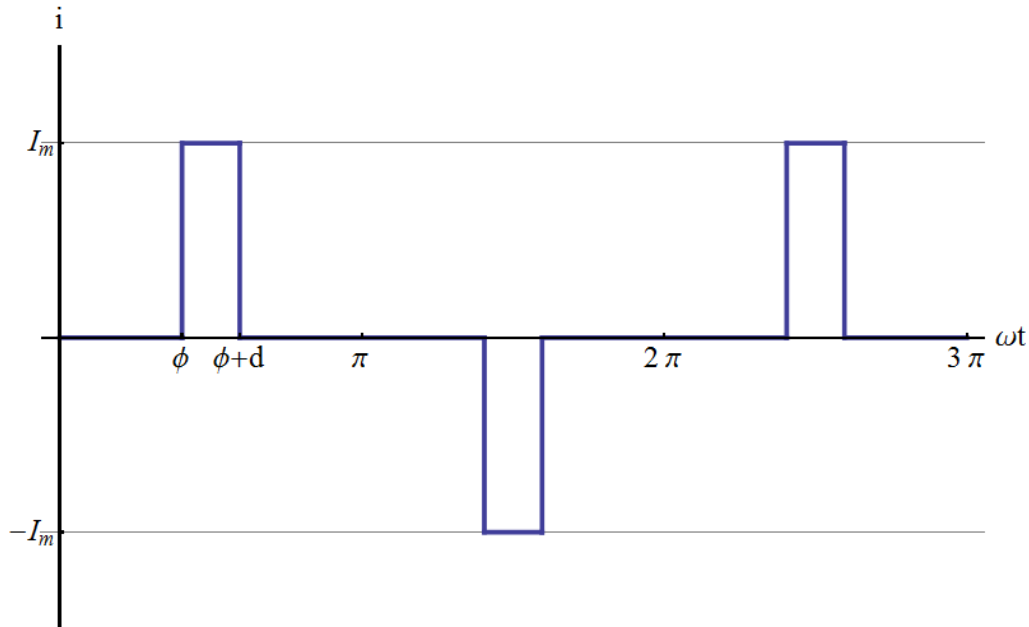
Obr. 6: Průběh napětí u_d na usměrňovači s kapacitním filtrem

V případě usměrňovače s kapacitním filtrem již nemá proud i_1 sinusový průběh, ale je silně zdeformovaný, jak je vidět na Obr. 7. Proud do usměrňovače začíná téct až v okamžiku, kdy je napětí na příslušných diodách větší než napětí na kondenzátoru C , a přestává do něj téct v okamžiku, kdy se kondenzátor C nabije na napětí odpovídající okamžité hodnotě napětí sítě. Po většinu periody tak do usměrňovače neteče ze sítě žádný proud. V tomto zapojení má usměrňovač značný vliv na napájecí síť vlivem vyšších harmonických proudů, které způsobují v síti ztráty.



Obr. 7: Průběhy u_1, i_1 na usměrňovači s kapacitním filtrem

Jestliže zavedeme několik zjednodušujících předpokladů, lze spektrum harmonických složek proudu odvodit analyticky. Těmito předpoklady jsou: symetrická napájecí soustava, harmonické napájecí napětí, nulové ztráty usměrňovače a zjednodušený (obdélníkový) průběh odebíraného proudu [3], podle Obr. 8.



Obr. 8: Zjednodušený průběh proudu odebíraného usměrňovačem s RC zátěží

Na jedné polovině periody definujeme proud pomocí předpisu:

$$i(\omega t) = 0 \quad \text{pro } \omega t \in (0, \phi), \omega t \in (\phi + d, \pi) \quad (49)$$

$$i(\omega t) = I_m \quad \text{pro } \omega t \in (\phi, \phi + d) \quad (50)$$

Průběh proudu je lichá funkce, Fourierova řada v základním tvaru tedy bude obsahovat pouze sinové členy a výpočet je možné provést pouze na polovině periody. V amplitudově-fázovém tvaru se lichost funkce projeví tím, že fázový posun bude nulový. Pro výpočet řady tedy postačí určit koeficienty b_k . Funkce popisující průběh proudu je ovšem nejen lichá, ale také tzv. antiperiodická. To znamená, že platí:

$$i\left(\omega t + \frac{T}{2}\right) = -i(\omega t) \quad (51)$$

Kde T je perioda. Fakt, že funkce je antiperiodická, se při výpočtu projeví tak, že Fourierova řada bude obsahovat pouze liché členy. Koeficienty b_k určíme z definičního integrálu:

$$b_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\omega t) \cdot \sin(k\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi} \int_{\phi}^{\pi-\phi} I_m \cdot \sin(k\omega t) d\omega t = -\frac{2 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot [\cos(k\omega t)]_{\phi}^{\pi-\phi} \quad (52)$$

$$b_k = -\frac{2 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot (\cos(k(\pi - \phi)) - \cos(k\phi)) = -\frac{2 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot (\cos(k\pi - k\phi) - \cos(k\phi)) \quad (53)$$

$$\cos(k\pi - k\phi) = \cos(k\pi) \cdot \cos(k\phi) + \sin(k\pi) \cdot \sin(k\phi) \quad (54)$$

Druhý člen ze vztahu vypadne, protože $\sin(k\pi) = 0$ pro každé celé číslo k . Po dosazení dostaneme koeficient b_k ve tvaru:

$$b_k = -\frac{2 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot (\cos(k\pi) \cdot \cos(k\phi) - \cos(k\phi)) \quad (55)$$

Koeficient b_k podle předchozí rovnice vychází pro každé sudé číslo k nulový, protože $\cos(k\pi) = 1$ pro sudé harmonické.

$$b_k = -\frac{2 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot (\cos(k\phi) - \cos(k\phi)) = 0, \quad k = 2, 4, 6, \dots \quad (56)$$

Nenulový je tedy koeficient b_k , podle předpokladu, pouze pro liché harmonické, protože potom $\cos(k\pi) = -1$. Po dosazení a úpravě získáme tvar:

$$b_k = -\frac{2 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot (-\cos(k\phi) - \cos(k\phi)) = -\frac{2 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot (-2 \cdot \cos(k\phi)) \quad (57)$$

$$b_k = \frac{4 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot \cos(k\phi), \quad k = 1, 3, 5, \dots \quad (58)$$

Ve vypočteném vztahu nahradíme úhel ϕ úhlem vedení diody d .

$$\phi = \frac{\pi - d}{2} \quad (59)$$

$$b_k = \frac{4 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi - d}{2}\right) = \frac{4 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{2} - k \cdot \frac{d}{2}\right) \quad (60)$$

$$\cos\left(k \cdot \frac{\pi}{2} - k \cdot \frac{d}{2}\right) = \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos\left(k \cdot \frac{d}{2}\right) + \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(k \cdot \frac{d}{2}\right) \quad (61)$$

Jelikož vztah pro b_k uvedený výše platí pouze pro liché harmonické, potom člen $\cos\left(k \cdot \frac{\pi}{2}\right)$ je roven nule a dosazením získáme konečný tvar koeficientu a Fourierovy řady.

$$b_k = \frac{4 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(k \cdot \frac{d}{2}\right) \quad (62)$$

$$i(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \sin(k\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4 \cdot I_m}{\pi \cdot k} \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(k \cdot \frac{d}{2}\right) \cdot \sin(k\omega t) \quad (63)$$

Nyní lze odvodit spektrum harmonických složek proudu jako efektivní hodnota proudu k -té harmonické I_k pomocí efektivní hodnoty základní harmonické proudu I_1 .

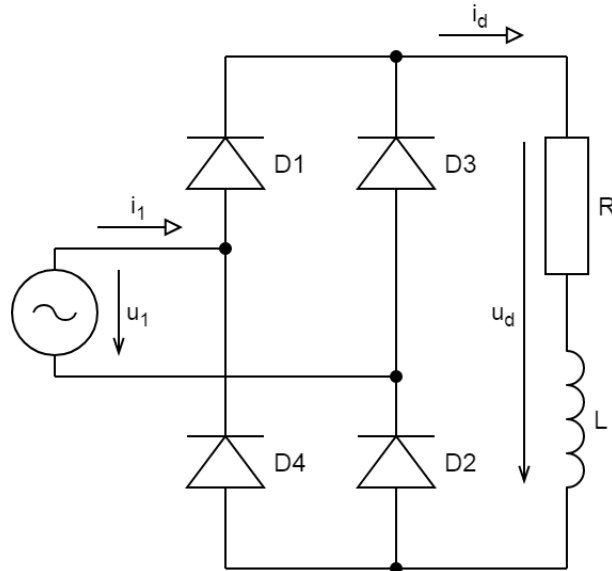
$$I_1 = \frac{4 \cdot I_m}{\sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{d}{2}\right) \quad (64)$$

$$I_k = \frac{4 \cdot I_m}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot k} \cdot \sin\left(k \cdot \frac{d}{2}\right) = \frac{1}{k} \cdot I_1 \cdot \frac{\sin\left(k \cdot \frac{d}{2}\right)}{\sin\left(\frac{d}{2}\right)} \quad (65)$$

Tento vztah je nazýván jako amplitudový zákon a platí pouze za uvedených zjednodušujících podmínek. Je z něho zřejmé, že čím je úhel vedení diody d menší (tzn. kapacita C větší), tím jsou vyšší harmonické více zastoupeny.

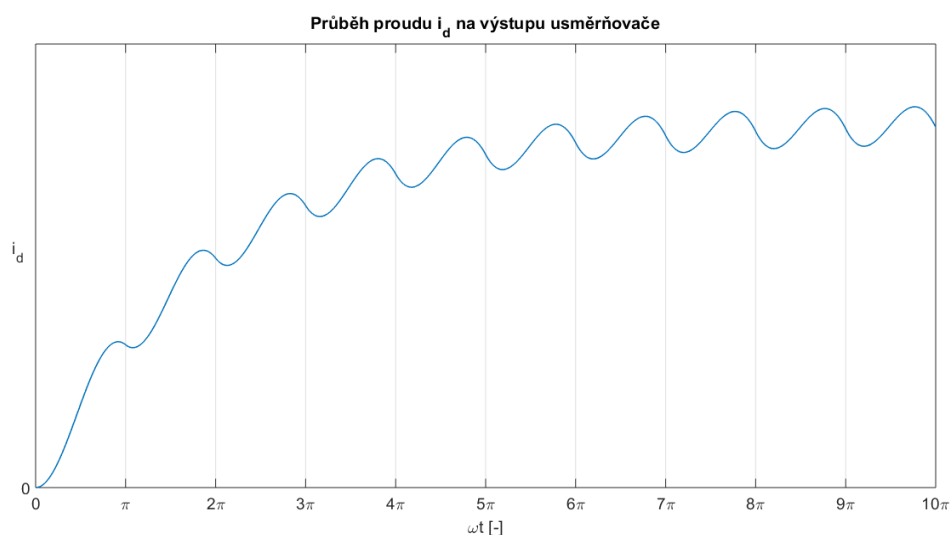
2.1.3. Můstkový usměrňovač s odporově-induktivní (RL) zátěží

Jednou z možných aplikací usměrňovačů je napájení pohonů se stejnosměrnými motory, které mají charakter RL zátěže. Tento typ zátěže lze nalézt také u usměrňovačů sloužících jako zdroj proudu pro proudový střídač. Schéma usměrňovače s RL zátěží je na Obr. 9.



Obr. 9: Schéma jednofázového můstkového usměrňovače s RL zátěží

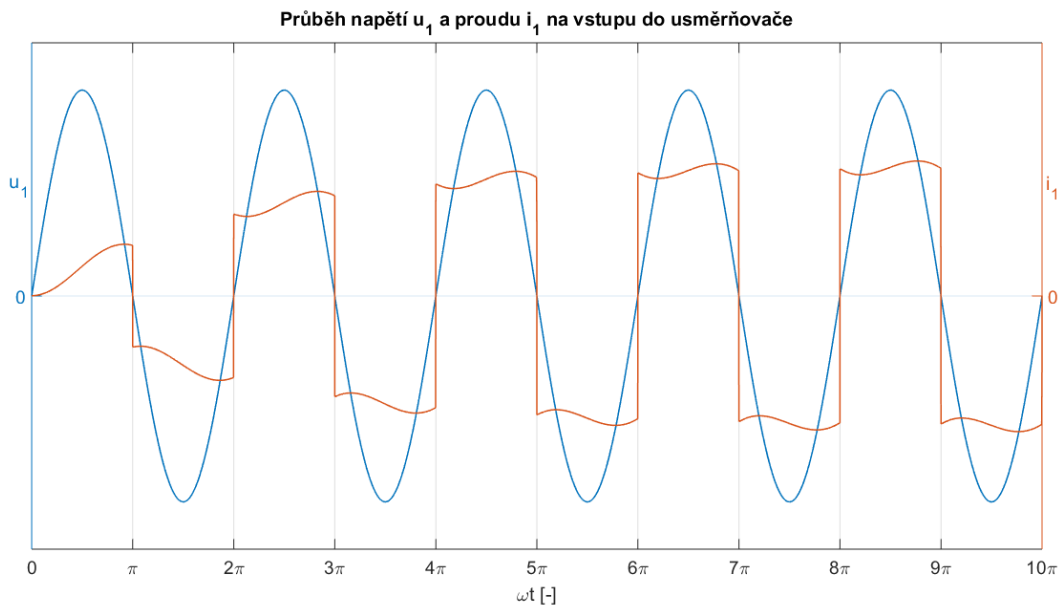
Proud i_d na stejnosměrné straně usměrňovače má průběh jako na Obr. 10. Je zde znázorněn i přechodný děj po připojení usměrňovače na síť. Zvlnění proudu je závislé na indukčnosti L , zátěži R a také počtem pulzů na periodu napájecího napětí. Menšího zvlnění by bylo možné dosáhnout použitím větší indukčnosti nebo třífázového usměrňovače.



Obr. 10: Průběh proudu i_d na usměrňovači s RL zátěží

Stejně jako v případě usměrňovače s kapacitním filtrem, i usměrňovač s RL zátěží odebírá ze sítě nesinusový proud. Typický průběh proudu je na Obr. 11. Tento průběh je možné aproximovat obdélníkovým průběhem proudu. Čím větší je indukčnost L , tím je tato aproximace přesnější.

Usměrňovač s RL zátěží je tedy zdrojem vyšších harmonických proudů. Pokud je namísto neřízeného usměrňovače použit řízený, odebírá ze sítě jalový výkon v závislosti na řídicím úhlu.



Obr. 11: Průběhy u_1, i_1 na usměrňovači s RL zátěží

Pro usměrňovač s odporově-induktivní (RL) zátěží lze rovněž analyticky odvodit vztah pro výskyt vyšších harmonických proudů. Opět je uvažována symetrická napájecí soustava, harmonické napájecí napětí a nulové ztráty usměrňovače. Nově je třeba uvažovat nekonečnou indukčnost L ve stejnosměrném obvodu (odebíraný proud má obdélníkový průběh) a nekonečný zkratový výkon napájecí soustavy. Amplitudový zákon plyne z rovnice (65), přičemž úhel vedení diody d je zde roven polovině periody, tj. $d = \pi$. Po dosazení vychází amplitudový zákon ve tvaru:

$$I_k = \frac{1}{k} \cdot I_1 \quad (66)$$

Výskyt vyšších harmonických je ovlivněn počtem pulzů měniče za periodu. Vícepulzní usměrňovače mají obecně příznivější vlastnosti z hlediska emise vyšších harmonických a méně tak zatěžují napájecí síť. Odebíraný proud obsahuje pouze vyšší harmonické, pro které platí:

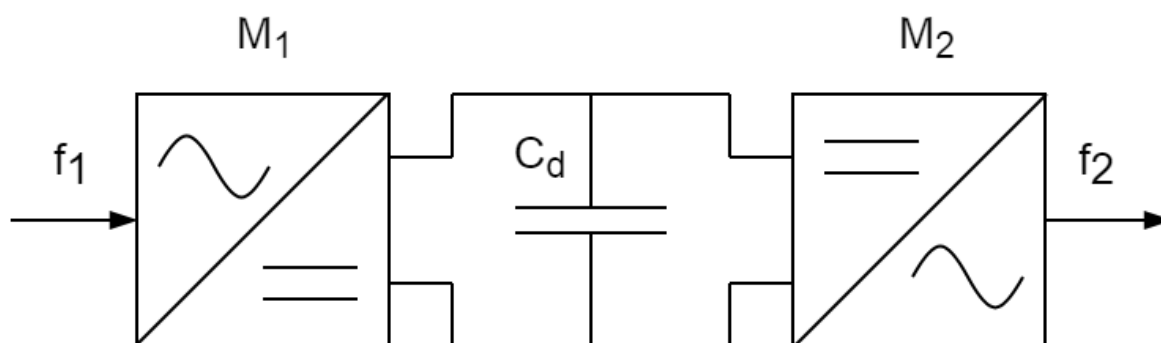
$$k = n \cdot p \pm 1 \quad (67)$$

Kde n je celé číslo, $n \geq 1$ a p je počet pulzů za periodu. Pro můstkový usměrňovač podle Obr. 9 ($p = 2$) by tedy platilo, že v odebíraném proudu budou zastoupeny tyto vyšší harmonické: 3, 5, 7, 9, atd. To znamená, že proud obsahuje všechny liché harmonické a toto zapojení je tedy nevhodné. Pro menší deformaci proudu lze použít až dvanáctipulzní usměrňovače.

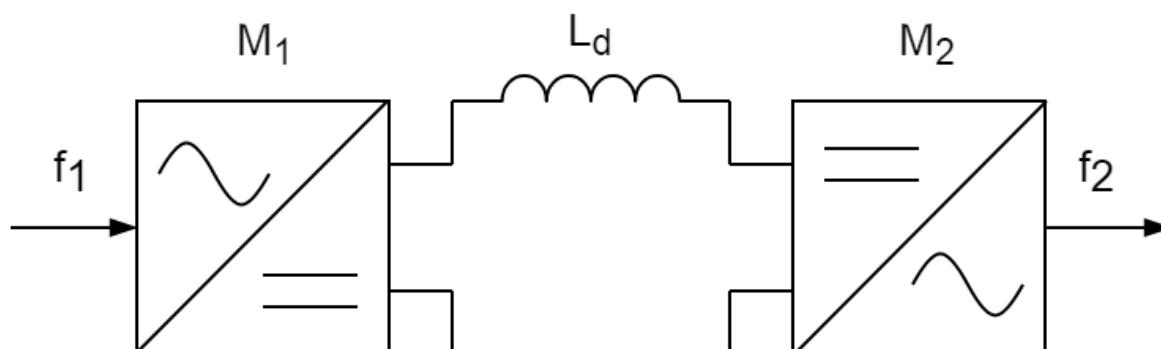
2.2. Vliv měničů kmitočtu

Usměrňovače se často neuvádějí samostatně, ale ve spojení s dalšími typy měničů. Příkladem takového zapojení může být nepřímý měnič kmitočtu, který se skládá z usměrňovače, stejnosměrného meziobvodu a střídače. Stejnosměrný meziobvod měniče obsahuje filtrační člen. Podle druhu filtračního členu rozlišujeme nepřímé měniče kmitočtu s napěťovým meziobvodem (filtračním členem je kondenzátor C_d) a proudovým meziobvodem (filtračním členem je tlumivka L_d).

Základní blokové schéma těchto měničů je na Obr. 12 a Obr. 13. Blokem M_1 je zde označen usměrňovač, C_d je filtrační kondenzátor, L_d je vyhlazovací tlumivka a blok na výstupu M_2 je střídač, napěťový nebo proudový, v závislosti na typu stejnosměrného meziobvodu. Usměrňovač M_1 může být různého typu, a to jednofázový nebo třífázový, řízený nebo neřízený, v uzlovém nebo můstkovém zapojení, s vnější nebo vlastní komutací. Nejčastěji používaným typem usměrňovače v tomto měniči je třífázový neřízený můstkový usměrňovač. V případě měniče s proudovým meziobvodem musí být usměrňovač řízený, protože jeho řízením je udržován požadovaný proud ve stejnosměrném meziobvodu. [1]



Obr. 12: Nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým meziobvodem



Obr. 13: Nepřímý měnič kmitočtu s proudovým meziobvodem

Nevýhodou tohoto typu měniče je to, že pokud je na jeho vstupu klasický diodový nebo tyristorový usměrňovač, odebírá ze sítě nesinusový proud. Řešením tohoto problému je použití usměrňovače s šířkově pulzní modulací. Jeho správným řízením lze dosáhnout téměř sinusového průběhu proudu.

3. Filtračně-kompenzační prostředky

V předchozích dvou kapitolách byla popsána fyzikální podstata deformace průběhů napětí a proudu a jalového výkonu, jejich matematický popis a způsoby vzniku. V této kapitole bude vysvětleno, jak tyto nepříznivé jevy v napájecí síti omezit či jim úplně zabránit, a to prostřednictvím různých filtračně-kompenzačních prostředků. Těmito prostředky mohou být různé typy filtrů nebo kompenzátorů, ať už rotačních nebo statických.

3.1. Filtry

Filtry jsou v elektrotechnice obecně zařízení, která propouští, nebo naopak nepropouští, signály pouze určitých frekvencí. Spotřebiče způsobující deformaci křivky proudu, která následně způsobuje deformaci křivky napětí, se chovají jako zdroje vyšších harmonických proudu. Jelikož se jedná o zdroje proudu (nikoli napětí), je třeba, aby pro dané vyšší harmonické filtr působil jako zkrat, tedy aby je propouštěl a tyto harmonické se tak nešířili dále do sítě. Podle principu činnosti se dělí filtry na pasivní, aktivní a hybridní.

3.1.1. Pasivní filtry

Nejjednodušší možností je použití pasivních filtrů. Ty jsou charakteristické tím, že obsahují pouze diskrétní součástky jako je kapacitor, induktor a případně i rezistor. Nejsou tedy složeny z žádných polovodičových součástek a tím odpadá i nutnost jejich řízení. Je to tedy levný a spolehlivý způsob filtrace s vysokou účinností. Pasivní filtry se zpravidla zapojují paralelně k zátěži a jsou složeny z paralelně zapojených LC článků, přičemž každý z těchto článků má vlastní rezonanční frekvenci, při které je jejich impedance ideálně nulová. Při použití reálných součástek je ovšem impedance nenulová vlivem jejich parazitních odporů, nicméně při rezonanční frekvenci bude minimální. Při sériové rezonanci platí, že kapacitní reaktance X_C a induktivní reaktance X_L se sobě rovnají.

$$X_L = X_C \quad (68)$$

Dosažením vztahů pro výpočet těchto reaktancí a úpravou získáme vztah pro úhlovou rezonanční frekvenci ω_0 a následně také rezonanční frekvenci f_0 .

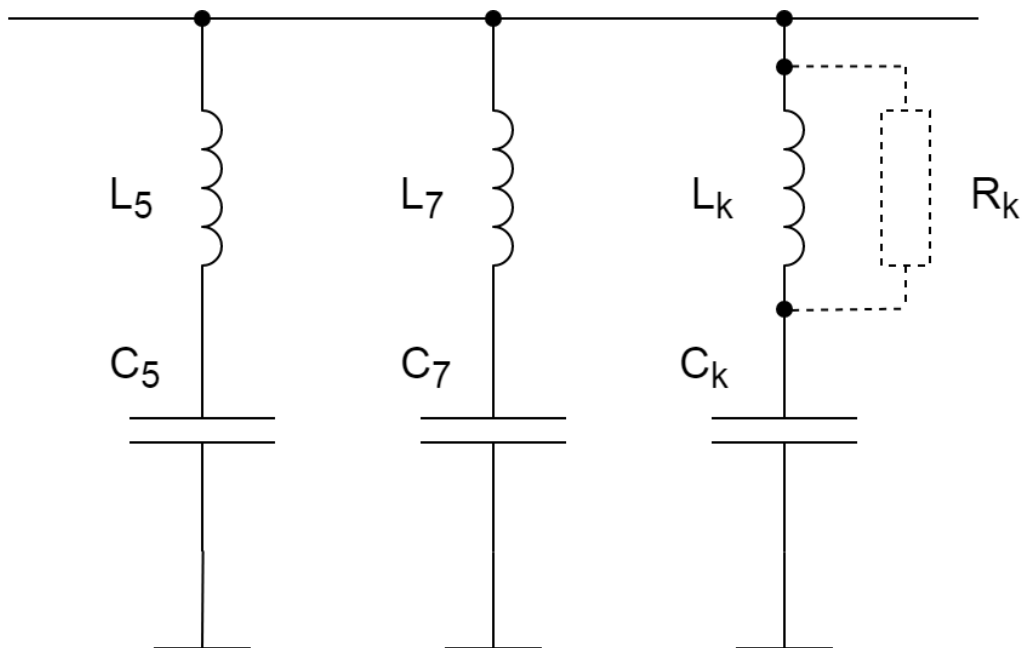
$$\omega_0 \cdot L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C} \quad (69)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L \cdot C} \quad (70)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (71)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (72)$$

Pro správnou funkci pasivního filtru je třeba, aby rezonanční frekvence byly rovny celočíselným násobkům základní frekvence $f = 50$ Hz. Obvykle se používají pouze liché násobky, protože sudé harmonické se v síti vyskytují zřídka. Zapojení filtru je znázorněno na Obr. 14.



Obr. 14: Zapojení pasivního LC filtru

Pasivní filtry mají řadu nevýhod, mezi které patří: závislost filtrační charakteristiky na impedanci zdroje, závislost vlastností filtrace na naladění filtru, rezonanční kmitočet závislý na změnách parametrů pasivního filtru (indukčnosti, kapacity). Vzniká také nebezpečí paralelní rezonance mezi napájecí sítí a pasivním filtrem, které lze předejít zařazením rezistoru R_k paralelně k induktoru L_k [8]. Mají ovšem také tu vlastnost, že při základní frekvenci 50 Hz dodávají jalový výkon, což je v mnoha případech žádoucí.

Pro závislost proudu k -té harmonické po kompenzaci I_{Sk} na impedanci sítě Z_s , impedanci filtru Z_F a k -té harmonické proudu odebíraného zátěží I_{Lk} lze napsat vztah: [8]

$$I_{Sk} = \frac{Z_F}{Z_F + Z_s} \cdot I_{Lk} \quad (73)$$

Z předchozího vztahu je zřejmé, že vyšší impedance sítě způsobí lepší filtraci vyšších harmonických. Naopak impedance filtru by měla být co nejmenší.

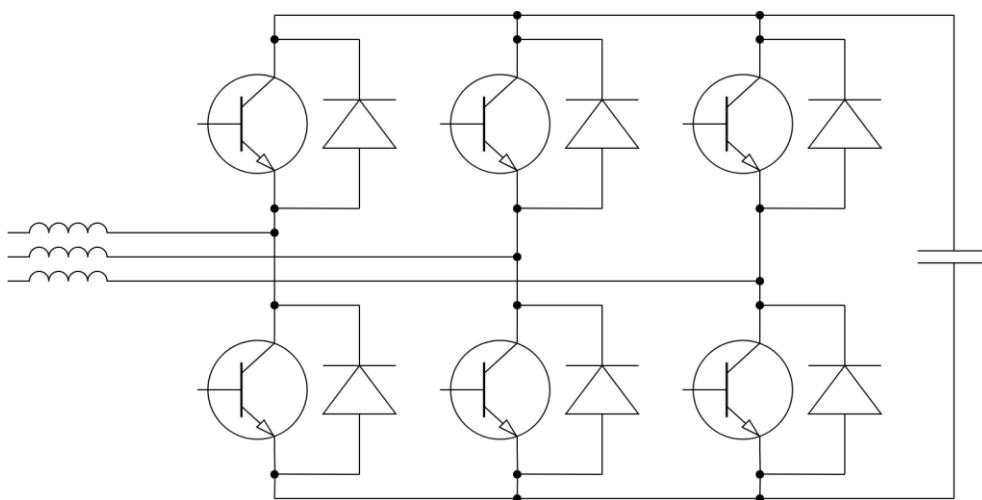
3.1.2. Aktivní filtry

Negativní vlastnosti pasivních filtrů lze odstranit použitím aktivních filtrů. Ty jsou v porovnání s pasivními filtry složitější zařízení obsahující polovodičový měnič, a tudíž musí obsahovat také řídicí obvod s různě složitou řídicí logikou (podle použitého algoritmu). Z těchto důvodů se rovněž jedná o dražší záležitost.

Principem fungování aktivních filtrů je, že vytvářejí stejné vyšší harmonické proudy, jako nelineární zátěž, ale s opačnou fází. Tím se vyšší harmonické navzájem vykompenzují a dále do sítě se již nešíří. Nelineární zátěž tedy ze sítě odebírá pouze základní harmonickou, zatímco vyšší harmonické jsou do zátěže dodány z filtru.

Výkonová část aktivního filtru je na Obr. 15. Jedná se o trojfázový můstkový usměrňovač s šířkově pulzní modulací napětového typu, který je osazený šesti vypínatelnými polovodičovými

součástkami, k nimž jsou připojeny zpětné diody. Existují také měniče s proudovým meziobvodem, které na stejnosměrné straně mají tlumivku namísto kondenzátoru. Tyto měniče ovšem nejsou tak rozšířené, a to z ekonomických důvodů a také kvůli větším rozměrům tlumivky ve srovnání s velikostí kondenzátoru.

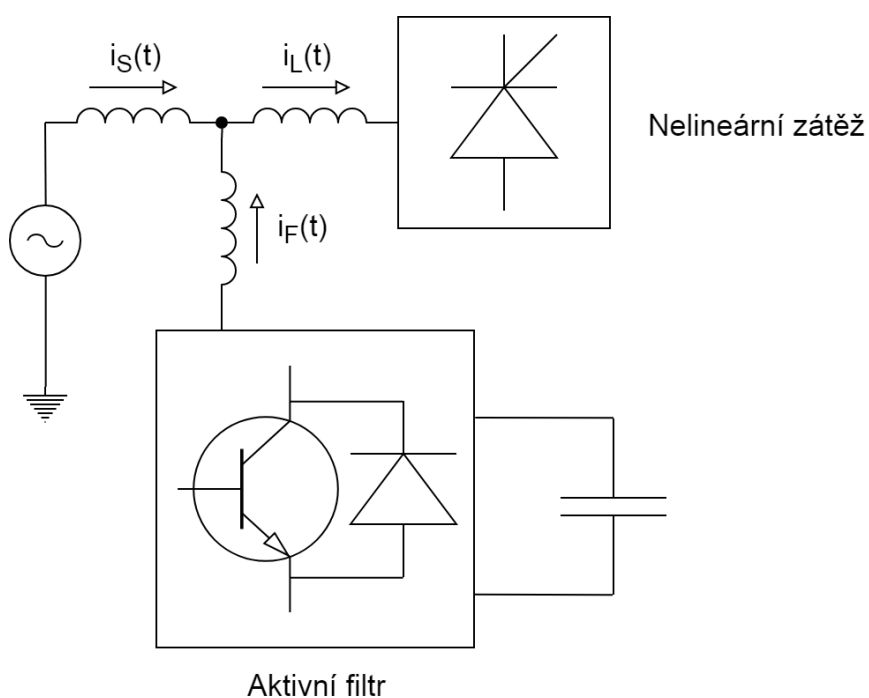


Obr. 15: Můstkový usměrňovač s šířkově pulzní modulací

Aktivní filtry je možno do sítě zapojovat buď paralelně, nebo sériově. První možnost je znázorněna na Obr. 16. Výhodou paralelního filtru je jeho schopnost dodávat jalový výkon, a proto je vhodný pro použití s indukční zátěží. Ze schématu plyne vztah:

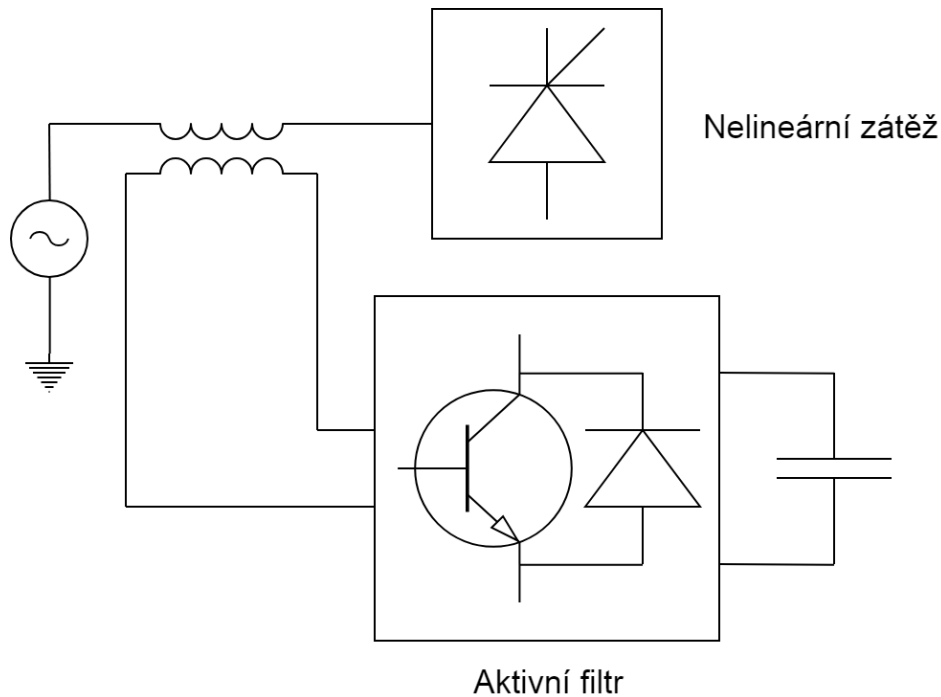
$$i_S(t) + i_F(t) = i_L(t) \quad (74)$$

Tento vztah je v souladu s principem fungování aktivního filtru, který říká, že filtr dodává vyšší harmonické pro danou zátěž.



Obr. 16: Zjednodušené schéma paralelně zapojeného aktivního filtru

Druhou možností je zapojení aktivního filtru sériově, jako na Obr. 17. Podobně jako paralelní filtr upravuje proud, sériový filtr umožňuje upravovat napětí a používá se tedy pro filtraci vyšších harmonických napětí. Další schopností filtru je kompenzovat poklesy a špičky a tím udržovat amplitudu napětí na požadované hodnotě. Pokud je sériový filtr třífázový, což je nejčastější případ, je rovněž schopný symetrizovat napětí v případě nesymetrické zátěže, kterou může být např. elektrická trakce nebo obloukové pece. Sériový filtr vybavený samostatným napájecím zdrojem může také dodávat činný výkon při výpadku napájení. [8]

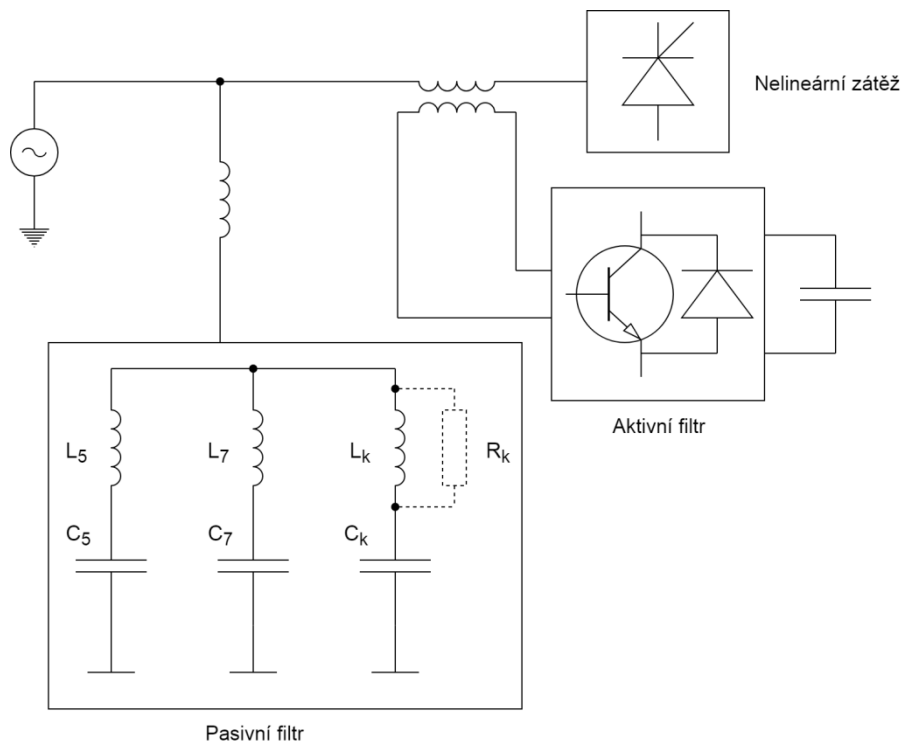


Obr. 17: Zjednodušené schéma sériově zapojeného aktivního filtru

3.1.3. Hybridní filtry

Spojením aktivního a pasivního filtru vznikne hybridní filtr, který kombinuje výhody předchozích dvou. Jedno z možných zapojení vidíme na Obr. 18, kde pasivní filtr je připojen paralelně k sériovému aktivnímu filtru.

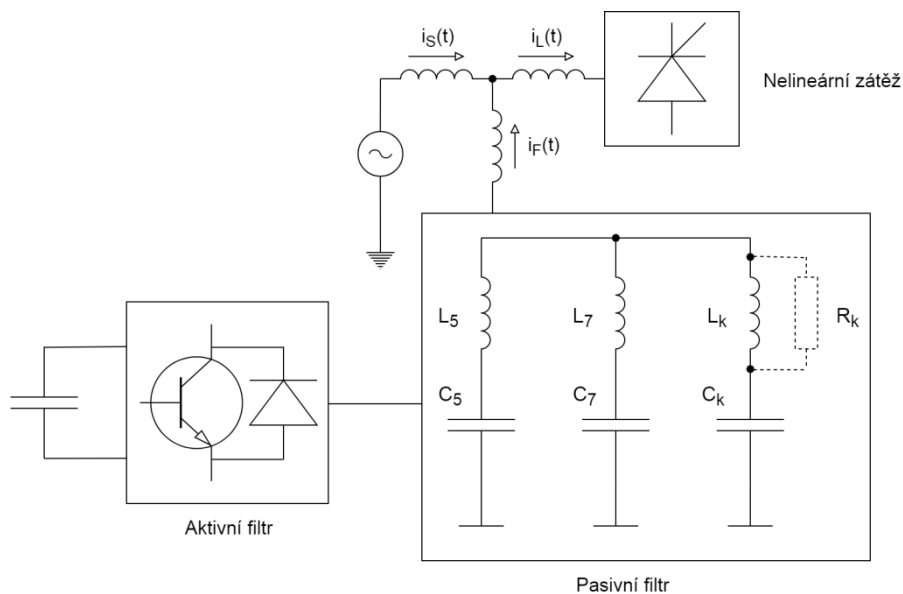
Použitím hybridního filtru je dosaženo lepších filtračních charakteristik pasivního filtru a současně je zabráněno vzniku sériové nebo paralelní rezonance, jejíž nebezpečí hrozí v případě použití samotného pasivního filtru.



Obr. 18: Zjednodušené schéma hybridního filtru, 1. varianta

Hybridní filtr lze také získat zapojením aktivního filtru sériově k pasivnímu filtru, jak je znázorněno na Obr. 19. Stejně jako v předchozím případě je dosaženo lepších filtračních charakteristik pasivního filtru a zabráněno vzniku rezonancí.

Toto zapojení je vhodné spíše pro větší výkony, jako jsou střídavé regulované pohony nebo usměrňovače pro elektrolyzu, kde pasivní filtry nestačí pro kompenzaci. [1]



Obr. 19: Zjednodušené schéma hybridního filtru, 2. varianta

3.2. Kompenzace jalového výkonu

Jak již bylo zmíněno v předchozích kapitolách, polovodičové měniče nezatěžují síť pouze emisí vyšších harmonických proudů, neboli deformací průběhu proudu a následně i deformací průběhu napětí. V případě některých typů usměrňovačů, jako je řízený usměrňovač napájející odporově-induktivní (RL) zátěž, typicky regulovaný stejnosměrný motor, je síť zatěžována také odběrem jalového výkonu. Jalový výkon je ovšem v mnohem větší míře odebírán jinými zařízeními, především transformátory a indukčními motory, nicméně pro úplnost je zde jeho kompenzace uvedena.

Jalový výkon je dvojího typu, a to kapacitního a induktivního. Kapacitní jalový výkon souvisí s vytvářením a zanikáním elektrického pole. Průběhy napětí a proudu mají u prvků s kapacitním charakterem tu vlastnost, že napětí se opoždí za proudem. Naopak jalový výkon induktivního typu je spojen se vznikem a zánikem magnetického pole a prvky s induktivním charakterem připojené do soustavy mají tu vlastnost, že proud je opožděn za napětím. V elektrické soustavě obvykle převažují spotřebiče a zdroje induktivního charakteru, a proto kompenzace je prováděna prvky s opačným charakterem, tedy kapacitním.

Kompenzace jalového výkonu se provádí z toho důvodu, že tento výkon způsobuje v přenosové a distribuční soustavě činné ztráty, které se ve formě tepelné energie uvolňovány do okolí. Jalový výkon také může výrazně ovlivnit úbytek napětí na vedení. Jeho řízením se tak v přenosové soustavě provádí regulace napětí na požadovanou hodnotu.

3.2.1. Synchronní kompenzátory

Synchronní stroj je jediný točivý elektrický stroj schopný dodávat jalový výkon. Tento typ stroje se vyznačuje tím, že magnetické pole je vytvářeno samostatným vinutím umístěným na rotoru a napájeným stejnosměrným zdrojem. Podle velikosti budícího proudu se rozlišuje, jestli synchronní stroj jalový výkon dodává (stroj je tzv. přebuzený) nebo odebírá (stroj je tzv. podbuzený). Jak již bylo zmíněno, soustava jako celek má obvykle induktivní charakter, pro kompenzaci je tedy třeba jalový výkon dodávat a synchronní stroje se proto typicky provozují v přebuzeném stavu.

Podle toho, zda synchronní stroj činný výkon odebírá nebo dodává, je rozlišován synchronní generátor a synchronní motor. V obou stavech je stroj schopný kompenzovat jalový výkon. Pokud je stroj provozován naprázdno, je označován jako synchronní kompenzátor, který odebírá pouze velmi malý činný výkon daný mechanickými ztrátami.

Synchronní kompenzátory se obvykle provozují na hladině vysokého napětí. Nehodí se pro kompenzaci spotřebičů, u nichž se spotřeba jalového výkonu skokově mění, tedy typicky u obloukových pecí nebo u dynamicky řízených stejnosměrných pohonů [4]. Tyto kompenzátory jsou spojeny také s dalšími nevýhodami, jako jsou již zmíněné činné ztráty, vyšší nároky na údržbu a větší prostorové nároky v porovnání se statickými kompenzátory. Z těchto důvodů se od jejich používání v poslední době ustupuje.

3.2.2. Statické kompenzátory

Jednou z možností, jak kompenzovat jalový výkon, je použití pasivních a některých druhů aktivních nebo i hybridních filtrů. Nicméně tato vlastnost filtrů je spíše vedlejší, neboť hlavním úkolem filtrů je odstranit vyšší harmonické proudy nebo napětí.

Klasickým druhem statických kompenzátorů jsou výkonové kondenzátory. Hlavními požadavky na výkonové kondenzátory jsou tepelná stabilita, odolnost proti přepětí, spolehlivost, životnost a malý ztrátový činitel [4]. Kompenzační výkon kondenzátoru je daný vztahem (75):

$$Q_C = U^2 \cdot \omega \cdot C \quad (75)$$

Kde U je napětí na kondenzátoru, ω je úhlová frekvence sítě a C je kapacita kondenzátoru. Kompenzační kondenzátory se nejčastěji používají v trojfázové síti, kde jejich kompenzační výkon závisí na způsobu zapojení. Pro zapojení do trojúhelníku platí:

$$Q_C = 3 \cdot U_S^2 \cdot \omega \cdot C \quad (76)$$

Kde U_S je sdružené napětí sítě. Analogicky při zapojení kondenzátorů do hvězdy je kompenzační výkon roven:

$$Q_C = 3 \cdot U_f^2 \cdot \omega \cdot C = 3 \cdot \left(\frac{U_S}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot \omega \cdot C = U_S^2 \cdot \omega \cdot C \quad (77)$$

Kde U_f značí fázové napětí. Zapojení do trojúhelníku tedy znamená třikrát větší kompenzační výkon, ale kondenzátory musí být dimenzovány na sdružené, tedy vyšší napětí. Stejně jako při použití synchronních kompenzátorů, jsou i statické kompenzátory spojeny s činnými ztrátami. Jejich velikost je dána tangencí ztrátového úhlu δ . Tato veličina, nazývaná jako ztrátový činitel $\text{tg } \delta$, je ovlivněná velikostí sériového nebo paralelního odporu v náhradním modelu kondenzátoru. Činné ztráty na kondenzátoru lze potom vyjádřit:

$$P_Z = Q_C \cdot \text{tg } \delta \quad (78)$$

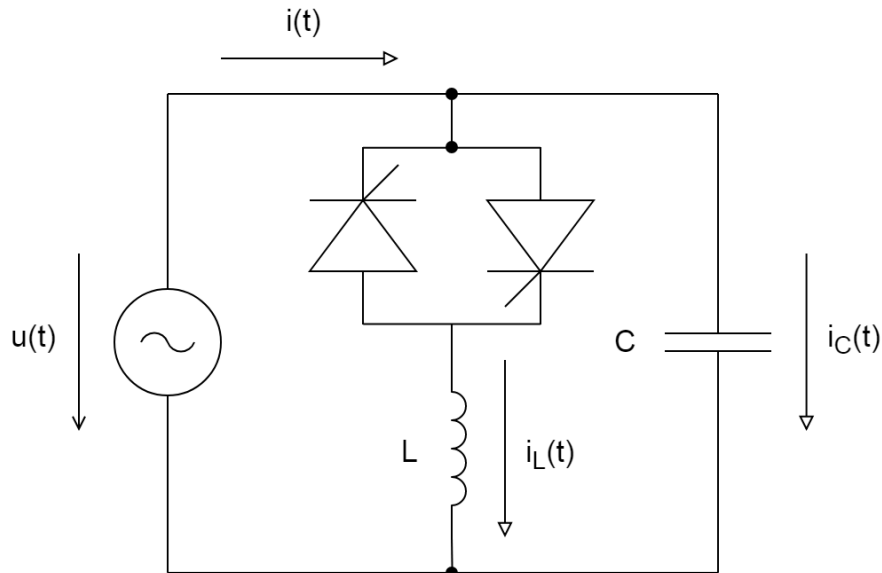
Provoz kompenzačních kondenzátorů je nepříznivě ovlivněn neharmonickým průběhem napětí. Pro kapacitní reaktanci X_C totiž platí vztah:

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} \quad (79)$$

Kapacitní reaktance je podle vztahu (79) nepřímo úměrná frekvenci. Pokud napětí bude obsahovat vyšší harmonické, bude pro ně představovat kondenzátor malou impedanci. Následkem toho může být kondenzátor proudově přetěžovaný.

Nejjednodušším způsobem řízení kompenzačního výkonu kondenzátorů je tzv. stupňovité řízení. Kondenzátorová baterie se skládá z několika kondenzátorů o dané kapacitě (tzn. kompenzačním výkonu při daném napětí). Jejich připínáním nebo naopak odepínáním je měněn kompenzační výkon. Spínání kondenzátorů může být realizováno buď kontaktně, tedy pomocí stykačů, nebo bezkontaktně, tedy pomocí polovodičových spínačů. Pokud je použito kontaktní spínání, je nevýhodou možnost vzniku rázového proudu mnohonásobně přesahujícího jmenovitou hodnotu, a s tím souvisejícího rušení.

Pokud je požadováno plynulé řízení kompenzačního výkonu, je třeba použít střídavý měnič napětí v zapojení podle Obr. 20. Kondenzátor C je zde připojen přímo k síti, v obrázku znázorněné jako zdroj napětí $u(t)$, a tudíž jím dodávaný jalový výkon je konstantní. Řízením střídavého měniče napětí je ovšem možno připojit tlumivku L po určitou část periody k síti. Tím je jalový výkon naopak spotřebováván v závislosti na úhlu otevření tyristorů ve střídavém měniči. Jalový výkon dodávaný kondenzátorem je tak částečně vykompenzován a tímto způsobem je řízen celkový dodávaný jalový výkon do sítě.



Obr. 20: Kompenzace jalového výkonu pomocí střídavého měniče napětí

Zapojení kompenzátoru by se zjednodušilo, kdyby nebylo třeba použít tlumivku. Střídavý měnič napětí však nelze řadit sériově s kondenzátorem, protože by při sepnutí tyristoru došlo k velkému proudovému rázu. Pro proud kondenzátorem totiž platí:

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} \quad (80)$$

Střídavý měnič s induktivní zátěží lze řídit v rozsahu řídicích úhlů $\alpha = 90^\circ$ (měnič je plně otevřen) až $\alpha = 180^\circ$ (měnič je zavřen). Indukčnost tlumivky je třeba navrhnout tak, aby při úplném otevření měniče nebyl do sítě žádný jalový výkon dodáván, ani ze sítě nebyl žádný jalový výkon odebírán. V takovém případě jalový výkon dodávaný kondenzátorem musí být celý spotřebováván tlumivkou. Za použití této podmínky, dosazením za jalové výkony a úpravou získáme vztah pro výpočet indukčnosti tlumivky.

$$Q_C = Q_L \quad (81)$$

$$U^2 \cdot \omega \cdot C = \frac{U^2}{\omega \cdot L} \quad (82)$$

$$L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C} \quad (83)$$

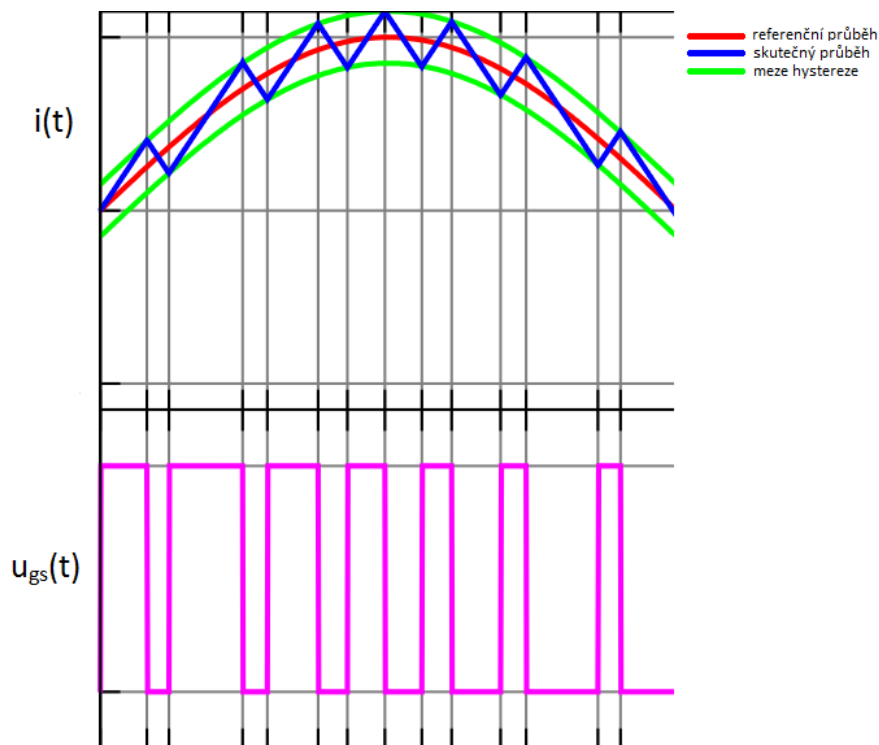
4. Usměrňovače s šířkově pulzní modulací (PWM)

Zatímco v předchozí kapitole bylo vysvětleno, jak nepříznivé účinky polovodičových měničů na síť odstranit nebo zmírnit po jejich vzniku, ať už se jedná o vyšší harmonické nebo jalový výkon, v této kapitole bude rozebráno, jak zabránit samotnému vzniku těchto nepříznivých účinků. Jedním ze způsobů, jak zabránit vzniku vyšších harmonických a odběru jalového výkonu je použití usměrňovače s šířkově pulzní modulací síťového proudu. Tato problematika zde bude rozebrána z hlediska principu jejich činnosti a různých topologií v jednofázové i trojfázové variantě.

4.1. Princip funkce a metody modulace

Funkce usměrňovačů s šířkově pulzní modulací je principiálně stejná jako v případě střídačů s šířkově pulzní modulací. Střídače s PWM lze dokonce beze změny zapojení provozovat jako usměrňovače s PWM, rozdíl je pouze ve způsobu řízení. Topologie střídače je ovšem pouze jeden z mnoha možných způsobů zapojení, přičemž každé zapojení má své výhody a nevýhody.

Princip šířkově pulzní modulace je znázorněn na Obr. 21. Zde je použita zpětnovazební proudová modulace s hysterezí, což je jedna z možných modulací u usměrňovačů s PWM. Skutečná hodnota proudu je porovnávána s dolní a horní mezí hystereze. Když proud dosáhne dolní meze, je příslušný spínač zapnut a proud začne narůstat. Naopak když proud dosáhne horní meze, je spínač vypnut a začne docházet k poklesu proudu. Výhodou této metody je zajištění dostatečně velkého časového odstupu mezi zapnutím a vypnutím spínače, typicky tranzistoru. Tento časový odstup je limitován dynamickými vlastnostmi tranzistoru a souvisí také se spínacími ztrátami. Pokud by tedy nebyla použita hystereze, usměrňovač by z těchto důvodů nemusel správně fungovat. [1]



Obr. 21: Princip šířkově pulzní modulace [5], upraveno autorem

Podobnou metodou řízení proudu je zpětnovazební proudová regulace se vzorkováním, při které není použito hysterezní pásmo, ale proud je měřen v diskretních časových intervalech [1]. Naměřená hodnota proudu je pokaždé porovnána s referenční hodnotou pro daný časový okamžik. Když je naměřená hodnota menší než referenční, příslušný spínač je zapnut. V opačném případě je vypnut. Tento způsob vyhodnocování proudu řeší problém s potřebnou časovou prodlevou mezi zapnutím a vypnutím tranzistoru, a proto nevyžaduje hysterezi.

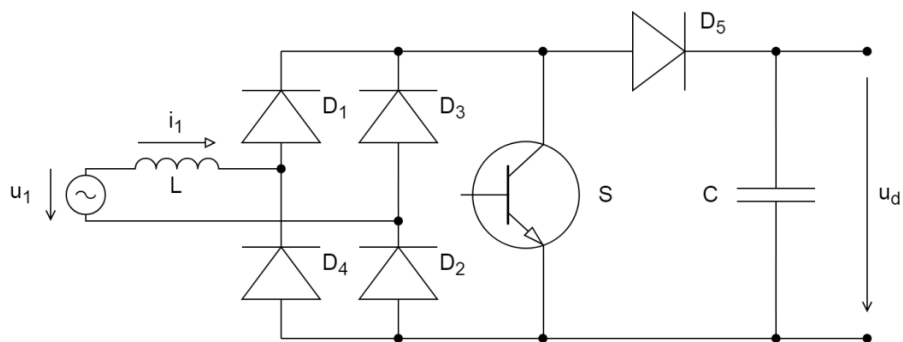
Hlavní nevýhodou výše uvedených dvou metod je při použití procesorového řízení velká náročnost na výpočetní rychlost, neboť při sepnutí spínače dochází ke zkratování napájecích fází a rychlost nárůstu proudu je omezena pouze indukčností vstupní tlumivky. Typicky se tato indukčnost pohybuje v řádu jednotek milihenry. Jiným způsobem modulace, která tuto nevýhodou částečně odstraňuje, může být řízení střídý obdélíkového signálu spínajícího jednotlivé tranzistory pomocí regulátoru, typicky typu PI. Regulátor vyhodnocuje regulační odchylku skutečného proudu a žádaného proudu a podle ní upravuje střidu. Měření je stejně jako v předchozím případě prováděno v diskretních časových intervalech. Jsou známy také další modulační metody, příkladem může být přímé řízení prostorového vektoru proudu.

4.2. Principiální zapojení

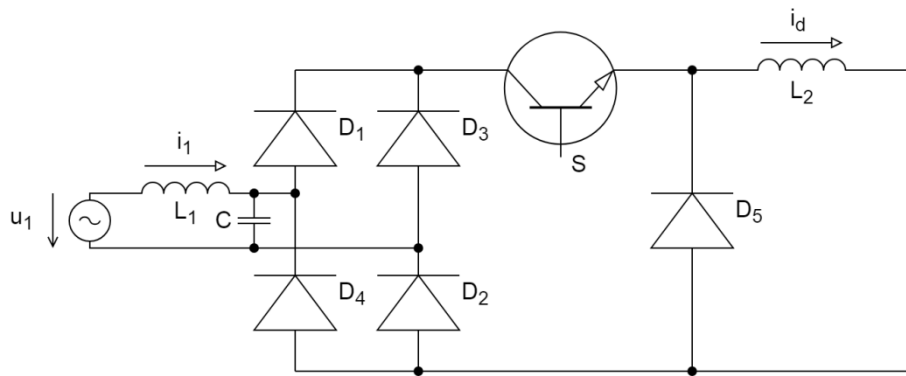
Jednofázové principiální zapojení usměrňovače s PWM podle [1] obsahuje pouze pět diod, jeden spínací prvek a součástky pro filtraci napětí a proudu, tedy kondenzátory a tlumivky. Podobně jako u střídačů, jsou i usměrňovače s PWM děleny na dva základní typy, a to podle charakteru filtračního členu na usměrňovače napěťové a proudové.

Usměrňovače napěťového typu mají na stejnosměrné straně filtrační kondenzátor, který udržuje na výstupu přibližně konstantní napětí. Tento typ je mnohem rozšířenější než usměrňovače proudového typu, které mají na stejnosměrné straně tlumivku udržující přibližně konstantní proud.

Obvodové schéma napěťového usměrňovače vidíme na Obr. 22. Samotný usměrňovač je zde v můstkovém zapojení, což je nejčastější. Spínač S , na obrázku reprezentovaný bipolárním tranzistorem, je jedinou říditelnou součástí, z čehož plyne jednoduchost řízení v tomto zapojení. Při zapnutí spínače S je zdroj u_1 zkratován a rychlost nárůstu proudu i_1 je omezena tlumivkou L . Naopak vypnutí spínače S způsobí pokles proudu, který se nyní bude uzavírat přes kondenzátor C a nabíjet ho. Velikost výstupního napětí je říditelná, a to od napětí neřízeného můstkového usměrňovače směrem nahoru. Jelikož je na výstupu udržováno přibližně konstantní napětí, je vhodné v případě nepřímého měniče kmitočtu používat usměrňovač v kombinaci s napěťovým střídačem.



Obr. 22: Principiální zapojení usměrňovače s PWM napěťového typu, podle [1]



Obr. 23: Principiální zapojení usměrňovače s PWM proudového typu, podle [1]

Schéma střídače proudového typu je na Obr. 23. Zapnutí spínače S způsobí nárůst proudu přes tlumivky L_1 , L_2 . Při vypnutí tohoto spínače proud začne klesat. Na rozdíl od předchozího typu se kondenzátor C nevyskytuje na výstupní straně, ale na vstupní. Přes tento kondenzátor se proud uzavírá v případě vypnutého spínače a nabíjí ho. Jedná se o snižující usměrňovač, střední hodnota usměrněného napětí je tedy nižší než u samotného můstkového usměrňovače bez PWM. Na výstupu je udržován přibližně konstantní proud, pokud je tedy usměrňovač používán jako součást nepřímého měniče kmitočtu, je vhodné použít střídač proudového typu.

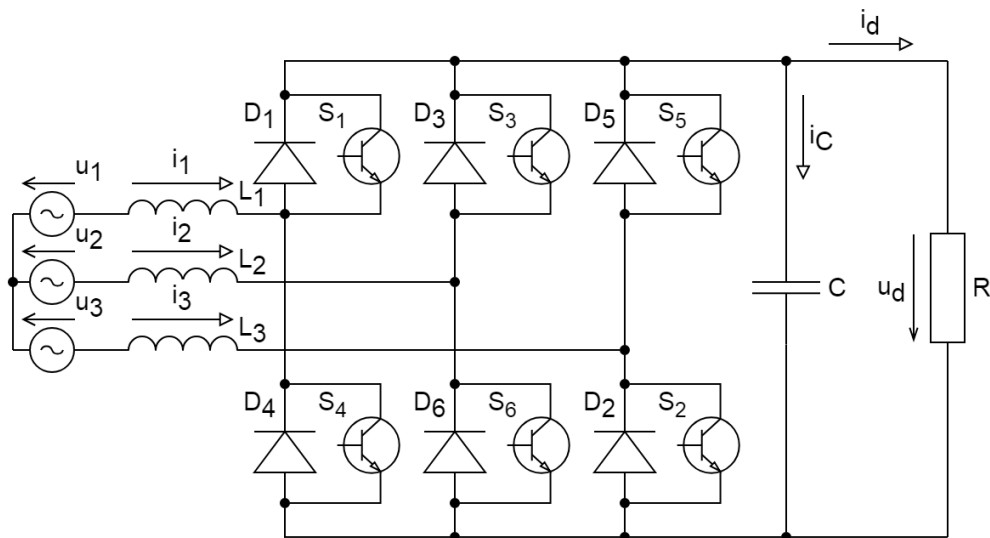
Nevýhodou předchozích dvou zapojení je nemožnost obrácení toku výkonu, tedy rekuperace, daná diodou D_5 . Tento nedostatek může být problémem tehdy, když je usměrňovač s PWM použit v kombinaci se střídačem pro napájení řízeného pohonu s asynchronním motorem. Při brzdění je potom energii nutné bez užitku přeměnit na teplo v brzdných odporech. Jinou aplikací může být nabíjení akumulátorů, kde není rekuperace požadována.

4.3. Usměrňovače se střídačovou topologií

Jednofázový i třífázový střídač s šířkově pulzní modulací, ať už napětového nebo proudového typu, lze beze změny zapojení používat jako usměrňovač s šířkově pulzní modulací. Odlišný je pouze způsob řízení, pomocí něhož lze dosáhnout téměř sinusového průběhu proudu ve fázi s napětím nebo také s říditelným fázovým posunem. Tyto měniče umožňují tok výkonu v obou směrech, tzn. lze pomocí nich dosáhnout rekuperace. Pokud výkon teče ze střídavé strany na stejnosměrnou, pracuje měnič jako usměrňovač, při opačném toku výkonu se jedná o střídač.

4.3.1. Třífázový usměrňovač s PWM se střídačovou topologií napětového typu

Jednofázové usměrňovače mají velmi podobné zapojení, pouze je v nich použito o jednu větev spínačů (jeden sloupec) méně, a proto zde bude uvedena pouze třífázová varianta. Základní obvodové schéma vidíme na Obr. 24.



Obr. 24: Třífázový usměrňovač s PWM se střídačovou topologií napětěvého typu

Jedná se v podstatě o klasický třífázový můstkový usměrňovač doplněný o spínače antiparalelně zapojené ke každé z diod. Spínačů je tedy celkem šest, z čehož vyplývá relativně složité řízení v porovnání s jinými typy usměrňovačů uvedenými dále. Kondenzátor C na výstupu má za úkol udržovat přibližně konstantní napětí, na rozdíl od proudového typu, kde filtračním prvkem je tlumivka. Každá fáze má na vstupu filtrační tlumivku, zabraňující příliš rychlému nárůstu, resp. poklesu síťového proudu. Vhodným spínání příslušných dvojic spínačů je dosaženo požadovaného průběhu proudu každé fáze.

Vzhledem k trojfázovému zapojení a velkému počtu spínačů je možno pomocí různých kombinací spínání dosáhnout mnoha spínacích stavů lišících se polaritou napětí a proudů. Tabulka 1 uvádí všechny spínací stavy pro polaritu napětí $u_1 > 0$, $u_2 < 0$, $u_3 < 0$. Jestliže měnič pracuje v usměrňovačovém režimu, jsou polaritu proudů při nulovém fázovém posunu shodné, zatímco ve střídačovém režimu jsou proudy v protifázi, tzn. $i_1 < 0$, $i_2 > 0$, $i_3 > 0$.

Spínací stav	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	i ₂	i ₃	Režim
1	/	/	OFF	OFF	OFF	/	↓	↓	Usměrňovač
2	/	/	ON	OFF	OFF	/	↑	↓	
3	/	/	OFF	OFF	ON	/	↓	↑	
4	/	/	ON	OFF	ON	/	↑	↑	
5	/	/	OFF	ON	OFF	/			
6	/	/	ON	ON	OFF	/			
7	/	/	OFF	ON	ON	/			
8	/	/	ON	ON	ON	/			
9	OFF	ON	/	/	/	ON	↓	↓	Střídač
10	ON	OFF	/	/	/	OFF	↑	↓	
11	ON	OFF	/	/	/	ON	↓	↑	
12	ON	ON	/	/	/	OFF	↑	↑	
13	ON	ON	/	/	/	ON	↓↓	↓	
14	OFF	ON	/	/	/	OFF	↓	↓↓	
15	OFF	OFF	/	/	/	ON	↓↓	↓↓	
16	OFF	OFF	/	/	/	OFF	↓↓	↓↓	

Tabulka 1: Spínací stavy třífázového usměrňovače s PWM

Jelikož v trojfázové soustavě není vyveden střední vodič, lze pomocí libovolných dvou fázových proudů dopočítat třetí, a proto v tabulce jsou uvedeny pouze proudy i_2, i_3 . Platí totiž:

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (84)$$

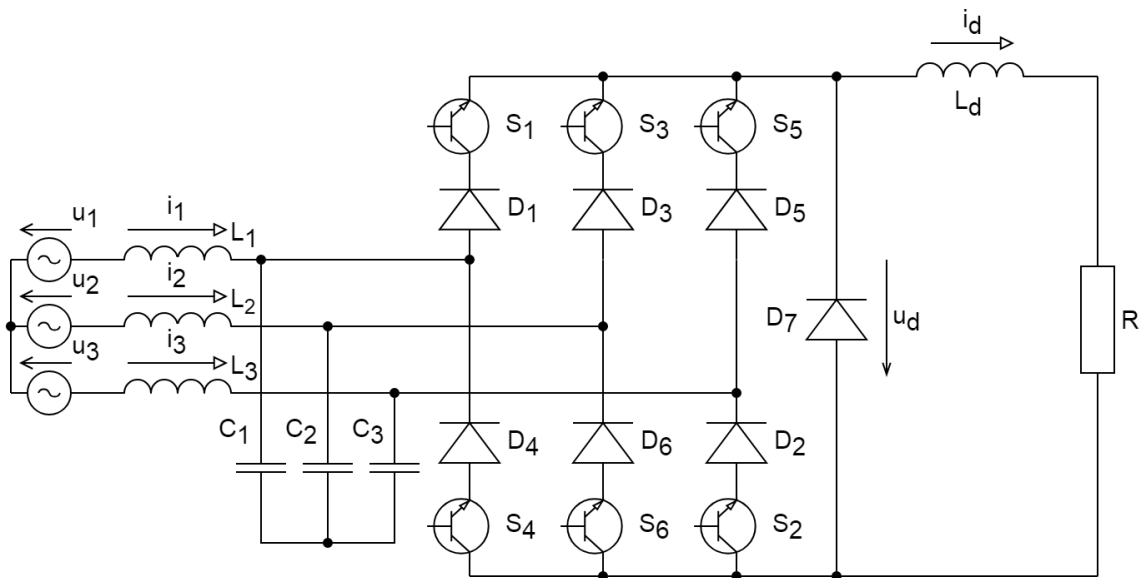
$$i_1 = -i_2 - i_3 \quad (85)$$

Jestliže jsou proudy i_2, i_3 harmonické, musí být proud i_1 rovněž harmonický. V obou režimech měniče je přípustných osm kombinací sepnutí spínačů, což celkem dává šestnáct kombinací. Pro zvolené polaritu napětí a proudů to jsou kombinace spínačů S_3, S_4, S_5 v režimu usměrňovače, zatímco zbývající spínače S_1, S_2, S_6 jsou použity v režimu střídače. Jedna šipka značí pomalý pokles resp. nárůst proudu, dvě šipky značí rychlý pokles proudu, vždy v absolutní hodnotě.

V daném zapojení platí, že v každém okamžiku musí z každého vertikálního sloupce vést alespoň jedna z dvojice antiparalelně zapojených součástek spínač-dioda. Výstupní napětí u_d je říditelné od napětí neřízeného můstkového usměrňovače výše. Vzhledem k použití kondenzátoru na stejnosměrné straně může výstupní napětí u_d nabývat pouze jedné polaritu, avšak výstupní proud i_d může nabývat obou polarit. Měnič je tedy schopen provozu v prvním a druhém kvadrantu, z čehož plyne možnost toku výkonu v obou směrech. [1]

4.3.2. Třífázový usměrňovač s PWM se střídačovou topologií proudového typu

Méně častá je varianta usměrňovače, kde namísto filtračního kondenzátoru na stejnosměrné straně je použita filtrační tlumivka udržující přibližně konstantní proud. Filtrační kondenzátory se zde nachází také, ale na střídavé straně. Zapojení usměrňovače proudového typu ukazuje Obr. 25.



Obr. 25: Třífázový usměrňovač s PWM se střídačovou topologií proudového typu

Na rozdíl od napětového usměrňovače jsou zde spínače zapojené v sérii s diodami a umožňují tak průchod proudu pouze jedním směrem, avšak jsou schopné blokovat napětí obou polarit. V předchozím zapojení byla dvojice spínač-dioda schopna blokování napětí pouze jedné polaritu. Existuje několik modifikací tohoto zapojení. Ne vždy je použita zpětná dioda D_7 , naopak je možné zapojit kondenzátor i na stejnosměrné straně.

V tomto zapojení je nutné, aby vždy vedl z každé horizontální řady jeden spínač a existovala proudová smyčka pro usměrněný proud i_d . Současně musí být tedy sepnuty dva spínače. Výstupní napětí u_d je říditelné od napětí neřízeného můstkového usměrňovače níže. Vzhledem k použití tlumivky na stejnosměrné straně může výstupní proud i_d nabývat pouze jedné polaroty, výstupní napětí u_d může nabývat obou polarit (pokud není použita zpětná dioda D_7). Měnič je tedy schopen provozu v prvním a čtvrtém kvadrantu, z čehož plyne možnost toku výkonu v obou směrech. [1]

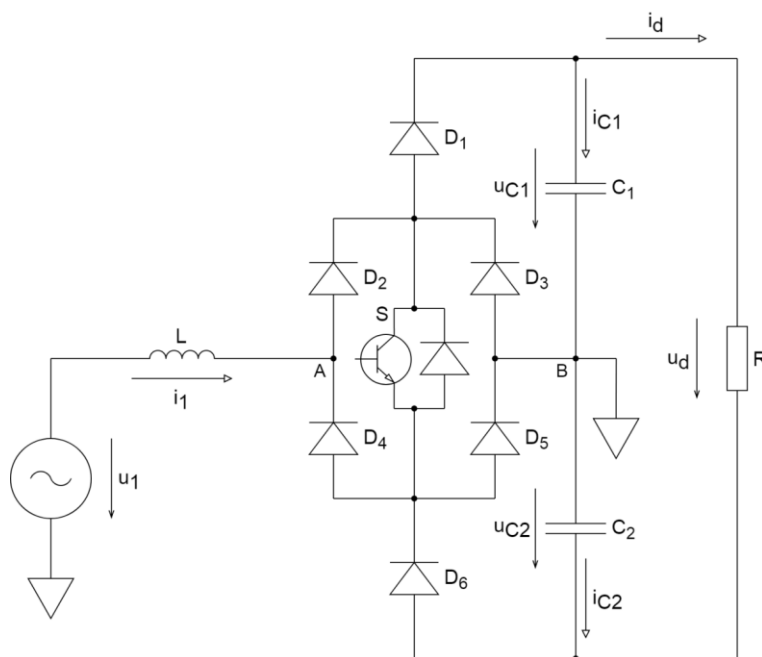
4.4. Vienna rectifier

Menší počet součástek a jednodušší řízení nabízí varianta usměrňovače s PWM zvaná Vienna rectifier. Tento druh již nevychází ze zapojení střídačů a má tak zcela odlišnou topologii. Existuje jeho jednofázová i třífázová varianta, v obou případech je možné použít dva základní druhy zapojení. První z nich obsahuje více diod, ale počet spínačů je menší a odpovídá počtu fází. Ve druhém typu je použito méně diod, nicméně počet spínačů je roven dvojnásobku počtu fází.

Vienna rectifier má ve srovnání s klasickým PWM usměrňovačem střídačové topologie se šesti spínači a šesti diodami tyto výhody: menší napěťové namáhání a menší spínací ztráty ve výkonových součástkách až o 40 %, odolnost vůči nesymetrii napájecího napětí a výpadku fáze, široký rozsah vstupního napětí a vysoká účinnost až 97,5 % [7]. Na druhou stranu jeho hlavní nevýhodou je nemožnost obrácení toku výkonu, což ovšem v mnoha aplikacích není požadováno. Stejně jako u předchozích zapojení platí, že nejčastěji je užíván usměrňovač napěťového typu. Na rozdíl od předchozích zapojení jsou zde ovšem dva kondenzátory na stejnosměrné straně.

4.4.1. Vienna rectifier v jednofázovém provedení [6]

Základní silové schéma jednofázové varianty usměrňovače typu Vienna rectifier vidíme na Obr. 26. Jednofázová varianta je vhodná spíše pro menší výkon. Zapojení usměrňovače obsahuje šest diod a pouze jeden spínač se zpětnou diodou, jehož řízením je ovlivňována okamžitá velikost síťového proudu i_1 .



Obr. 26: Vienna rectifier v jednofázovém provedení

Jelikož v zapojení je pouze jeden spínač, jsou možné dva stavy, a to vypnuto a zapnuto. V případě vypnutého spínače je nabíjení kondenzátorů C_1 , C_2 ovlivněno ještě polaritou síťového proudu i_1 . Jestliže je spínač S sepnut, napájecí zdroj je zkratován přes tlumivku L a síťový proud i_1 v absolutní hodnotě narůstá. Pokud je naopak spínač S vypnut, proud se uzavírá přes jeden z kondenzátorů C_1 , C_2 a v absolutní hodnotě klesá.

Spínací stav	Polarita u_1, i_1	Spínač S	U_{AB}	Vliv na C_1	Vliv na C_2
1	+	OFF	$+u_d/2$	Nabíjení	Vybíjení
2	+/-	ON	0	Vybíjení	Vybíjení
3	-	OFF	$-u_d/2$	Vybíjení	Nabíjení

Tabulka 2: Spínací stavy jednofázového usměrňovače s PWM (typ Vienna rectifier)

Každý ze tří spínacích stavů, jejichž popis obsahuje Tabulka 2, lze popsat obvodovými rovnicemi. Ve stavu 2, kdy spínač S je sepnut, nezáleží na polaritě síťového proudu i_1 . V tomto stavu je napájecí zdroj zkratován přes tlumivku L , která jediná omezuje rychlost nárůstu proudu. To lze popsat rovnicí:

$$u_1 = L \frac{di_1}{dt} \quad (86)$$

Proud se uzavírá přes diody D_2 , D_5 v případě kladného směru a přes diody D_3 , D_4 v případě záporného směru. V obou případech pak přes zapnutý spínač S . Proud tedy neteče horní ani spodní částí usměrňovače (diodami D_1 nebo D_6), pro proudy i_{C1} a i_d lze tedy psát:

$$i_{C1} + i_d = 0 \quad (87)$$

Tyto proudy lze dále vyjádřit pomocí vztahu pro proud kapacitou a Ohmova zákona jako:

$$C_1 \frac{du_{C1}}{dt} + \frac{u_{C1} + u_{C2}}{R} = 0 \quad (88)$$

Obdobně lze pro proud dolním kondenzátorem i_{C2} a proud zátěží i_d psát:

$$i_{C2} + i_d = 0 \quad (89)$$

$$C_2 \frac{du_{C2}}{dt} + \frac{u_{C1} + u_{C2}}{R} = 0 \quad (90)$$

V momentě kdy spínač S není sepnut a síťový proud je kladný (stav 1), je nabíjen horní kondenzátor C_1 . Napětí a proudy lze popsat rovnicemi:

$$u_1 = L \frac{di_1}{dt} + u_{C1} \quad (91)$$

$$i_{C1} + i_d = i_1 \quad (92)$$

$$C_1 \frac{du_{C1}}{dt} + \frac{u_{C1} + u_{C2}}{R} = i_1 \quad (93)$$

Dolní částí usměrňovače neteče žádný proud. Dolní kondenzátor C_2 je vybíjen do zátěže R . Platí tedy:

$$i_{C2} + i_d = 0 \quad (94)$$

$$C_2 \frac{du_{C2}}{dt} + \frac{u_{C1} + u_{C2}}{R} = 0 \quad (95)$$

V případě, že spínač S není sepnut síťový proud je záporný (stav 3), je nabíjen dolní kondenzátor C_2 a rovnice pro napětí u_1 přejde do tvaru:

$$u_1 = L \frac{di_1}{dt} - u_{C2} \quad (96)$$

Horní částí usměrňovače neteče žádný proud a kondenzátor C_1 je vybíjen do zátěže. Dolní částí potom teče síťový proud i_1 .

$$i_{C1} + i_d = 0 \quad (97)$$

$$C_1 \frac{du_{C1}}{dt} + \frac{u_{C1} + u_{C2}}{R} = 0 \quad (98)$$

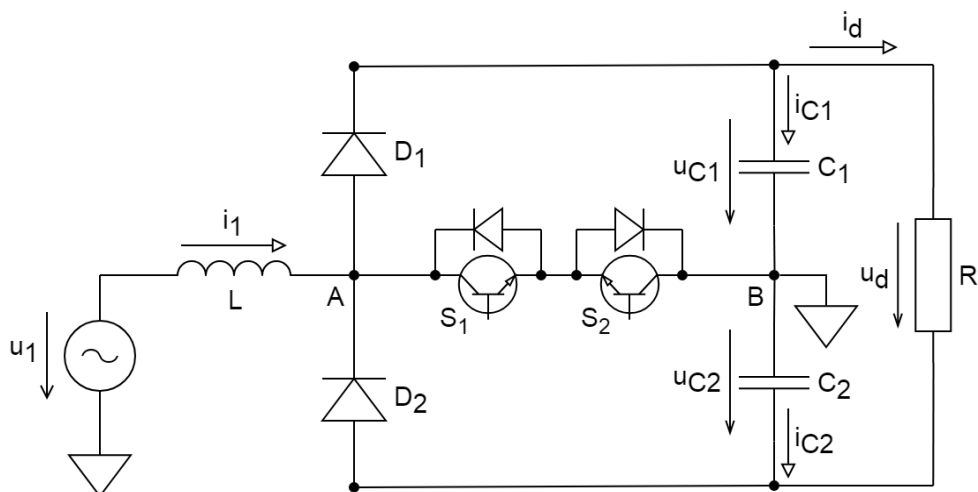
$$-i_{C2} - i_d = i_1 \quad (99)$$

$$-C_2 \frac{du_{C2}}{dt} - \frac{u_{C1} + u_{C2}}{R} = i_1 \quad (100)$$

4.4.2. Vienna rectifier v jednofázovém zjednodušeném provedení

Druhou možnost zapojení jednofázového usměrňovače typu Vienna ukazuje Obr. 27. Jak je z obrázku zřejmé, schéma se značně zjednodušilo a počet diod (bez uvažování zpětných diod) klesl na třetinu ze šesti na dvě. Spínače jsou dva, nicméně na záporně polarizovaný tranzistor nemá přivedení spínacího pulzu žádný vliv, a tudíž mohou být řízeny jako jeden spínač.

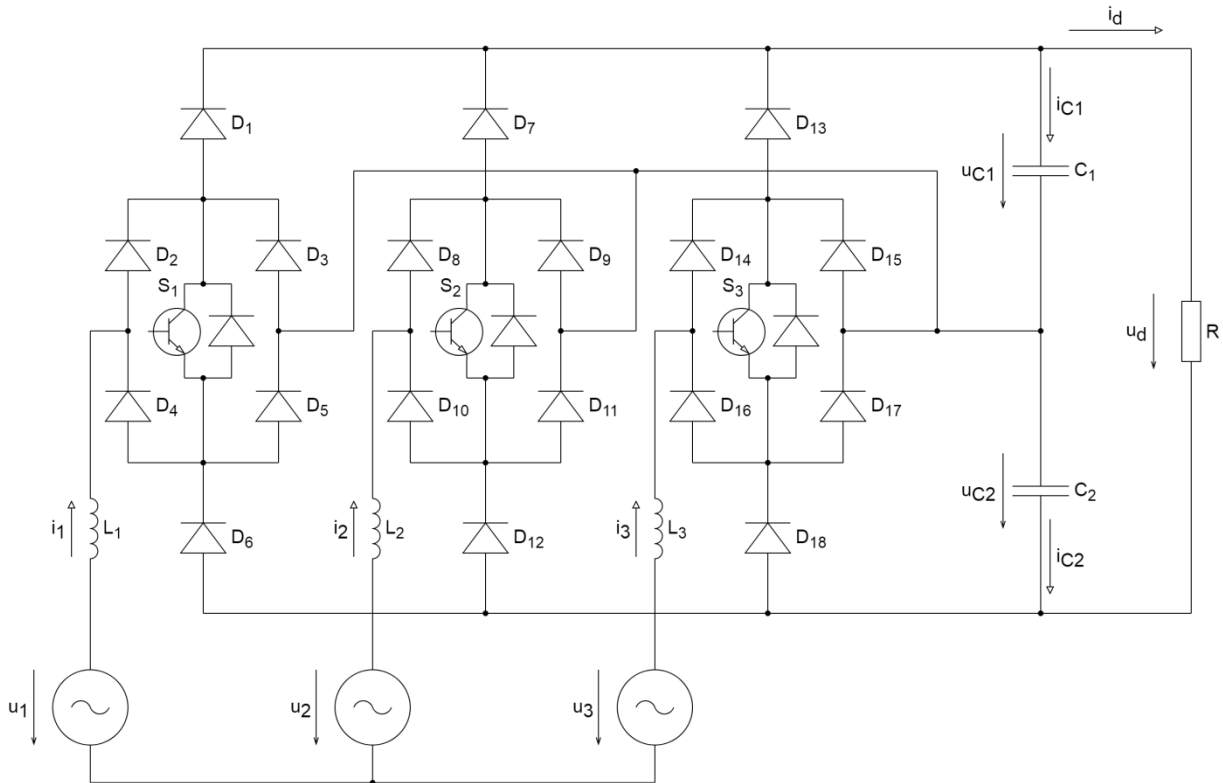
Obě zapojení mají tedy velmi podobné vlastnosti a způsob řízení se rovněž prakticky neliší. Veškeré poznatky z předchozí podkapitoly lze tudíž prakticky beze změny aplikovat na usměrňovač se zjednodušeným zapojením, a to včetně spínacích stavů a obvodových rovnic.



Obr. 27: Vienna rectifier v jednofázovém zjednodušeném provedení

4.4.3. Vienna rectifier v třífázovém provedení

Pro větší výkony je vhodnější použít trojfázovou variantu usměrňovače podle Obr. 28. V tomto zapojení je použito celkem osmnáct diod (kromě zpětných diod) a tři spínače, tzn. trojnásobný počet v porovnání s jednofázovou variantou. Výstupní strana zůstala totožná, pouze s tím rozdílem, že uzel mezi dvěma kondenzátory C_1 , C_2 není připojen k pólu napájecího zdroje. Střední vodič tedy není potřeba ke správné funkci usměrňovače.



Obr. 28: Vienna rectifier v třífázovém provedení

Větší počet spínačů v usměrňovači má za následek mnohem větší počet spínacích stavů ve srovnání s jednofázovým usměrňovačem, neboť jsou zde možné všechny kombinace sepnutí pro všechny kombinace polarit síťového proudu. Tabulka 3 uvádí všechny možné kombinace pro polaritu napětí: $u_1 > 0$, $u_2 < 0$, $u_3 < 0$. Tyto polarity jsou totožné s polaritami proudů, neboť usměrňovač je řízen tak, aby fázový posun byl nulový. Z tabulky je zřejmé, že kondenzátor C_1 se vybíjí tehdy, když je sepnutý spínač u fáze s kladnou polaritou proudu, tedy S_1 . Naopak kondenzátor C_2 se vybíjí, pokud jsou současně sepnuty spínače u fází se zápornou polaritou, tzn. S_2 a S_3 .

Spínací stav	S_1	S_2	S_3	$ i_2 $	$ i_3 $	Vliv na C_1	Vliv na C_2
1	OFF	OFF	OFF	↓↓	↓↓	Nabíjení	Nabíjení
2	ON	OFF	OFF	↓	↓	Vybíjení	Nabíjení
3	OFF	ON	OFF	↑	↓	Nabíjení	Nabíjení
4	OFF	OFF	ON	↓	↑	Nabíjení	Nabíjení
5	ON	ON	OFF	↑↑	↓	Vybíjení	Nabíjení
6	ON	OFF	ON	↓	↑↑	Vybíjení	Nabíjení
7	OFF	ON	ON	↑	↑	Nabíjení	Vybíjení
8	ON	ON	ON	↑↑	↑↑	Vybíjení	Vybíjení

Tabulka 3: Spínací stavy třífázového usměrňovače s PWM (typ Vienna rectifier)

Jedna šipka v tabulce značí pomalý pokles, resp. nárůst proudu, zatímco dvě šipky značí rychlý pokles, resp. nárůst proudu. Tyto změny proudů platí pouze za předpokladu, že se stavy střídají. Pokud by totiž např. stav 3 trval delší dobu, proud $|i_2|$ by již nenarůstal vlivem nabití kondenzátoru C_1 . Stejně jako v podkapitole 4.3.1 se zde vychází z toho, že součet proudů je nulový, a tudíž postačí sledovat dva proudy i_2, i_3 . Vzhledem k velkému počtu stavů budou pomocí obvodových rovnic popsány pouze některé z nich, a to za předpokladu již zmíněných polarit napětí, resp. proudu.

Pokud je sepnut pouze jeden spínač, např. ve stavu 2, bude rychlost změny proudu omezena nejen indukčnostmi tlumivek, ale také napětím na kondenzátoru C_2 . Napětí tohoto kondenzátoru bude působit proti napětí zdroje a v důsledku bude derivace proudu kondenzátorem ovlivněna. Tuto situaci lze popsat rovnicemi:

$$u_1 - u_2 = L_1 \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} + u_{C2} \quad (101)$$

$$u_1 - u_3 = L_1 \frac{di_1}{dt} - L_3 \frac{di_3}{dt} + u_{C2} \quad (102)$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \rightarrow \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt} = 0 \quad (103)$$

Příčemž z prvních dvou rovnic vyplývá, že napětí na kondenzátoru u_{C2} působí proti nárůstu proudu i_1 , protože člen u_{C2} se nachází na stejné straně rovnice jako $L_1 \frac{di_1}{dt}$ a oba členy jsou kladné. Tok proudu přes kondenzátor způsobuje jeho nabíjení, a tudíž ještě pomalejší nárůst proudu i_1 . Pokud by se tedy usměřovač nacházel příliš dlouhou dobu ve stavu 2, došlo by naopak k jeho poklesu. Řešením soustavy rovnic pro derivaci proudů za předpokladu stejných indukčností ($L_1 = L_2 = L_3 = L$) je:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{2u_1 - u_2 - u_3 - 2u_{C2}}{3L} \quad (104)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{2u_2 - u_1 - u_3 + u_{C2}}{3L} \quad (105)$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{2u_3 - u_1 - u_2 + u_{C2}}{3L} \quad (106)$$

Jestliže se usměřovač nachází ve stavu 5 (sepnuty S_1, S_2), dochází k přímému zkratování dvou fází (fáze 1, fáze 2). V proudové smyčce dané první rovnicí se již nenachází žádný kondenzátor, změna proudu je tedy rychlejší a probíhá současně u zmíněných dvou fází. Rovnice přejdou do tvaru:

$$u_1 - u_2 = L_1 \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (107)$$

$$u_1 - u_3 = L_1 \frac{di_1}{dt} - L_3 \frac{di_3}{dt} + u_{C2} \quad (108)$$

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt} = 0 \quad (109)$$

Z řešení této soustavy rovnic vyplývá, že ačkoliv jsou fáze 1 a fáze 2 zkratovány, proudy jim příslušející i_1, i_2 jsou i nadále ovlivňovány kondenzátorem C_2 .

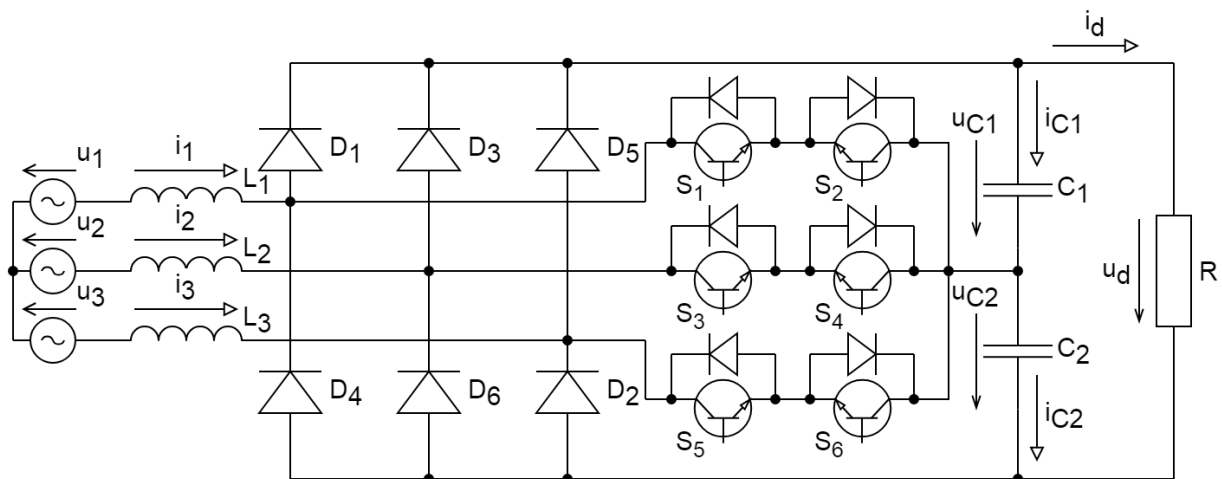
$$\frac{di_1}{dt} = \frac{2u_1 - u_2 - u_3 - u_{C2}}{3L} \quad (110)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{2u_2 - u_1 - u_3 - u_{C2}}{3L} \quad (111)$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{2u_3 - u_1 - u_2 + 2u_{C2}}{3L} \quad (112)$$

4.4.4. Vienna rectifier v třífázovém zjednodušeném provedení

Vysoký počet součástek (diod) v předchozím zapojení lze vyřešit použitím usměrňovače podle schématu na Obr. 29. Namísto osmnácti diod je jich zde použito pouze šest, bez započítání zpětných diod u spínačů. Zapojení diod je totožné jako u klasického třífázového můstkového usměrňovače. Pokud je jako spínací součástka použit tranzistor typu MOSFET, není třeba zpětnou diodu zapojovat, neboť ta je již součástí vnitřní struktury tohoto typu tranzistoru. Počet spínačů je zde dvojnásobný, nicméně i tak je celkový počet součástek menší. Výstupní strana usměrňovače, stejně tak jako vstupní střídavá část, zůstaly nezměněny.



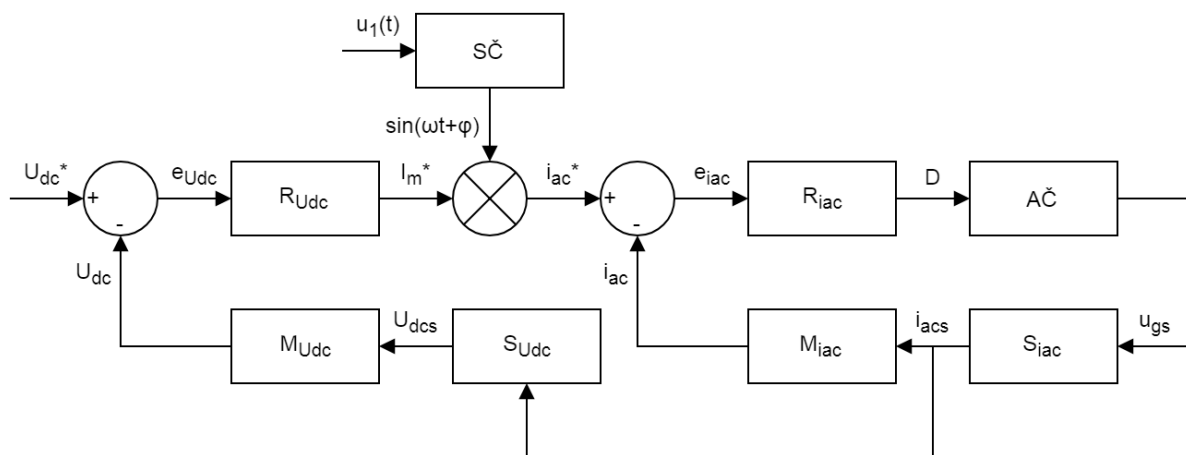
Obr. 29: Vienna rectifier v třífázovém zjednodušeném provedení

Ačkoliv je počet spínacích součástek dvojnásobný, jejich řízení není náročnější než u prvního zapojení se třemi spínači. Tranzistory umístěné v jedné větvi vedle sebe totiž mohou být spínány současně, neboť na záporně polarizovaný tranzistor nemá přivedení spínacího pulzu žádný vliv. Řídicí obvody mají tedy stejnou náročnou v obou zapojeních. Z toho také plyne, že spínací stavy jsou totožné jako u předchozího usměrňovače, pokud budeme tranzistory umístěné vedle sebe považovat za jeden spínač.

5. Realizace usměrňovače s PWM

Pro návrh a praktickou realizaci usměrňovače je použito zapojení podle předchozí podkapitoly 4.4.4, tzn. Vienna rectifier v třífázovém zjednodušeném provedení. Tato varianta byla vybrána z toho důvodu, že menší počet součástek znamená jednodušší návrh desky plošných spojů, menší rozměry a v konečném důsledku tedy i nižší cenu. Namísto bipolárních tranzistorů, které ve schématu znázorňují obecně spínače, jsou použity unipolární tranzistory typu MOSFET vhodnější pro velkou spínací frekvenci, která je při pulzně šířkové modulaci nezbytná. Měnič je navrhován na napájecí napětí $U_N = 3 \times 230 \text{ V}$, vstupní proud $I_N = 4 \text{ A}$, což dává výkon $P_N = 2,76 \text{ kW}$. Stejnosemnná strana je navržena na napětí $U_d = 800 \text{ V}$.

Při návrhu regulačních a měřicích obvodů je vycházeno z Obr. 30, který pouze symbolicky znázorňuje regulační schéma a řídicí strategii usměrňovače, jejímž cílem je dosáhnout harmonického proudu v každé fázi s nulovým fázovým posunem mezi proudem a napětím. Konkrétní realizace jednotlivých částí schématu je popsána v následujících podkapitolách.



Obr. 30: Ideové schéma řízení PWM usměrňovače

Již v předchozích částech bylo zmíněno, že PWM usměrňovače umožňují řídit velikost stejnosměrného, tedy výstupního napětí. Navrhován je usměrňovač napětěvého typu, u kterého je možné řídit napětí od minimální hodnoty směrem nahoru. Minimální hodnota je dána způsobem řízení a dosahuje nejméně napětí klasického můstkového usměrňovače. Do regulačního obvodu tedy vstupuje žádaná hodnota výstupního napětí U_{dc}^* , od které je odečtena skutečná hodnota napětí U_{dc} zjištěná měřicím členem $M_{U_{dc}}$. Výsledkem je regulační odchylka $e_{U_{dc}}$ vstupující do regulátoru napětí.

Výstupní veličinou regulátoru napětí $R_{U_{dc}}$ je žádaná maximální hodnota proudu I_m^* , ze které je následně vypočtena žádaná okamžitá hodnota proudu i_{ac}^* podle vztahu:

$$i_{ac}^*(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \phi) \quad (113)$$

Synchronizace se sítí je uskutečněna pomocí synchronizačního členu SČ, do něhož vstupuje jedna fáze napájecího napětí $u_1(t)$. Regulační schéma lze aplikovat na každou fázi zvlášť, přičemž úhel ϕ může nabývat tří různých hodnot $0, \frac{2}{3}\pi, -\frac{2}{3}\pi$, v závislosti na tom, o jakou fázi se jedná. Přitom platí, žádaná maximální hodnota proudu I_m^* je pro všechny tři fáze stejná, neboť je žádoucí mít symetricky zatíženou napájecí soustavu.

Žádaná okamžitá hodnota proudu i_{ac}^* dále vstupuje do rozdílového členu, kde je odečtena od skutečné okamžité hodnoty proudu i_{ac} . Výsledná regulační odchylka je poté zpracována regulátorem proudu R_{iac} , který řídí proud prostřednictvím střídavy D , jež je dána jako poměr doby zapnutí t_{ON} k délce periody T spínacího signálu.

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T} \quad (114)$$

Tento spínací signál je přiveden na vstup bloku označeného jako AČ, neboli akčního členu, kterým je izolovaný gate driver připojený k tranzistorům MOSFET. Jeho úkolem je ovládání napětí mezi elektrodami gate a source u_{gs} , čímž je dosaženo jeho spínání. Napětí u_{gs} poté vstupuje do bloku označeného S_{iac} , jenž reprezentuje střídavou silovou část usměrňovače. Podle Obr. 29 to je napájení u_1 , u_2 a u_3 , tlumivky na vstupu L_1 , L_2 a L_3 , diody D_1 až D_6 a tranzistory S_1 až S_6 .

Spínáním tranzistorů je tedy ovlivněna okamžitá hodnota proudu i_{acs} , která následně vstupuje do bloku S_{Udc} představujícího stejnosměrnou silovou část usměrňovače. Ta obsahuje kondenzátory C_1 a C_2 , zátěž R a další součástky, jako např. dělič pro měření napětí. Velikostí proudu i_{acs} a odporem zátěže R je dáno výstupní stejnosměrné napětí U_{dcs} , které je následně změřeno členem M_{Udc} a převedeno na hodnotu U_{dc} . Toto napětí vstupuje na začátek jako skutečná hodnota napětí a tím se celá regulační smyčka uzavírá.

5.1. Synchronizační člen (blok SČ)

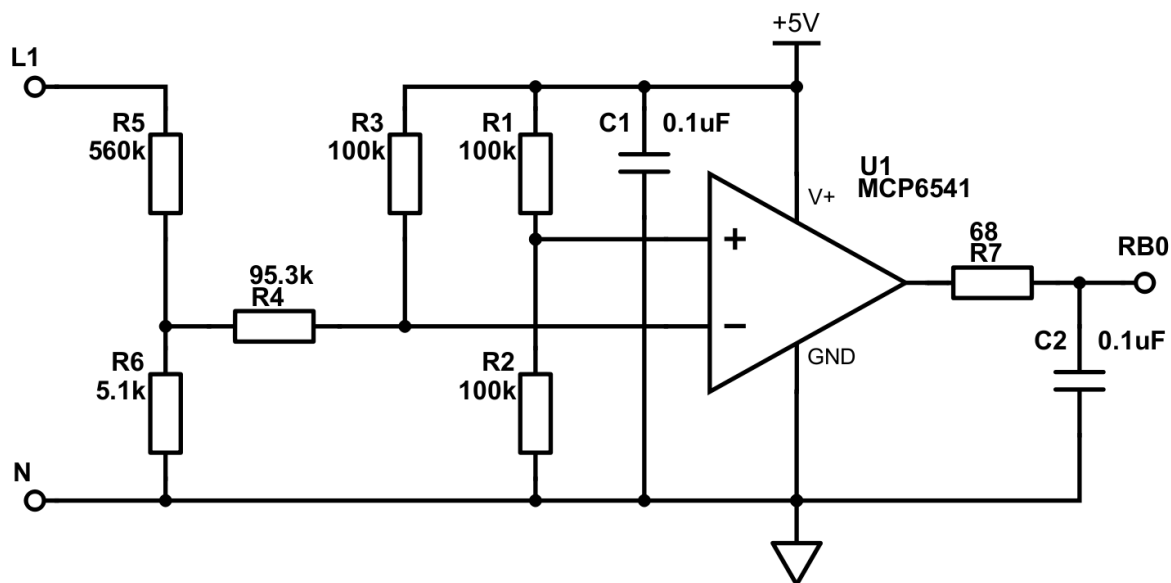
Aby bylo možné stanovit žádanou okamžitou hodnotu proudu i_{ac}^* , je třeba zjistit úhel napájecího napětí dané fáze. Jednou z možností by bylo nepřetržitě měřit fázová napětí a z nich vypočítávat žádanou hodnotu podle vzorce:

$$i_{ac}^*(t) = I_m \cdot k_{UI} \cdot u(t) \quad (115)$$

Ve kterém $k_{UI} [V^{-1}]$ je konstanta pro převod číselné hodnoty napětí na proud. Toto řešení by bylo z hlediska použitých součástek náročnější a dražší a také by způsobilo větší rozměry desky plošných spojů a složitější návrh.

Z těchto důvodů bylo zvoleno jednodušší řešení spočívající v detekci změny polaritý jednoho fázového napětí neboli průchodu nulou podle Obr. 31. Použit je komparátor Microchip MCP6541. Jelikož mikrokontrolér neumí pracovat se záporným napětím, je žádoucí, aby na výstupu komparátoru bylo pouze kladné napětí. K zápornému pólu napájení komparátoru je tedy připojeno napětí 0 V (GND) a ke kladnému pólu napětí +5 V, stejně jak je tomu u mikrokontroléru. Problémem takto řešeného napájení je neschopnost komparátoru pracovat se záporným vstupním napětím.

Na neinvertující vstup komparátoru je proto trvale připojeno napětí 2,5 V vytvořené děličem (rezistory $R1$, $R2$). Fázové napětí je třeba posunout tak, aby během celé periody bylo kladné a zároveň zmenšit jeho amplitudu. Druhý požadavek je splněn použitím odporového děliče tvořeného rezistory $R5$, $R6$. Posunutí napětí je zajištěno rezistory $R3$, $R4$, $R6$. V ideálním případě by součet hodnot rezistorů $R4$, $R6$ byl stejný jako odpor rezistoru $R3$, tedy 100 kΩ. V takovém případě by v okamžiku průchodu fázového napětí nulou bylo na invertujícím vstupu napětí 2,5 V, stejně jako na neinvertujícím vstupu, a komparátor by tedy zachytil změnu polaritý napětí v tomto okamžiku.



Obr. 31: Obvod pro detekci průchodu nulou

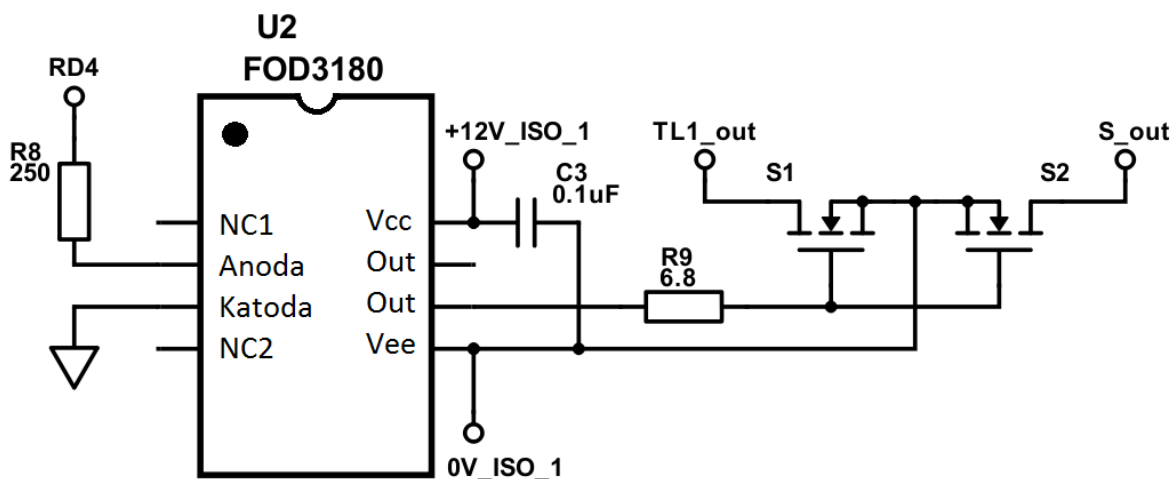
Ve skutečnosti nelze podmínku $R3 = R4 + R6$ splnit, protože rezistory se vyrábějí v určitých řadách odporů. Proto byly vybrány rezistory, jejichž součet odporů není přesně 100 k Ω , nýbrž 100,4 k Ω . Změna výstupu komparátoru bude tedy časově mírně posunuta oproti skutečnému průchodu napětí nulou. Jelikož toto posunutí bude pro každou periodu stejné, není velkým problémem, neboť ho lze změřit a podle jeho velikosti určit skutečný okamžik průchodu nulou pro použití v regulátoru proudu. Rezistor $R7$ a kondenzátor $C2$ jsou zde použity jako RC filtr výstupu komparátoru.

5.2. Akční člen (blok AČ)

Jako součástka ovlivňující skutečnou velikost proudu je použit optočlen ON Semiconductor FOD3180 použitý jako gate driver tranzistorů MOSFET. Jeho vstupním signálem je obdélkový průběh napětí se střídou D , která je řízena regulátorem proudu. Toto vstupní napětí vychází z PWM jednotek mikrokontroléru CCP2, CCP3, CCP4 a dosahuje tak hodnot 0 V a 5 V.

Gate driver plní celkem tři funkce. V první řadě má za úkol galvanické oddělení vstupního a výstupního signálu, neboť jak už vyplývá z Obr. 29, nemohou být řídicí obvody jednotlivých tranzistorů na stejném potenciálu. Z důvodu oddělení vstupní a výstupní strany driveru je zřejmé, že je nutné použít izolovaný napájecí zdroj. Použit je zdroj Traco Power TMA 0512S, který kromě oddělení zajišťuje také zvýšení vstupního napětí 5 V na 12 V [15].

Vyšší napětí je výhodné z důvodu menšího odporu tranzistoru v sepnutém stavu a následně také menších ztrát v sepnutém stavu. Dalším typem ztrát jsou ztráty spínací. Ty jsou závislé na spínací frekvenci a také na rychlosti sepnutí, která je dána časem potřebným pro nabití kapacity mezi elektrodami gate a source tranzistoru. S tím souvisí třetí funkce gate driveru, kterou je zajištění mnohem většího proudu, než by byl schopen dodat samotný výstupní pin mikrokontroléru, což způsobí rychlejší nabití zmíněné kapacity a menší ztráty. Maximální výstupní proud použitého optočlenu je 2,5 A [10].



Obr. 32: Obvod pro spínání MOSFET tranzistorů

Rezistory $R8$ a $R9$ jsou zde zapojeny pro omezení proudů na požadovanou úroveň. Doporučený vstupní proud I_{in} je v rozmezí 10 až 16 mA [10]. Úbytek napětí na diodě uvnitř optočlenu U_F je typicky 1,43 V. Vstupní proud bude tedy při napájecím napětí $U = 5$ V:

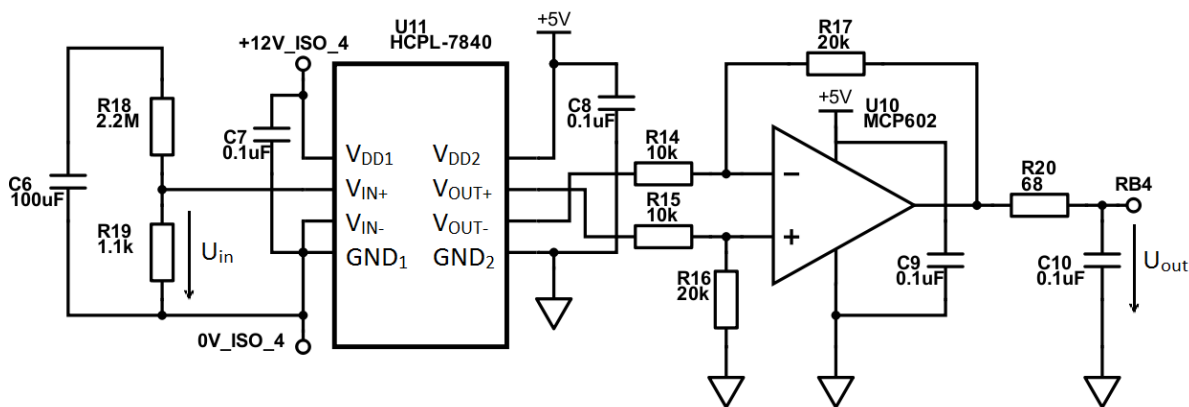
$$I_{in} = \frac{U - U_F}{R8} = \frac{5 \text{ V} - 1,43 \text{ V}}{250 \Omega} = 14,3 \text{ mA} \quad (116)$$

Což vyhovuje doporučenému rozsahu. Rezistor $R9$ má za úkol omezit výstupní proud I_{out} , který při napětí $U_{cc} = 12$ V vychází na 1,76 A, tedy méně než maximální hodnota.

$$I_{out} = \frac{U_{cc}}{R9} = \frac{12 \text{ V}}{6,8 \Omega} = 1,76 \text{ A} \quad (117)$$

5.3. Měření výstupního napětí (blok $M_{U_{dc}}$)

Vnější regulační smyčka má za úkol udržovat výstupní stejnosměrné napětí U_{dc} na požadované hodnotě. Jeho skutečná hodnota je zjišťována pomocí obvodu podle Obr. 33, ve kterém je použit izolační zesilovač Avago HCPL-7840 a klasický operační zesilovač Microchip MCP602.



Obr. 33: Obvod pro měření výstupního napětí

Měření napětí je navrženo tak, aby bylo možné měřit na obou výstupních kondenzátorech měniče zvlášť, protože při řízení vstupního proudu by mohlo dojít k nerovnoměrnému nabíjení těchto kondenzátorů a takto navržené měření umožňuje tento problém kompenzovat.

Pro napájení izolačního zesilovače na vstupní straně (V_{DD1} , GND_1) slouží izolovaný zdroj Traco Power TMA 0505S. Jeho vstupní a výstupní napětí je totožné, a to 5 V [15] a jeho funkce tedy spočívá pouze v galvanickém oddělení.

Izolační zesilovač má jmenovité zesílení 8,00 [11] a platí pouze v rozsahu vstupního napětí -200 mV až +200 mV [11]. Pro výstupní napětí tedy platí:

$$U_{out} = V_{OUT+} - V_{OUT-} = 8 \cdot (V_{IN+} - V_{IN-}) = 8 \cdot U_{in} \quad (118)$$

V první řadě je třeba navrhnout dělicí poměr děliče tvořeného rezistory $R18$, $R19$. Jestliže je usměrňovač navrhován na napětí 800 V, bude v případně rovnoměrného rozdělení napětí na každém z kondenzátorů napětí nejvýše 400 V. Při použití zvolených hodnot odporů vychází napětí za děličem:

$$U_{in_max} = \frac{U_N}{2} \cdot \frac{R19}{R18 + R19} = 400 \text{ V} \cdot \frac{1,1 \text{ k}\Omega}{2,2 \text{ M}\Omega + 1,1 \text{ k}\Omega} = 200 \text{ mV} \quad (119)$$

Jmenovité napětí na kondenzátoru odpovídá doporučenému nejvyššímu napětí za děličem (na vstupu do izolačního zesilovače). Jelikož je výstupní napětí definováno jako napětí mezi piny zesilovače V_{OUT+} a V_{OUT-} , je třeba pro získání tohoto napětí vůči zemi pro zpracování AD převodníkem použít diferenciální zesilovač. Při zapojení podle předchozího obrázku je maximální výstupní napětí diferenciálního zesilovače dáno následujícím vztahem.

$$U_{out_max} = 8 \cdot U_{in_max} \cdot \frac{R17}{R14} = 8 \cdot 0,2 \text{ V} \cdot \frac{20 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 3,2 \text{ V} \quad (120)$$

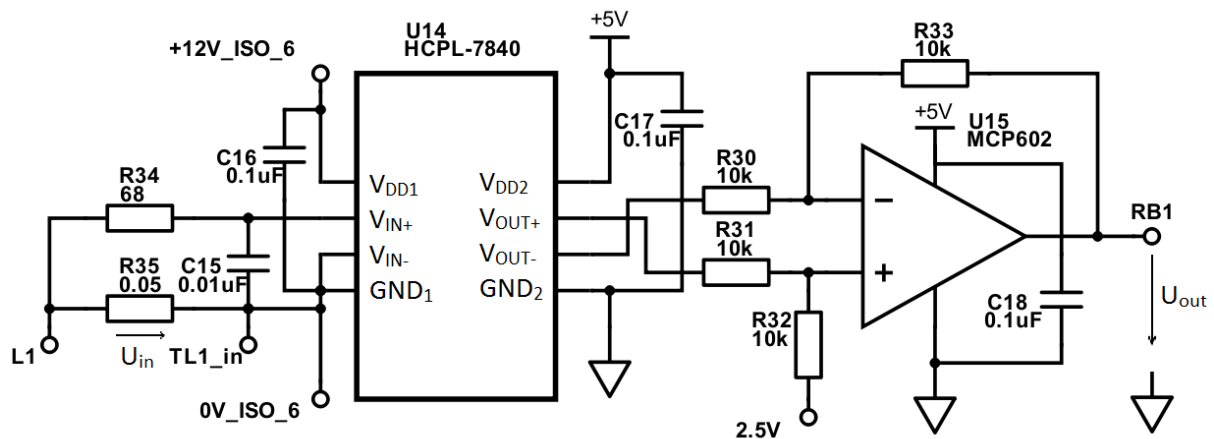
Výstupní napětí operačního zesilovače 3,2 V je nižší než napájecí napětí řídicích a měřicích obvodů (včetně zesilovače), které je rovno 5 V. Zesílení bylo takto zvoleno z toho důvodu, aby bylo možné při testování zachytit i napětí, která budou překračovat jmenovité hodnoty.

5.4. Měření vstupního proudu (blok M_{iac})

Vnitřní regulační smyčka zajišťuje sinusový průběh střídavého vstupního proudu a funguje tak, že porovnává žádanou okamžitou hodnotu proudu a skutečnou okamžitou hodnotu proudu a takto vzniklá regulační odchylka vstupuje do regulátoru proudu R_{iac} . Žádané hodnoty jsou uloženy v tabulce, zatímco skutečná hodnota je zjišťována právě blokem M_{iac} . Jeho princip je stejný jako v případě měření výstupního napětí, je tedy použita dvojice zesilovačů Avago HCPL-7840 (izolační) a Microchip MCP602 (klasický). Zapojení je znázorněno na Obr. 34.

Na rozdíl od výstupního napětí může vstupní proud nabývat kladných i záporných hodnot. AD převodník mikrokontroléru je však schopen pracovat pouze s kladným napětím. Z tohoto důvodu je k rezistoru $R32$ připojeno napětí 2,5 V, namísto GND v případě měření napětí. $U_{ref} = 2,5 \text{ V}$ je napětí rovné polovině napájecího napětí logických obvodů a je získáno pomocí odporového děliče se dvěma rezistory o odporu 10 k Ω . Výstupní napětí U_{out} je poté rovno:

$$U_{out} = 8 \cdot U_{in} \cdot \frac{R33}{R30} + U_{ref} = 8 \cdot U_{in} + U_{ref} \quad (121)$$



Obr. 34: Obvod pro měření vstupního proudu

Proud je měřen nepřímo pomocí úbytku napětí na měřicím rezistoru R35 s odporem 50 mΩ. Proud s efektivní hodnotou 4 A, na kterou je měnič navrhován, způsobí ve své amplitudě úbytek napětí o velikosti:

$$U_{in} = \sqrt{2} \cdot I_{ef} \cdot R35 = \sqrt{2} \cdot 4 \cdot 0,05 \text{ V} = 0,283 \text{ V} \quad (122)$$

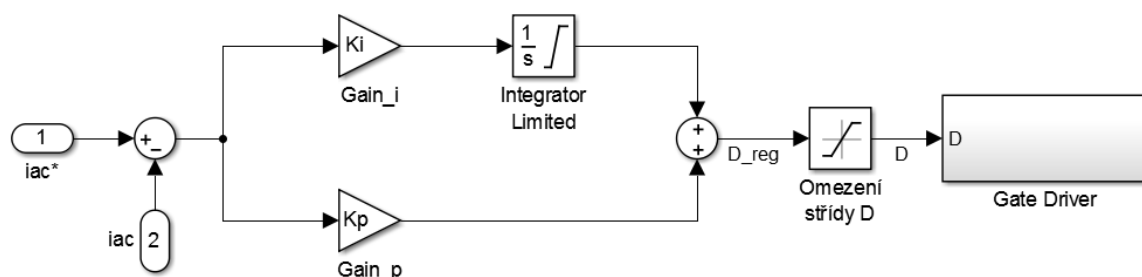
Toto napětí sice překračuje doporučený rozsah -0,2 V až +0,2 V, nicméně podle technické dokumentace [11] se zesílení téměř neliší od jmenovitého zesílení 8 až po vstupní napětí -0,3 V až +0,3 V. Po dosazení do vzorce pro výstupní napětí obdržíme minimální a maximální napětí při jmenovitém proudu. Obě tato napětí leží v požadovaném rozsahu 0 až 5 V, které je možno digitálně zpracovat a použít pro určení proudu. Nulový proud přitom odpovídá napětí $U_{out} = 2,5 \text{ V}$.

$$U_{out_min} = 8 \cdot U_{in_min} + U_{ref} = 8 \cdot (-0,283 \text{ V}) + 2,5 \text{ V} = 0,236 \text{ V} \quad (123)$$

$$U_{out_max} = 8 \cdot U_{in_max} + U_{ref} = 8 \cdot 0,283 \text{ V} + 2,5 \text{ V} = 4,764 \text{ V} \quad (124)$$

5.5. Regulátory (bloky R_{Udc} a R_{iac})

Oba regulátory jsou implementovány pomocí řídicího programu v mikrokontroléru, a tudíž je na rozdíl od předchozích bloků nelze zakreslit pomocí obvodového schématu. Jedná se o proporcionálně-integrační (PI) diskrétní regulátory. Blokové schéma regulátoru proudu R_{iac} vidíme na Obr. 35. Pro regulátor napětí R_{Udc} platí obdobné schéma s tím rozdílem, že jeho výstupem je žádaná maximální hodnota proudu I_m^* a omezení se týká proudu, nikoli střídá.



Obr. 35: Blokové schéma regulátoru proudu R_{iac}

Diskrétní regulátor vyhodnocuje s periodou T regulační odchylku $e(kT)$ a pomocí ní určuje hodnotu akční veličiny, v tomto případě střídý $D(kT)$. Integrovační složka je v diskrétní oblasti nahrazena sumací, proporcionalní složka je stejně jako u spojitého regulátoru vypočtena násobením.

$$e(kT) = i_{ac}^*(kT) - i_{ac}(kT) \quad (125)$$

$$D(kT) = K_p \cdot e(kT) + K_i \cdot \sum_{i=0}^k e(kT) \quad (126)$$

Jestliže regulátor není schopen po delší dobu dosáhnout žádané hodnoty, může se nepříznivě na jeho funkci projevit zahlcení integrační složky, tzv. wind-up efekt. Tomu je zabráněno omezením integrační složky na maximální hodnotu, která odpovídá střídě 100 % (blok *Integrator Limited*).

V řídicím mikrokontroléru je střída zapsána pomocí registru o velikosti 16 bitů (z čehož je využito pouze prvních 10 bitů). Pokud by pro výpočet byly použity 16bitové proměnné, mohlo by dojít k přetečení a výsledek by byl neplatný. Proto jsou používány 32bitové proměnné a po výpočtu střídý je zkontrolováno, zda se výsledek nachází ve správném rozmezí. Tento postup znázorňuje blok *Omezení střídý D* v pravé části schématu.

5.6. Silová část měniče (bloky S_{Udc} a S_{iac})

Obvodová schémata PWM usměrňovačů byla uvedena již v předchozí kapitole, která je teoreticky popisuje. V případě navrhovaného usměrňovače je silové schéma na Obr. 29 a skládá se z napájení, tlumivek na vstupu, diod, tranzistorů a kondenzátorů na výstupu. Všechny součástky vyhovují z hlediska jmenovitých hodnot $I_N = 4$ A, $U_N = 230$ V, $U_d = 800$ V.

Usměrňovač je navržen na třífázové napájení 3x230 V, nicméně při testování byl z důvodu bezpečnosti použit transformátor s výstupním napětím 3x36 V. Tlumivky L_1, L_2, L_3 byly vybírány tak, aby zvlnění proudu při spínání bylo co nejmenší, tzn. s co největší indukčností. S tím souvisí rovněž spínací frekvence, která při vyšší indukčnosti může být menší, z čehož plynou menší spínací ztráty a menší nároky na chlazení tranzistorů. Použité tlumivky Siemens 6RX1800-4DK01 mají indukčnosti $L_1 = L_2 = L_3 = 1,160$ mH a jmenovitý proud $I_N = 25$ A.

Usměrňovací můstek (diody D_1 až D_6) je tvořen diodami Multicomp P600M+ se závěrným napětím $U_R = 1000$ V a jmenovitým proudem $I_{FN} = 6$, při němž je úbytek napětí $U_{FN} = 1$ V. [12] Jako spínací součástky (spínače S_1 až S_6) jsou použity MOSFET tranzistory typu N pod označením SPP06N80C3 od společnosti Infineon. Jejich jmenovitý proud stejně jako u diody $I_N = 6$ A a blokovací napětí $U_{DS} = 800$ V. Odpor v sepnutém stavu při proudu $I_D = 3,8$ A je pouze $R_{DS} = 0,78$ Ω . [13]

Kondenzátory na výstupní stejnosměrné straně mají za úkol udržovat napětí na co nejméně časově proměnné hodnotě, neboli co nejvíce vyhlazené. To je dáno tím, že spotřebiče připojené k usměrňovači vyžadují takto vyhlazené napětí, příkladem může být akumulátor při dobíjení nebo nepřímý měnič kmitočtu napěťového typu. Při praktické realizace navrhovaného usměrňovače ovšem bude jako spotřebič připojen pouhý rezistor, u kterého vyhlazené napětí není vyžadováno. Z těchto důvodů byly vybrány kondenzátory Rubycon 450QXW s relativně malou kapacitou $C = 100$ μ F [14], z čehož plynou přijatelně malé rozměry. Jejich jmenovité napětí $U_N = 450$ V postačí, neboť výstupní napětí $U_d = 800$ V se rozdělí mezi dva kondenzátory.

6. Struktura řídicího programu pro měnič

Samotná deska plošných spojů s měničem neobsahuje mikrokontrolér (MCU). Jeho vstupy a výstupy jsou připojeny propojovacími vodiči prostřednictvím dutinkových lišt. Mikrokontrolér je součástí vývojové desky Microchip Curiosity High Pin Count (HPC), která podporuje 8bitové MCU řady PIC v pouzdře DIP s 28 a 40 piny od společnosti Microchip připojitelné do příslušné patice na desce a tím pádem lehce vyměnitelné. Přístup ke všem pinům MCU je zajištěn pomocí dvojitých dutinkových lišt. Deska je rovněž vybavena integrovaným programátorem/debuggerem PICkit™ On-Board (PKOB) a tím odpadá nutnost dalších hardwarových nástrojů pro vývoj. Dále je možné využít čtyři LED pro indikaci stavu programu, dvě tlačítka pro jeho ovládání a potenciometr. Připojení k PC je řešeno přes USB, které zajišťuje rovněž napájení 5 V, které lze na desce snížit na 3,3 V. Pro realizaci bylo zvoleno napětí 5 V. Pro vývoj bylo použito prostředí MPLAB X IDE v5.00 a překladač XC8 v2.00 pro jazyk C.

Zvolená řídicí strategie spočívá ve vyhodnocování okamžité hodnoty proudu a jejího porovnávání s žádanou hodnotou, a proto klade vysoké nároky na rychlost prováděných výpočtů. Z tohoto důvodu byl vybrán mikrokontrolér řady PIC 18 s označením PIC18F47K40 s nejvyšší taktovací frekvencí $F_{OSC} = 64$ MHz. Provedení jedné instrukce trvá čtyři hodinové takty, takže frekvence instrukcí $F_{CY} = 16$ MHz a minimální instrukční cyklus potom vychází na $T_{CY} = 62,5$ ns. Procesor je tak dvakrát rychlejší než v případě MCU řady PIC 16 s frekvencí $F_{OSC} = 32$ MHz. Rozdíl je také v instrukční sadě procesorů, v řadě PIC 16 obsahuje sada 49 instrukcí, v řadě PIC 18 je to 75 instrukcí, což vede k dalšímu urychlení výpočtů. Zvolený mikrokontrolér PIC18F47K40 je vybaven všemi potřebnými periferiemi pro daný algoritmus řízení a jsou jimi: tři 8bitové časovače, čtyři 16bitové časovače, dvě jednotky Capture/Compare/PWM (CCP), dvě PWM jednotky, 10bitový AD převodník s 35 vstupními kanály, 35 vstupně-výstupních portů a přerušovací systém se dvěma prioritami přerušování. [9]

6.1. Inicializace programu

V úvodní části programu dochází k nastavování vstupně-výstupních (I/O) portů, periferií jako jsou časovače, CCP jednotky, PWM jednotky, AD převodník a také je zde nastaven přerušovací systém. I/O porty jsou inicializovány podle následující tabulky.

I/O Port	A/D	I/O	Použití
PORTA (RA4, RA5, RA6, RA7)	Digitální	Výstup	LED na vývojové desce
PORTB (RB0)	Digitální	Vstup	Synchronizace se sítí (ZCD)
PORTB (RB1, RB2, RB3)	Analogový	Vstup	Měření proudu (ADC)
PORTB (RB4)	Digitální	Vstup	Tlačítko S1 na vývojové desce
PORTC (RC5)	Digitální	Vstup	Tlačítko S2 na vývojové desce
PORTC (RC6, RC7)	Digitální	Výstup	Spínání MOSFET (CCP 2, PWM 4)
PORTD (RD4)	Digitální	Výstup	Spínání MOSFET (PWM 3)

Tabulka 4: Inicializace I/O portů

Program využívá dva 8bitové časovače, Timer 2 a Timer 4. Zdrojem hodin obou časovačů je interní oscilátor, který slouží rovněž jako hodiny procesoru, přičemž jehož frekvence je dělená čtyřmi. Frekvence oscilátoru je tedy: $f_{intosc} = F_{OSC}/4 = F_{CY} = 16$ MHz. První z uvedených časovačů, Timer 2, je použit jako zdroj hodin pro PWM jednotky PWM 3, PWM 4 a CCP jednotku CCP 2 pracující rovněž v režimu PWM. Všechny tyto tři jednotky slouží ke spínání MOSFET tranzistorů, potažmo řízení vstupního střídavého proudu.

Spínací frekvence f_{PWM} byla zvolena 31,25 kHz, tzn. perioda spínání $T_{PWM} = 32 \mu s$. Perioda časovače je dána hodnotou v registru T2PR (Timer 2 Period Register) a také dělicím poměrem předděličky, který je uložen v registru T2CON (bity CKPS). Jestliže T2PR = 255 a CKPS = 2 (poměr 1:2), potom perioda časovače Timer 2 T_{TMR2} vychází rovna požadované periodě spínání T_{PWM} :

$$T_{TMR2} = \frac{CKPS \cdot (T2PR + 1)}{f_{intosc}} = \frac{2 \cdot 256}{16 \text{ MHz}} = 32 \mu s \quad (127)$$

Druhý ze zmíněných časovačů, Timer 4, slouží ke generování přerušení s periodou potřebnou pro práci regulátoru proudu. Tato perioda byla zvolena tak, aby procesor stihl vykonat všechny operace potřebné pro výpočet regulační odchylky, proporcionální a integrační složky a jejich sečtení, čímž vznikne střída, která je dále zapsaná do příslušných registrů PWM jednotek. Pomocí simulátoru bylo zjištěno, že všechny operace vykonávané pro činnost regulátoru proudu trvají přibližně 20 μs . Perioda přerušení byla ovšem zvolená větší, a to 21,50 μs , aby v případě potřeby úpravy programu nebo doplnění dalších operací mohla být zachována tabulka žádaných hodnot proudu, která byla napočítaná právě s periodou přerušení. Hodnoty příslušných registrů pro periodu $T_{TMR4} = 21,50 \mu s$ jsou potom: T4PR = 85, CKPS = 4 (poměr 1:4).

$$T_{TMR4} = \frac{CKPS \cdot (T2PR + 1)}{f_{intosc}} = \frac{4 \cdot 86}{16 \text{ MHz}} = 21,50 \mu s \quad (128)$$

V dalším kroku je nastavena jednotka CCP 1 pro zpracování signálu z detektoru průchodu nulou (ZCD), jehož princip a schéma byly popsány v kapitole 5.1 (Synchronizační člen). Tato jednotka je inicializována pro práci v režimu Capture tak, aby reagovala na sestupnou hranu generovanou ZCD, která indikuje, že došlo ke změně polaritý fázového napětí $u_1(t)$ ze záporné na kladnou. Poté je CCP 1 přiřazen příslušný vstupní pin (RB0), jednotka je zapnuta, ale přerušení zatím není povoleno. Povolení přerušení je prováděno až v hlavní programové smyčce pomocí tlačítka S2. Příchod sestupné hrany do jednotky CCP 1 potom způsobí přerušení, pomocí kterého je synchronizován regulátor proudu.

Dále je provedena konfigurace jednotek provádějící šířkově pulzní modulaci, kterými jsou PWM 3, PWM 4 a CCP 2 (nastavena do režimu PWM). Ke všem jednotkám je přiřazen již nastavený časovač Timer 2 a příslušné výstupní piny podle Tabulky 4 (RC6, RD4, RC7). U všech tří jednotek je nastavena nulová střída, takže výstupní piny jsou trvale v nízké úrovni a tranzistory jsou vypnuty. Následně jsou PWM jednotky s nulovou střídou zapnuty.

Pro měření proudu je využíván analogově-číslíkový (AD) převodník, který zpracovává výstupní napětí ze zesilovače na Obr. 34. Použitý mikrokontrolér má pouze jeden AD převodník, nicméně umožňuje přepínat jeho kanály na všechny vstupní piny (vyjma pinu RE3). Záporné referenční napětí převodníku je nastaveno na V_{SS} , kladné referenční napětí na V_{DD} . Převodník tak je schopen pracovat v rozmezí napájecího napětí (0 V až 5 V). Nastavena je také perioda převodu 1 bitu T_{AD} , která by podle dokumentace [9] měla být v rozmezí 1 μs až 9 μs . Zvolena byla minimální perioda $T_{AD} = 1 \mu s$. Jeden AD převod trvá 11,5 násobek periody T_{AD} , takže pro dobu převodu T_{CON} platí:

$$T_{CON} = 11,5 \cdot T_{AD} = 11,5 \cdot 1 \mu s = 11,5 \mu s \quad (129)$$

Tento čas je kratší než perioda přerušení časovače Timer 4 (21,50 μs), se kterou pracuje regulátor proudu, a tudíž AD převodník stihne dokončit převod, než dojde k dalšímu přerušení. Nakonec je převodník zapnut a připraven k měření. Jeho kanály jsou přepínány až v přerušení.

Inicializace programu je zakončena nastavením přerušovacího systému. Mikrokontroléry řady PIC 18 umožňují rozlišovat dvě priority přerušení (vyšší a nižší), tato funkcionality ovšem není využita a obě použítá přerušení (CCP 1 – synchronizace, Timer 4 – regulátor proudu) mají stejnou prioritu a jsou povolována až v hlavní programové smyčce. Na konci inicializační části jsou již pouze povolena přerušení periférií (bit PEIE – Peripheral Interrupt Enable) a je provedeno globální povolení přerušení (bit GIE – Global Interrupt Enable).

6.2. Hlavní programová smyčka

Jelikož veškerá činnost regulátoru proudu je implementována prostřednictvím přerušení generovaného časovačem Timer 4 a regulátor napětí nebyl programově realizován, obsahuje hlavní programová smyčka pouze velmi málo instrukcí. Je zde řešeno ovládání programu pomocí dvou tlačítek S1, S2 na vývojové desce. Druhým tlačítkem S2 je provedeno spuštění měniče, což znamená zapnutí jednotky CCP 1 pro synchronizaci, povolení jejího přerušení a indikaci spuštění diodou LED 3 (pin RA5). Další kroky jsou vysvětleny v následující kapitole popisující přerušení. Tlačítko S1 slouží k odblokování opětovného spuštění měniče tlačítkem S2.

6.3. Obsluha přerušení

Program využívá přerušovací systém tří periferních jednotek mikrokontroléru, jsou jimi časovač Timer 4 (perioda regulátoru proudu), jednotka CCP 1 (synchronizace) a nepřímo také AD převodník (měření proudu), jehož přerušení není povoleno, ale je pomocí příznaku přerušení zjišťováno, zda byl převod dokončen.

6.3.1. Obsluha přerušení jednotky CCP 1 (synchronizace)

Při přechodu napětí fáze 1 ze záporné hodnoty na kladnou hodnotu dojde ke změně výstupního napětí komparátoru z 5 V na 0 V. Takto vzniklá sestupná hrana je přivedena na pin RB0, který je propojen s jednotkou CCP 1 pracující v modu Capture, a tímto způsobem dojde k přerušení. V obsluze tohoto přerušení je vynulován časovač Timer 4, nastaveny stavy na odpovídající hodnoty ($stav1 = 1$, $stav2 = 1$), do proměnných uchovávajících indexy polí žádaných proudů jsou přiřazeny příslušné hodnoty a rovněž je nastaven kanál pro AD převod fáze 2 (pin RB2). Když $stav1 = 1$, tak fáze 1 je trvale sepnuta, podle toho je nastavena střída jednotky CCP 2 na 100 % (CCPR2 = 0xFFFF). Na konci obsluhy přerušení je zahájen AD převod (to nebylo možné provést okamžitě po nastavení kanálu, protože mezi změnou kanálu a zahájením převodu musí být určitá prodleva). Hodnota proudu fáze 2 bude tak k dispozici pro zpracování regulátorem proudu při prvním přerušení od Timeru 4.

6.3.2. Obsluha přerušení časovače Timer 4 (regulátor proudu)

Jak již bylo zmíněno v předchozích částech, regulátor proudu vyhodnocuje regulační odchylku a vypočítává střídy PWM jednotek s periodou, která je dána přerušením časovače Timer 4. V obsluze je nejprve zkontrolováno, zda byl dokončen předchozí AD převod. To je zjišťováno pomocí příznaku přerušení AD převodníku. Pokud převod dokončen nebyl, jsou všechny PWM jednotky nastaveny na střídu 0 %, je zakázáno přerušení všech jednotek a posléze je zakázáno i globální přerušení. Tento poruchový stav znamená, že byla špatně zvolena perioda časovače Timer 4 nebo doba AD převodu a je indikován diodou LED 5 (pin RA7).

Pokud AD převod byl dokončen, je nejprve zjišťováno, v jakém stavu se program nachází (proměnná *stav1* podle vývojového diagramu), neboli která fáze je trvale sepnuta. Poté je zjištěno, který ze dvou zbývajících proudů byl změřen (proměnná *stav2* podle vývojového diagramu). Následně je kanál AD převodníku přepnut na druhou ze dvou fází, které jsou v aktuálním *stavu1* měřeny, ale kvůli potřebné prodlevě není zatím další převod zahájen. Podle toho, jaká je polarita fázových napětí (a tedy i proudů, fázový posun je nulový) dvou přímo řízených fází, je odpovídajícím způsobem vypočtena regulační odchylka proudu změřené fáze. Výpočet odchylky je proveden podle jednoho z následujících dvou příkazů v jazyce C.

$$iodchylka = (long)i_zadany_kladny[index_i3] - (long)ADRES; \quad (130)$$

$$iodchylka = (long)ADRES - (long)i_zadany_zaporny[index_i3]; \quad (131)$$

První z nich, jak je již zřejmé z názvů proměnných, platí pro proud fáze 3 v kladné půlperiodě, zatímco druhý platí pro proud fáze 3 v záporné půlperiodě. Registr ADRES obsahuje výsledek AD převodu, který odpovídá proudu změřené fáze. Dvojí způsob výpočtu regulační odchylky je způsoben tím, že větší střída způsobuje nárůst proudu v jeho absolutní hodnotě. To znamená, že pokud je proud záporný, zvětšení střídy bude mít za následek pokles proudu více do záporných hodnot, neboli zvětšení jeho absolutní hodnoty.

Po výpočtu regulační odchylky následuje dekrementace, resp. inkrementace proměnných nesoucích index v poli žádaných hodnot (proměnné *index_i2*, *index_i3* pro trvale sepnutou fázi 1). Dále je zahájen AD převod a poté přichází na řadu výpočet proporcionální a integrační složky. Konstanty regulátoru byly zjištěny experimentálně, vyšší harmonické jsou nejméně zastoupeny při konstantách $K_p = 1$, $K_i = 0,5$. Pro příspěvek integrační složky je zkontrolováno, zda se nachází v rozsahu registru udávajícího střídu (např. CCPR2 = 0x0000 pro střídu 0 % až CCPR2 = 0xFFFF pro střídu 100 %, stejně tak pro registry PWM3DC, PWM4DC).

U proporcionální složky podobná kontrola není provedena, zkontrolována je až výsledná hodnota střídy vzniklá sečtením proporcionální a integrační složky. Pokud je tato hodnota větší než maximální hodnota 0xFFFF, je za střídu dosazena právě hodnota 0xFFFF. Podobně pokud vyjde hodnota záporná, střída je nastavena na nulovou hodnotu. Výsledná hodnota střídy je posléze zapsána do registru příslušné PWM jednotky mikrokontroléru, v závislosti na tom, který proud byl změřen a vyhodnocen.

Na konci obsluhy přerušení je ještě provedena inkrementace proměnné *čítač*, která při dosažení své maximální hodnoty způsobí změnu stavu (proměnná *stav1*), což při dalším přerušení znamená změnu fáze, která je trvale sepnuta. Poslední operací je potom kontrola, zda není požadavek na další přerušení časovače Timer 4, a to pomocí jeho příznaku přerušení. To by znamenalo, že perioda byla nesprávně zvolená a čas potřebný pro provedení všech operací v rámci obsluhy přerušení byl delší než samotná perioda. Pokud taková situace nastane, jsou všechny PWM jednotky nastaveny na nulovou střídu a měnič je tímto vypnut (jedná se o poruchový stav). Toto je indikováno prostřednictvím LED 4 (pin RA6).

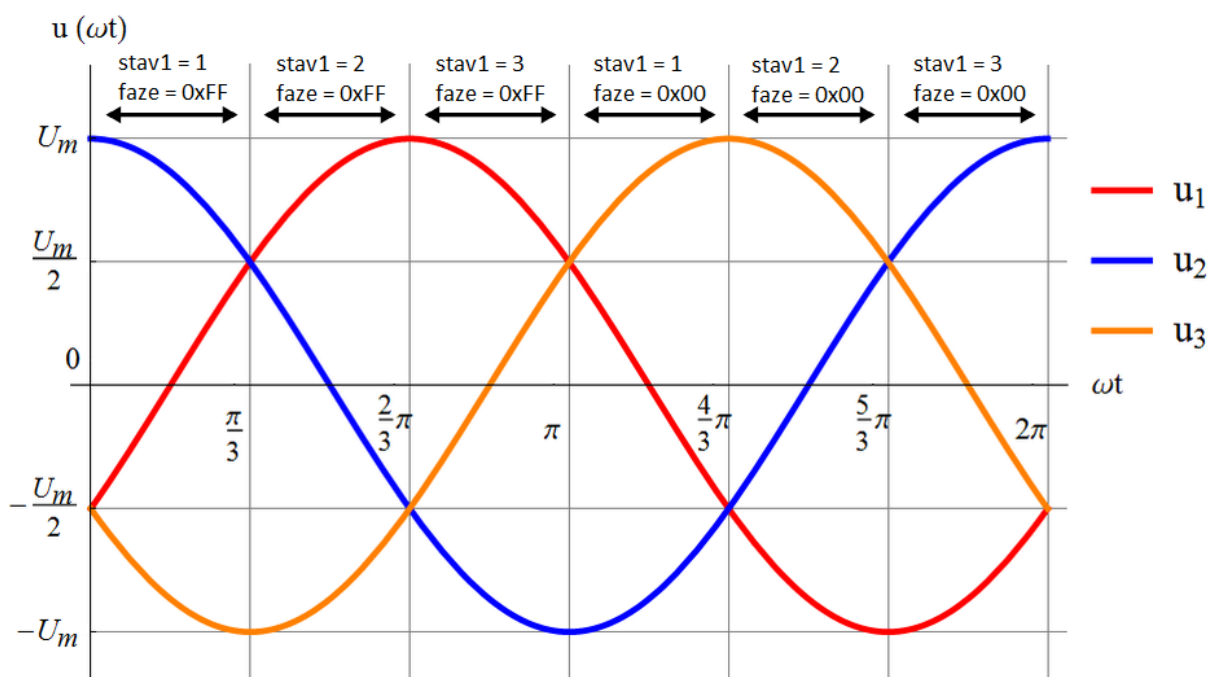
6.4. Algoritmus řízení proudu

Již v kapitole 4.3.1 bylo zmíněno, že v trojfázové soustavě bez vyvedeného středního vodiče postačí řídit proud ve dvou fázích, protože proud třetí fáze je jimi určený. Jestliže mají dvě fáze

sinusový průběh proudu, má i třetí proud sinusový průběh. To vyplývá z následující rovnice, protože sečtením nebo odečtením dvou funkcí sinusových průběhů stejné frekvence vždy vznikne opět sinusová funkce.

$$i_1 = -i_2 - i_3 \quad (132)$$

Tohoto poznatku je využito při regulaci okamžitých hodnot proudů, kdy po určitou část periody je jedna dvojice tranzistorů sepnuta trvale a regulace proudu probíhá pouze u zbývajících dvou fází. Tímto způsobem je dosaženo menší periody s jakou jsou řízeny jednotlivé proudy. Trvale je vždy sepnuta dvojice tranzistorů příslušející fázi, jejíž napětí se nachází v rozmezí $\pm 30^\circ$ od průchodu nulou. Celkem je tedy každá z fází trvale sepnuta po dobu odpovídající 60° dvakrát za periodu, což dává v součtu šest různých stavů. Situaci znázorňuje Obr. 36.



Obr. 36: Stavy při řízení proudů

Pro zjednodušení je šest možných stavů zapisováno pomocí dvojice proměnných *stav1* a *faze*, přičemž první z nich označuje, která z fází je trvale sepnuta, a druhá z nich rozlišuje polaritu zbývajících dvou fázových napětí, která je za půlperiodu vždy opačná. Dále je použita proměnná *stav2*, která uchovává informaci o tom, který ze dvou přímo řízených proudů bude v dané periodě regulátoru proudu změřen a regulován. Možné stavy shrnuje Tabulka 5.

<i>stav1</i>	Nepřímo řízený proud	Přímo řízené proudy	<i>faze</i>	Polarita napětí přímo řízených fází
1	i_1	i_2, i_3	0x00	$u_2 < 0, u_3 > 0$
			0xFF	$u_2 > 0, u_3 < 0$
2	i_2	i_1, i_3	0x00	$u_1 < 0, u_3 > 0$
			0xFF	$u_1 > 0, u_3 < 0$
3	i_3	i_1, i_2	0x00	$u_1 < 0, u_2 > 0$
			0xFF	$u_1 > 0, u_2 < 0$

Tabulka 5: Stavy při řízení proudů

Frekvence síťového napětí je $f = 50$ Hz, což odpovídá periodě $T = 20$ ms. Jestliže je tato perioda rozdělena do šesti stavů, vychází na jeden stav šestina periody, neboli 3,333 ms. Přechod z jednoho stavu do druhého je v programu zajištěno pomocí proměnné *čítač*, která při dosažení maximální hodnoty způsobí změnu stavu. Jestliže perioda, s jakou pracuje regulátor proudu, odpovídá periodě časovače Timer 4 ($T_{TMR4} = 21,50 \mu\text{s}$) a v každé této periodě je proměnná *čítač* inkrementována, potom maximální hodnota této proměnné vychází: $CITAC_MAX = 155$.

$$CITAC_MAX = \frac{3,333 \text{ ms}}{21,5 \mu\text{s}} = \frac{3333 \mu\text{s}}{21,5 \mu\text{s}} = 155 \quad (133)$$

Při použití výše zmíněného algoritmu řízení proudů jsou žádané hodnoty přímo řízených proudů vždy v rozmezí od poloviny amplitudy do celé amplitudy, v případě kladné polaroty se tedy pohybují v intervalu $I_m/2$ až I_m , u záporné polaroty je to interval $-I_m/2$ až $-I_m$. V programu jsou žádané okamžité hodnoty proudů zadány pomocí dvou polí inicializovaných jako globální proměnné, aby byly přístupné z obsluhy přerušeni. Jedno z polí obsahuje žádané hodnoty pro kladnou polaritu, druhé pro polaritu zápornou, přičemž jejich velikost je dána konstantou $CITAC_MAX$. Obě pole tak obsahují celkem 155 hodnot využívaných regulátorem proudu pro výpočet odchylky.

6.5. Možnost rozšíření programu o regulátor napětí

Regulátor napětí nebyl programově implementován. Sestrojený měnič však umožňuje měření napětí, a tudíž by bylo možné ho regulovat prostřednictvím regulátoru napětí, který by fungoval jako nadřazený regulátor vůči regulátoru proudu. Žádaného napětí je možné dosáhnout pomocí změny maximální (tedy rovněž efektivní) hodnoty proudu. Jestliže je regulátor proudu schopen dosáhnout proudu o různé efektivní hodnotě I_f , bude i regulátor napětí schopen dosáhnout žádané hodnoty napětí U_d , a to v rozsahu odpovídajícím regulačnímu rozsahu regulátoru proudu. Výstupní napětí U_d je odvozeno pomocí bilance výkonů na stejnosměrné a střídavé straně.

$$P_{out} = \eta P_{in} \quad (134)$$

$$\frac{U_d^2}{R} = 3\eta U_f I_f \quad (135)$$

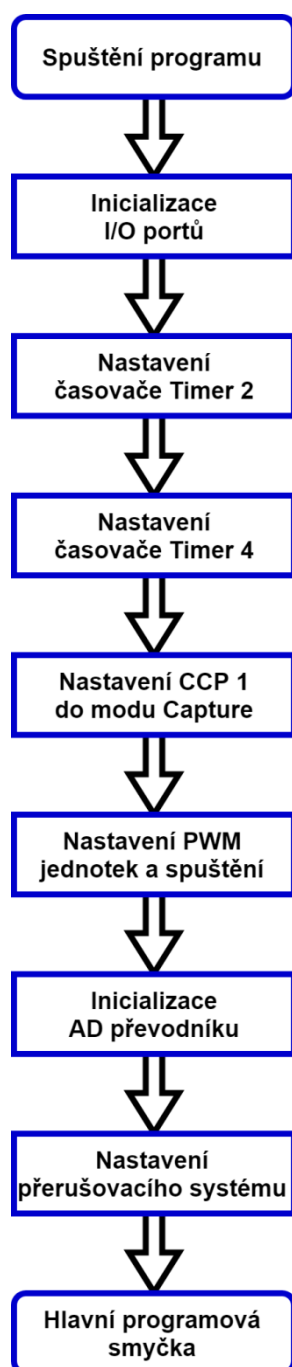
$$U_d = \sqrt{3\eta U_f I_f R} = k_{RU} \sqrt{I_f} \quad (136)$$

Výstupní stejnosměrné napětí U_d je tedy úměrné odmocnině efektivní hodnoty vstupního střídavého proudu I_f . Je zde ovšem provedeno několik zjednodušujících předpokladů, jako je konstantní účinnost η a nulový jalový a deformační výkon ($\lambda = 1$, $P = S$).

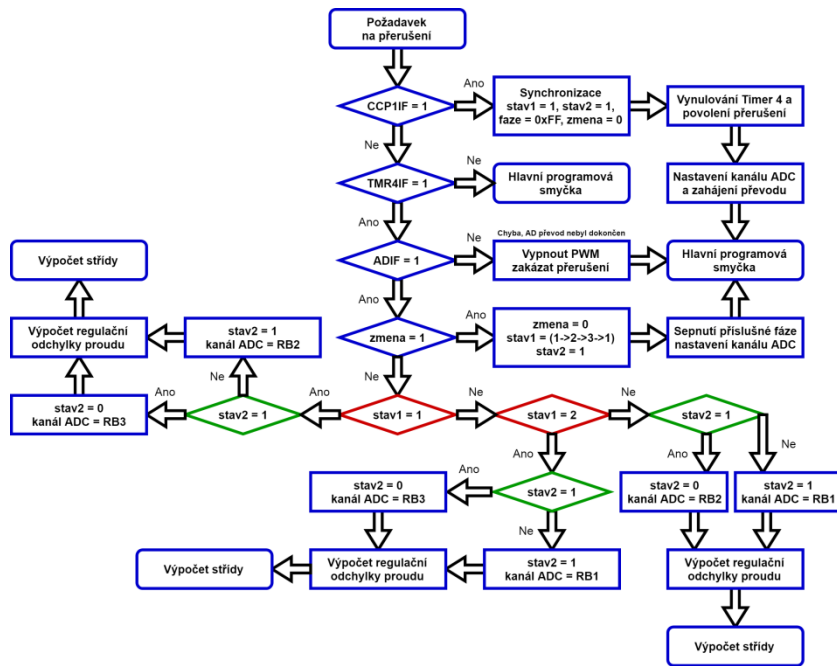
Vnější regulační smyčka zpravidla řídí veličinu, která se mění pomaleji, než je tomu v případě vnitřní regulační smyčky. To platí i v případě regulace usměrňovače s PWM, z čehož plynou menší požadavky na rychlost výpočtů u vnější smyčky. Z tohoto důvodu by bylo vhodné, aby regulátor napětí, na rozdíl od proudového regulátoru, byl implementován v hlavní programové smyčce (tedy na pozadí, nikoliv v přerušeni). Měření napětí by mohlo fungovat tím způsobem, že např. jednou za periodu síťového napětí by kanál AD převodníku byl přepnut na měření výstupního napětí. Jakmile by byl převod dokončen, započal by výpočet nové žádané efektivní hodnoty proudu na pozadí, zatímco regulátor proudu by stále pracoval se starou žádanou hodnotou. Teprve po dokončení výpočtu by tato efektivní hodnota byla předána regulátoru proudu.

6.6. Vývojový diagram

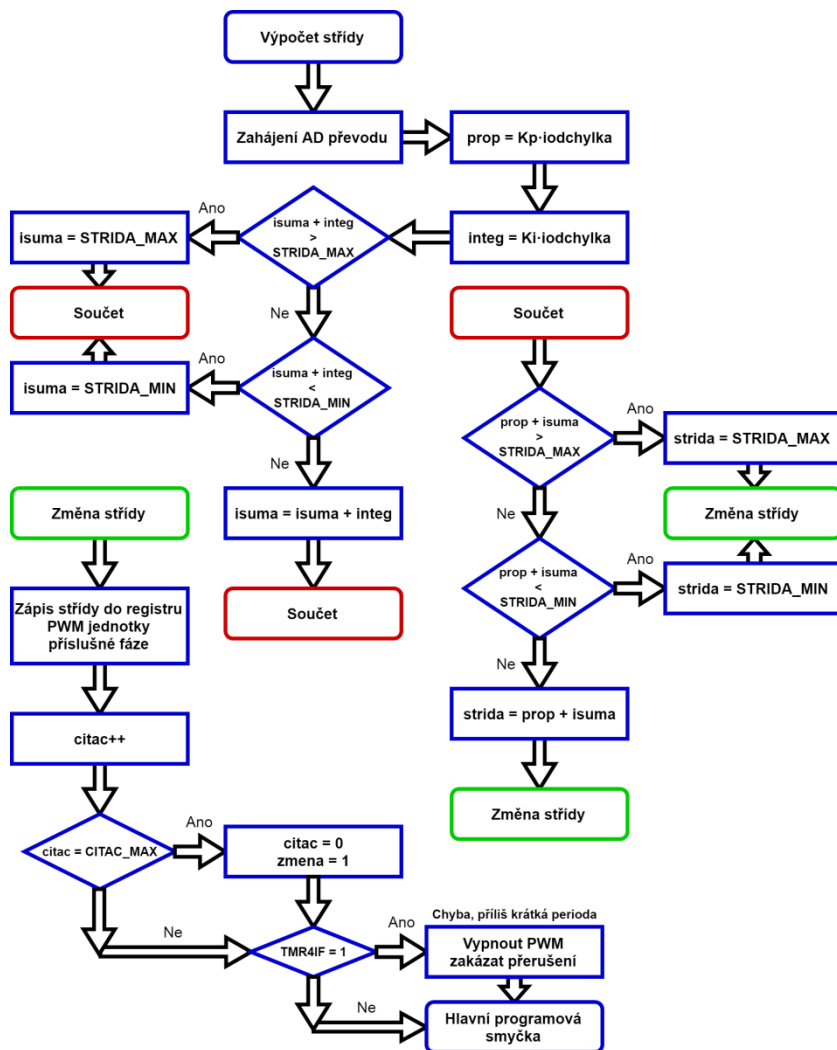
Řídicí program pro usměrňovač je zde principiálně znázorněn pomocí vývojového diagramu, který je pro větší přehlednost rozdělen do tří částí. První diagram se týká inicializace programu, další dva vývojové diagramy ukazují obsluhu přerušení, která obsahuje jak synchronizaci se sítí, tak i funkci regulátoru proudu. Všechny tyto části již byly popsány v předchozích podkapitolách. Hlavní programová smyčka zde nemá svůj vývojový diagram, neboť obsahuje velmi málo příkazů a vše podstatné je prováděno prostřednictvím obsluhy přerušení.



Obr. 37: Vývojový diagram: inicializace programu



Obr. 38: Vývojový diagram: obsluha přerušení, část první



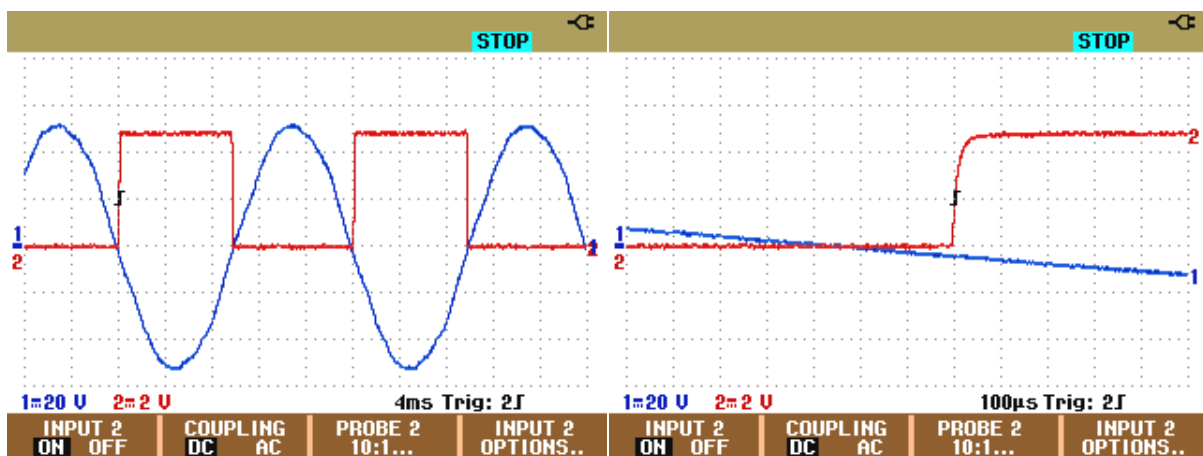
Obr. 39: Vývojový diagram: obsluha přerušení, část druhá

7. Ověření funkčnosti návrhu měniče a programu

Tato kapitola obsahuje oscilogramy s průběhy napětí a proudů, které dokumentují funkci jednotlivých částí měniče, jenž byly popsány v kapitole 5, tj. synchronizační člen, akční člen (spínání tranzistorů) a měřicí členy (měření proudů, měření napětí). Nakonec jsou zde zobrazeny průběhy ukazující funkci měniče jako celku, tzn. průběhy vstupních střídavých proudů, výstupního napětí a také spektrum harmonických složek vstupního proudu.

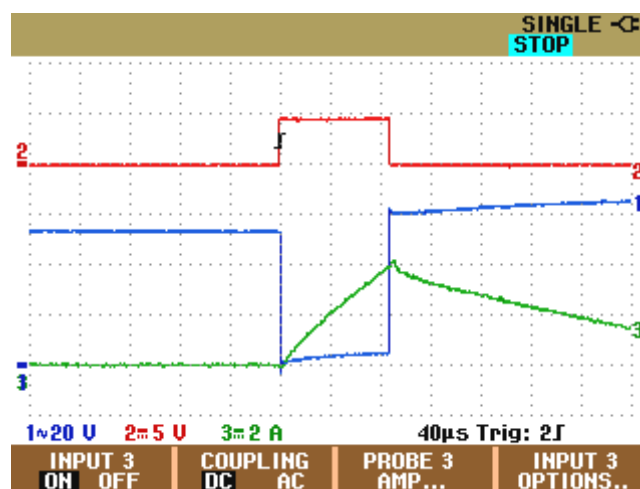
7.1. Oscilogramy dokumentující funkci dílčích částí měniče

Na následujícím obrázku vidíme průběh fázového napětí u_1 (kanál 1) a výstupního napětí z komparátoru pracujícího jako detektor průchodu nulou (kanál 2). Vpravo jsou průběhy v detailu, dochází zde ke zpoždění výstupu přibližně o 250 μs proti změně polarity napětí u_1 .



Obr. 40: Detektor průchodu nulou

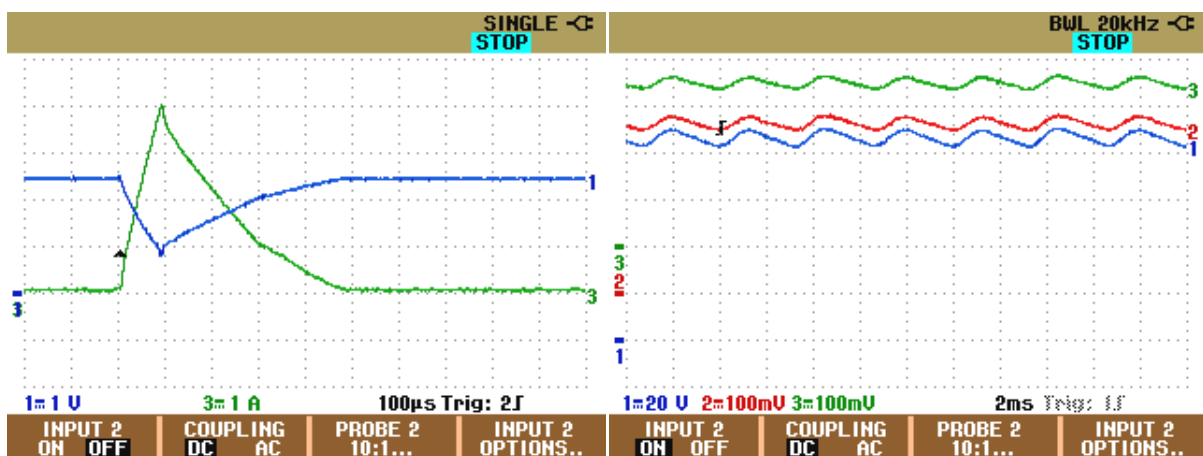
Na Obr. 41 jsou průběhy při sepnutí dvou fází, tj. dvou větví spínačů. Je zde průběh fázového napětí jedné z fází (kanál 1), řídicího napětí (kanál 2) a proudu jednou z těchto fází (kanál 3). Vlivem sepnutí pokleslo napětí podle očekávání na nulu (fáze jsou zkratovány) a proud začal narůstat s derivací, která je úměrná indukčnosti.



Obr. 41: Průběhy při sepnutí dvou fází

Na dalších dvou oscilogramech jsou zachyceny průběhy napětí na výstupu měřících obvodů (měření vstupního proudu a výstupního napětí). Nalevo je zobrazen průběh vstupního proudu (kanál 3) a výstupního napětí z měřícího členu proudu (kanál 1). Toto napětí vzniká jako úbytek na měřícím rezistoru, který zesílen 8krát a následně posunut o 2,5 V operačními zesilovači. Vývody měřícího rezistoru jsou k operačnímu zesilovači zapojeny obráceně, což se zde projevuje poklesem napětí při nárůstu proudu. Při nulovém proudu je napětí v polovině rozsahu napájecího napětí operačních zesilovačů (0 V až 5 V) a je tedy rovno 2,5 V.

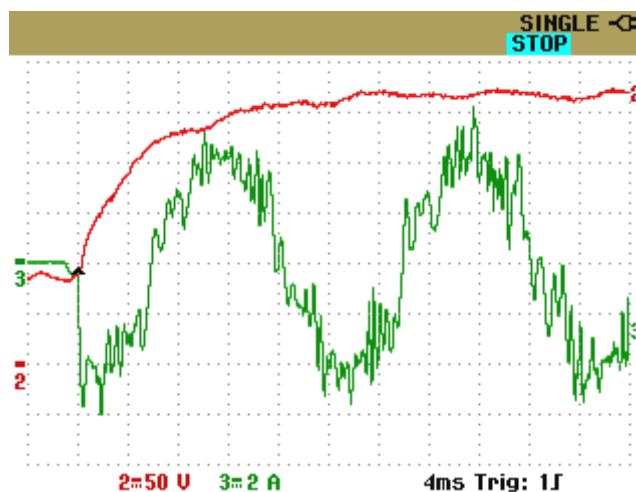
Na oscilogramu vpravo jsou vidět průběhy při měření výstupního napětí, které probíhá zvlášť na každém z filtračních kondenzátorů na výstupu usměrňovače. Průběh výsledného výstupního napětí je zobrazen na kanálu 1, na zbývajících dvou kanálech jsou potom průběhy výstupních napětí operačních zesilovačů, které svou velikostí odpovídají dělicímu poměru odporového děliče a zesílení operačních zesilovačů tak, jak bylo popsáno v kapitole 5.3.



Obr. 42: Měření proudu (vlevo) a napětí (vpravo)

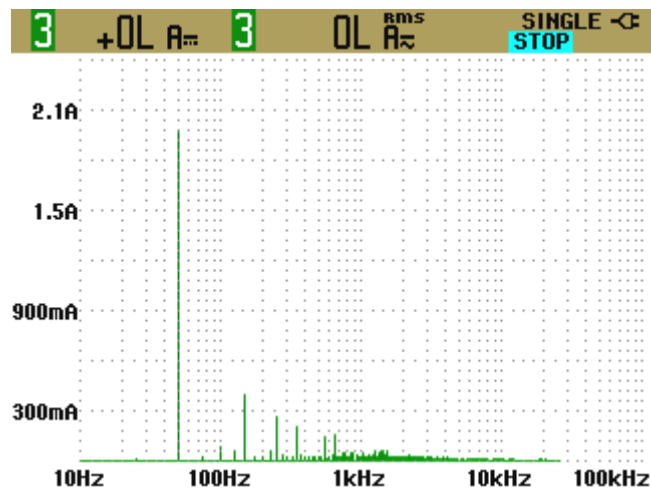
7.2. Oscilogramy dokumentující funkci měniče jako celku

Všechna další měření byla uskutečněna při odporu zátěže $R = 527 \Omega$. Na následujícím oscilogramu je zachycen průběh vstupního proudu (kanál 3) jedné fáze při požadované maximální hodnotě proudu $I_m^* = 4,25 \text{ A}$. Výstupní napětí (kanál 2) se ustálilo na hodnotě přibližně 265 V.



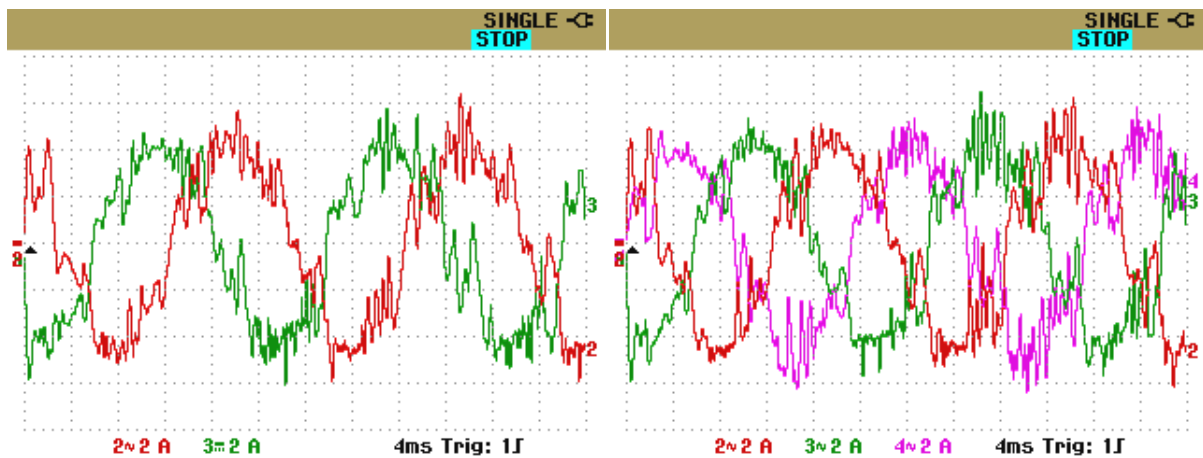
Obr. 43: Průběh vstupního proudu jedné fáze a výstupního napětí

Předchozímu oscilogramu odpovídá spektrum vyšších harmonických proudů na Obr. 44. Použitý osciloskop neumožňuje výpočet celkového harmonického zkreslení (THD), z obrázku je ovšem zřejmé, že vyšší harmonické mají podle amplitudového zákona menší hodnoty než v případě klasického diodového usměrňovače bez šířkově-pulzní modulace.



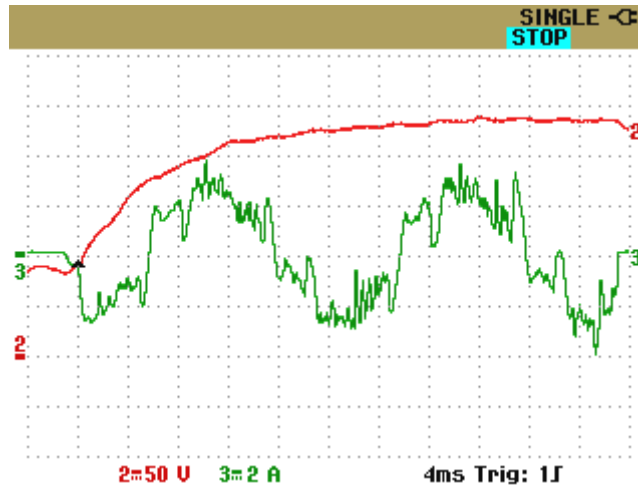
Obr. 44: Spektrum harmonických složek proudu

Na dalších dvou oscilogramech jsou potom zobrazeny průběhy nejprve dvou vstupních proudů a potom také všech tří vstupních proudů při stejné žádané hodnotě proudu $I_m^* = 4,25$ A.

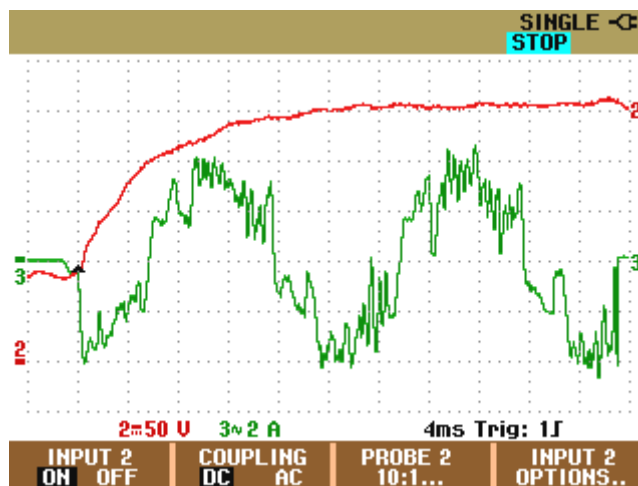


Obr. 45: Průběhy fázových proudů

Na závěr jsou zde uvedeny dva oscilogramy, které spolu s oscilogramem na Obr. 43 ukazují, jak je výstupní napětí závislé na velikosti vstupního proudu při konstantním odporu zátěže. Tyto závislosti mají za cíl ukázat, že navržená topologie usměrňovače umožňuje řídit velikost napětí a bylo by možné daný měnič bez problému doplnit o regulátor napětí.



Obr. 46: Průběh vstupního proudu a výstupního napětí, $I_m^* = 2,35$ A



Obr. 47: Průběh vstupního proudu a výstupního napětí, $I_m^* = 3,3$ A

Zatímco v prvním případě ($I_m^* = 2,35$ A) se výstupní napětí dostalo na hodnotu 235 V, v případě většího žádaného proudu, kdy $I_m^* = 3,3$ A, je toto napětí větší, a to 250 V. Když žádaný proud $I_m^* = 4,25$ A (Obr. 43), napětí se ustálilo na hodnotě 265 V. Navržený usměrňovač je napěťového typu, má tedy schopnost zvyšovat napětí. Napájecí transformátor má jmenovité fázové napětí pouhých 36 V, což odpovídá sdruženému napětí 62,4 V.

Závěr

Cílem této diplomové práce bylo zpracovat problematiku usměrňovačů s šířkově pulzní modulací, a to jak v rovině teoretické, tak i z hlediska praktického návrhu měniče. Nejprve byly popsány zpětné vlivy polovodičových měničů obecně, přičemž pozornost byla soustředěna na termíny, jako je činný výkon, jalový výkon, deformační výkon, zdánlivý výkon a harmonické zkreslení.

Dále byly popsány různé typy spotřebičů nepříznivě působících na síť se zaměřením na usměrňovač bez šířkově pulzní modulace, aby bylo ukázáno, jaký může mít PWM modulace přínos. Zmíněny byly také nepřímé měniče kmitočtu pro zdůraznění faktu, že ačkoliv usměrňovač poskytuje stejnosměrné napájení, může být použit ve spojení s dalšími měniči a nepřímo napájet také spotřebiče střídavé, např. asynchronní motor.

Filtračně-kompenzační prostředky byly rovněž popsány, neboť usměrňovače s šířkově pulzní modulací nejsou jediným nástrojem pro zlepšení kvality elektrické energie. Kapitola 3 obsahuje základní přehled těchto prostředků, kterými jsou různé druhy filtrů a také kompenzátorů.

Rešerše samotných usměrňovačů s PWM je obsažena v další kapitole. Zmíněn je zde princip pulzní modulace a její základní způsoby, typy usměrňovačů s PWM v jednofázové i třífázové variantě, rozdíly v topologii a jejich výhody a nevýhody.

Praktická část se týkala návrhu desky plošných spojů, výběru vhodných součástek, jejich osazení do hotové desky a nakonec naprogramování řídicího programu. Při testování měniče bylo zjištěno, že osazená tlumivka není vhodná pro navrhovaný usměrňovač, neboť dochází k jejímu přesycení již při poměrně malém proudu (přibližně stovky miliampér). Tlumivky zakreslené ve schématu pro návrh DPS (v příloze) jsou zkratovány a tím vyřazeny, nahrazeny byly tlumivkami zapojenými před samotný měnič. Ostatní součástky se ukázaly jako vyhovující, neboť všechny z nich správně plnily svou funkci.

Zmíněný problém s tlumivkou se nepříznivě projevil na funkci synchronizačního členu. Náhradní tlumivka zapojená před detektor průchodu nulou způsobila, že při spínání jednotlivých větví tranzistorů dochází ke skokové změně napětí, které vstupuje do detektoru průchodu nulou, včetně změny jeho polarity. Tím se stal detektor nefunkčním a lze ho použít pouze jednorázově před zapnutím měniče. Původní tlumivky byly zapojené až za detektor, a tím bylo rychlé změně napětí zabráněno. Vzhledem k tomu, že perioda časovačů mikrokontroléru lze nastavit pouze s určitým rozlišením, je pro spolehlivou práci usměrňovače nezbytné provádět synchronizaci opakovaně, nejlépe každou periodu, nikoliv pouze jednorázově před jeho zapnutím.

Z důvodů uvedených v předchozích odstavcích byl měnič při testování v chodu vždy maximálně po dobu dvou period, jak je vidět na oscilogramech v předchozí kapitole. Nicméně i z takto krátkých průběhů lze usoudit, že měnič je funkční a dokáže regulovat proud na žádanou hodnotu. Zvládněný proud je ovšem poměrně velké a je způsobeno příliš dlouhou periodou vzorkování a vyhodnocování proudu. Lepších průběhů by bylo možné dosáhnout při použití rychlejšího procesoru s více AD převodníky, aby bylo možné provádět více měření současně a rychleji zpracovat regulační odchylky vstupních proudů. Možnost regulace výstupního napětí nebyla implementována, nicméně bylo ukázáno, že usměrňovač je schopen práce při různých efektivních hodnotách proudu, jejichž změnou bylo dosaženo různých výstupních napětí.

Seznam použité literatury

- [1] PAVELKA, Jiří, ČEŘOVSKÝ, Zdeněk a LETTL, Jiří. *Výkonová elektronika*. Vyd. 3. přeprac. Praha: ČVUT, 2007. 227 s. ISBN 978-80-01-03626-6.
- [2] DRÁPELA, Jiří. *Výkony v třífázových sítích s obecně nesymetrickou a deformovanou proudovou a napěťovou soustavou* [online]. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav elektroenergetiky [cit. 10. 3. 2019]. Dostupné z: http://www.ueen.feec.vutbr.cz/cz/images/stories/OPVK_ePower/MPQ1/Prezentace_MPQ1.pdf
- [3] *Energetická rušení v distribučních a průmyslových sítích* [online]. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektroenergetiky [cit. 17. 3. 2019]. Dostupné z: http://www.powerwiki.cz/attach/EZS/prednaska_2.pdf
- [4] DVORSKÝ, Emil. *Teoretický rozbor kompenzace jalového výkonu* [online]. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektroenergetiky a ekologie [cit. 28. 3. 2019]. Dostupné z: <http://home.zcu.cz/~dvorsky/MR/PrednaskyMR/Pred9/09%20Kompenzace.pdf>
- [5] *Pulse-width modulation*. In: Wikipedie: otevřená encyklopedie [online]. Wikimedia Foundation, 2003. Stránka naposledy edit. 23. 3. 2019 v 7:13. [cit. 4. 4. 2019]. Anglická verze. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation
- [6] VAHEDI, Hani, LABBÉ, Philippe-Alexandre a AL-HADDAD, Kamal. *Single-Phase Single-Switch Vienna Rectifier as Electric Vehicle PFC Battery Charger* [online]. GREPCI, École de Technologie Supérieure, University du Quebec, 2015 [cit. 15. 3. 2019]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7353019>
- [7] PATHAK, Abhijit, LOCHER, Ralph a MAZUMDAR, Himanshu. *3-Phase Power Factor Correction, Using Vienna Rectifier Approach and Modular Construction for Improved Overall Performance, Efficiency and Reliability* [online]. IXYS Corporation, 2003 [cit. 20. 3. 2019]. Dostupné z: <https://www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXAN0001.pdf>
- [8] SÝKORA, Tomáš. *Filtračně kompenzační prostředky* [online]. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektroenergetiky, 2011/2012 [cit. 25. 4. 2019]. Dostupné z: http://www.powerwiki.cz/attach/EZS/prednaska_4b.pdf
- [9] *PIC18(L)F27/47K40. 28/40/44-Pin, Low-Power, High-Performance Microcontrollers with XLP Technology* [online]. Microchip Technology Inc., 3/2018 [cit. 2. 5. 2019]. Dostupné z: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/PIC18LF27_47K40-Data-Sheet-40001844E.pdf
- [10] *FOD3180. High Speed MOSFET Gate Driver Optocoupler* [online]. Fairchild Semiconductor Corporation, 8/2008 [cit. 5. 5. 2019]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/FOD3180-D.pdf>

- [11] *HCPL-7840. Isolation Amplifier* [online]. Avago Technologies, 9. 7. 2012 [cit. 5. 5. 2019].
Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/2099757.pdf>
- [12] *6A Power Diodes. P600 Series* [online]. Multicomp, 22. 6. 17 [cit. 5. 5. 2019].
Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/2312442.pdf>
- [13] *SPP06N80C3. CoolMOS™ Power Transistor* [online]. Infineon Technologies AG, 28. 9. 2011
[cit. 12. 5. 2019]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1932499.pdf>
- [14] *RADIAL LEAD ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS. QXW SERIES* [online].
Rubycon [cit. 12. 5. 2019]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/2321300.pdf>
- [15] *DC/DC Converters, TMA Series, 1 Watt* [online]. TRACO POWER, 11. 2. 2014 [cit. 5. 5. 2019].
Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1897331.pdf>

Seznam symbolů a zkratek

U_1, U_k	Efektivní hodnota základní a k-té harmonické napětí
I_1, I_k	Efektivní hodnota základní a k-té harmonické proudu
U_{m1}, U_{mk}	Maximální hodnota základní a k-té harmonické napětí
I_{m1}, I_{mk}	Maximální hodnota základní a k-té harmonické proudu
$u_1(t), u_k(t)$	Okamžitá hodnota základní a k-té harmonické napětí
$i_1(t), i_k(t)$	Okamžitá hodnota základní a k-té harmonické proudu
k	Řád harmonické
φ_1, φ_k	Fázový posun napětí a proudu (základní a k-té harmonické)
f_1, f_k	Frekvence základní a k-té harmonické
ω_1, ω_k	Úhlová frekvence základní a k-té harmonické
T	Perioda
Z, X, R, C, L	Impedance, reaktance, odpor, kapacita, indukčnost
$p(t)$	okamžitý výkon
P, Q, S, D	Činný, jalový, zdánlivý a deformační výkon
λ	Účinník
THD	Celkové harmonické zkreslení (Total Harmonic Distortion)
U_d, I_d	Výstupní stejnosměrné napětí a proud
ρ	Počet pulzů usměřovače
δ	Ztrátový úhel
PWM	Šířkově pulzní modulace (Pulse width modulation)
S	Spínač
D	Dioda
SČ	Synchronizační člen
R_{Udc}	Regulátor napětí
R_{iac}	Regulátor proudu
M_{Udc}	Měřicí člen (napětí)
M_{iac}	Měřicí člen (proud)
AČ	Akční člen
t_{ON}	Doba zapnutí
t_{OFF}	Doba vypnutí
U_{in}, U_{out}	Vstupní a výstupní napětí
I_{in}, I_{out}	Vstupní a výstupní proud
U_{ref}	Referenční napětí
K_p, K_i	Konstanty regulátoru
U_N, I_N	Jmenovité napětí a jmenovitý proud
U_R	Závěrné napětí
I_F	Proud v propustném směru
U_F	Úbytek napětí v propustném směru
I_m^*	Žádaná maximální hodnota proudu
η	Účinnost
CCP	Jednota mikrokontroléru Capture/Compare/PWM
AD	Analogově-digitální
U_f, I_f	Fázové napětí a proud

Seznam obrázků

Obr. 1: Náhradní schéma sítě s polovodičovým měničem	13
Obr. 2: Schéma jednofázového můstkového usměrňovače s odporovou zátěží	18
Obr. 3: Průběh napětí u_d na usměrňovači s odporovou zátěží	18
Obr. 4: Průběh proudu i_1 na usměrňovači s odporovou zátěží	19
Obr. 5: Schéma jednofázového můstkového usměrňovače s filtračním kondenzátorem	19
Obr. 6: Průběh napětí u_d na usměrňovači s kapacitním filtrem	20
Obr. 7: Průběhy u_1, i_1 na usměrňovači s kapacitním filtrem	20
Obr. 8: Zjednodušený průběh proudu odebíraného usměrňovačem s RC zátěží	21
Obr. 9: Schéma jednofázového můstkového usměrňovače s RL zátěží	23
Obr. 10: Průběh proudu i_d na usměrňovači s RL zátěží	23
Obr. 11: Průběhy u_1, i_1 na usměrňovači s RL zátěží	24
Obr. 12: Nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým meziobvodem	25
Obr. 13: Nepřímý měnič kmitočtu s proudovým meziobvodem	25
Obr. 14: Zapojení pasivního LC filtru	27
Obr. 15: Můstkový usměrňovač s šířkově pulzní modulací	28
Obr. 16: Zjednodušené schéma paralelně zapojeného aktivního filtru	28
Obr. 17: Zjednodušené schéma sériově zapojeného aktivního filtru	29
Obr. 18: Zjednodušené schéma hybridního filtru, 1. varianta	30
Obr. 19: Zjednodušené schéma hybridního filtru, 2. varianta	30
Obr. 20: Kompenzace jalového výkonu pomocí střídavého měniče napětí	33
Obr. 21: Princip šířkově pulzní modulace [5], upraveno autorem	34
Obr. 22: Principiální zapojení usměrňovače s PWM napěťového typu, podle [1]	35
Obr. 23: Principiální zapojení usměrňovače s PWM proudového typu, podle [1]	36
Obr. 24: Třífázový usměrňovač s PWM se střídačovou topologií napěťového typu	37
Obr. 25: Třífázový usměrňovač s PWM se střídačovou topologií proudového typu	38
Obr. 26: Vienna rectifier v jednofázovém provedení	39
Obr. 27: Vienna rectifier v jednofázovém zjednodušeném provedení	41
Obr. 28: Vienna rectifier v třífázovém provedení	42
Obr. 29: Vienna rectifier v třífázovém zjednodušeném provedení	44
Obr. 30: Ideové schéma řízení PWM usměrňovače	45
Obr. 31: Obvod pro detekci průchodu nulou	47
Obr. 32: Obvod pro spínání MOSFET tranzistorů	48
Obr. 33: Obvod pro měření výstupního napětí	48
Obr. 34: Obvod pro měření vstupního proudu	50
Obr. 35: Blokové schéma regulátoru proudu R_{iac}	50
Obr. 36: Stavby při řízení proudů	56
Obr. 37: Vývojový diagram: inicializace programu	58
Obr. 38: Vývojový diagram: obsluha přerušení, část první	59
Obr. 39: Vývojový diagram: obsluha přerušení, část druhá	59
Obr. 40: Detektor průchodu nulou	60
Obr. 41: Průběhy při sepnutí dvou fází	60
Obr. 42: Měření proudu (vlevo) a napětí (vpravo)	61
Obr. 43: Průběh vstupního proudu jedné fáze a výstupního napětí	61
Obr. 44: Spektrum harmonických složek proudu	62
Obr. 45: Průběhy fázových proudů	62
Obr. 46: Průběh vstupního proudu a výstupního napětí, $I_m^* = 2,35$ A	63
Obr. 47: Průběh vstupního proudu a výstupního napětí, $I_m^* = 3,3$ A	63

Seznam tabulek

Tabulka 1: Spínací stavy třífázového usměrňovače s PWM	37
Tabulka 2: Spínací stavy jednofázového usměrňovače s PWM (typ Vienna rectifier)	40
Tabulka 3: Spínací stavy třífázového usměrňovače s PWM (typ Vienna rectifier).....	42
Tabulka 4: Inicializace I/O portů.....	52
Tabulka 5: Stavy při řízení proudů.....	56

Seznam příloh

Příloha 1: Schéma desky plošných spojů

Příloha 2: Fotografie sestrojeného usměrňovače

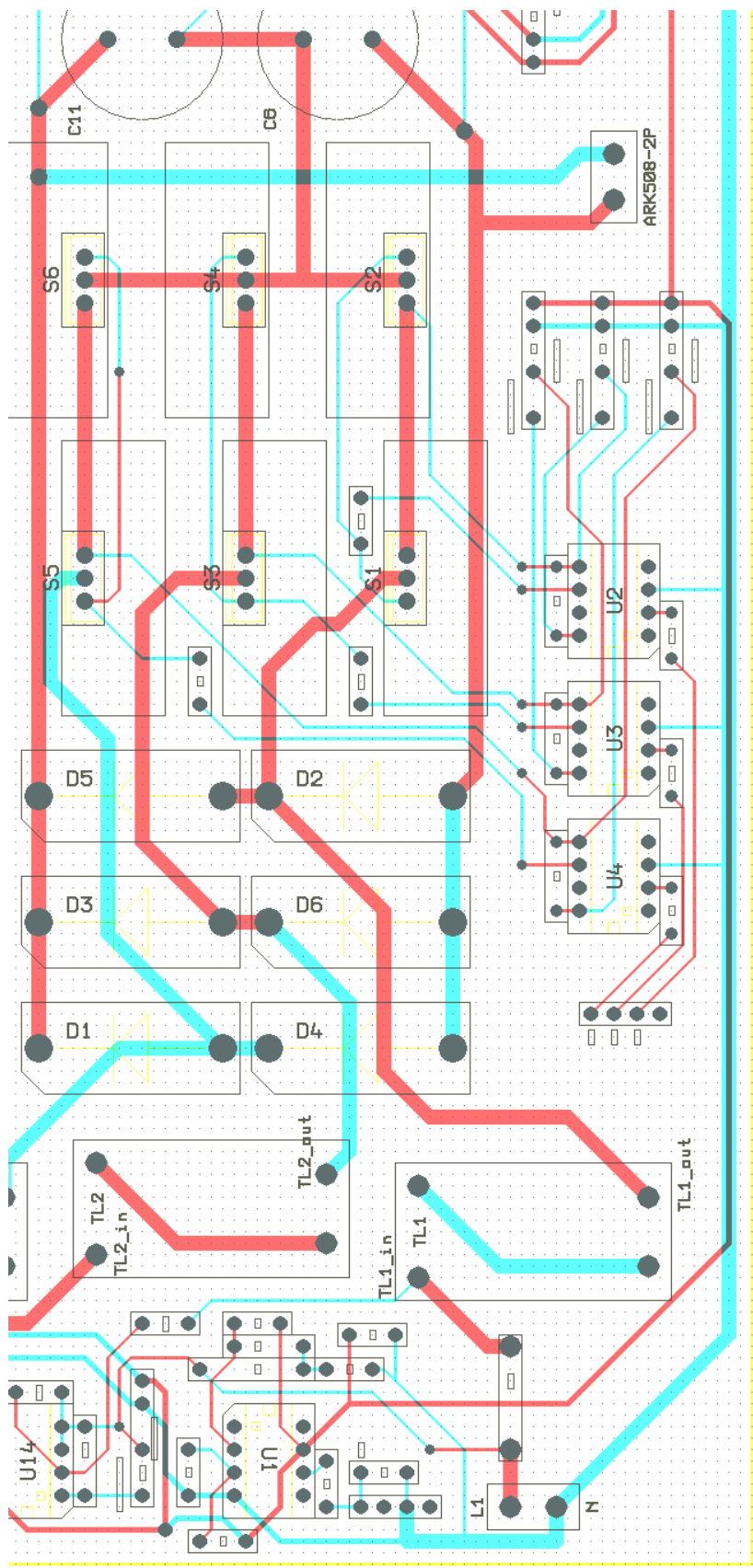
Příloha 3: Schéma desky plošných spojů v detailu (na přiloženém CD)

Příloha 4: Návrh desky plošných spojů ve formátu PCB (program Formica, na přiloženém CD)

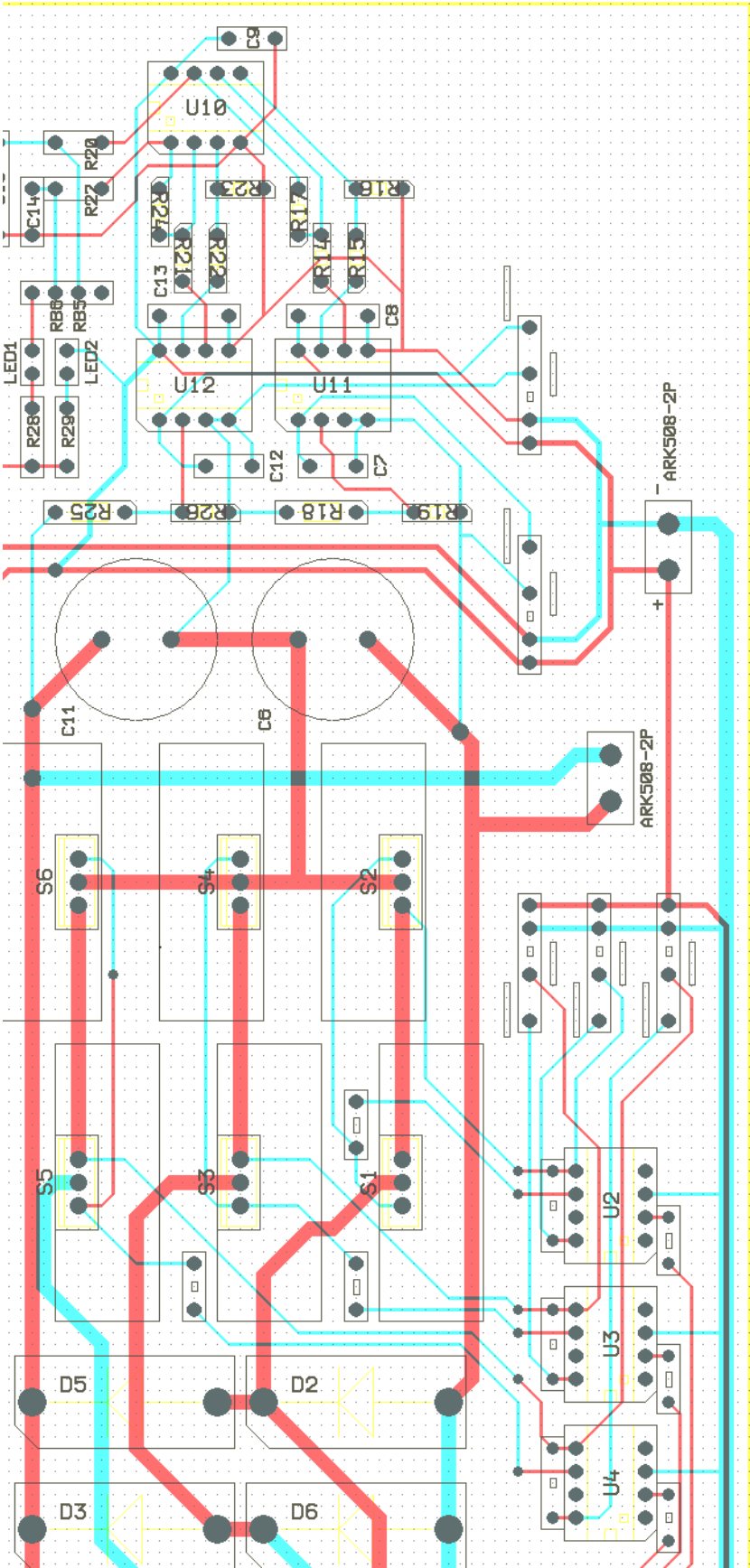
Příloha 5: Zdrojový kód řídicího programu v jazyce C (na přiloženém CD)

Příloha 1: Schéma desky plošných spojů

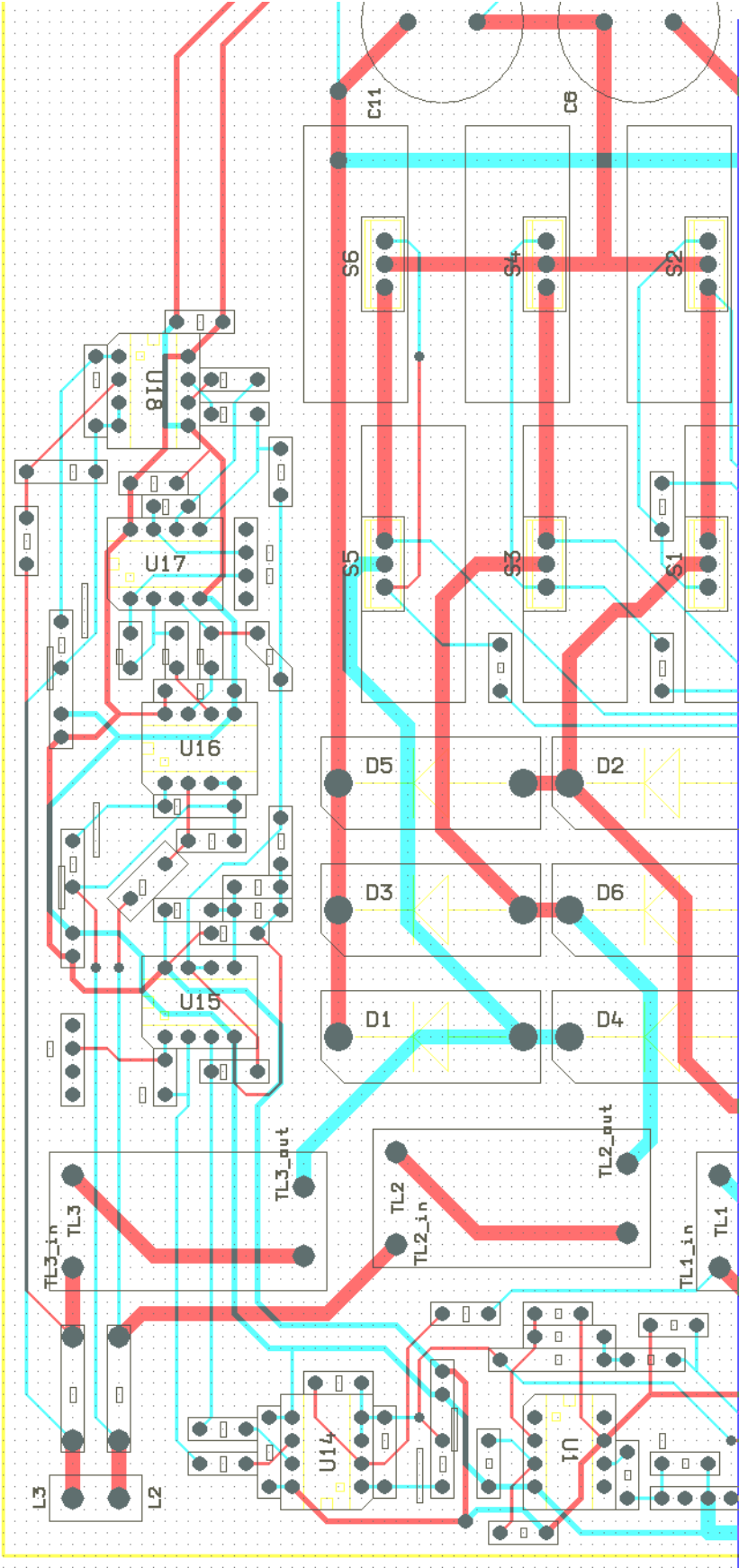
Levá dolní část DPS:



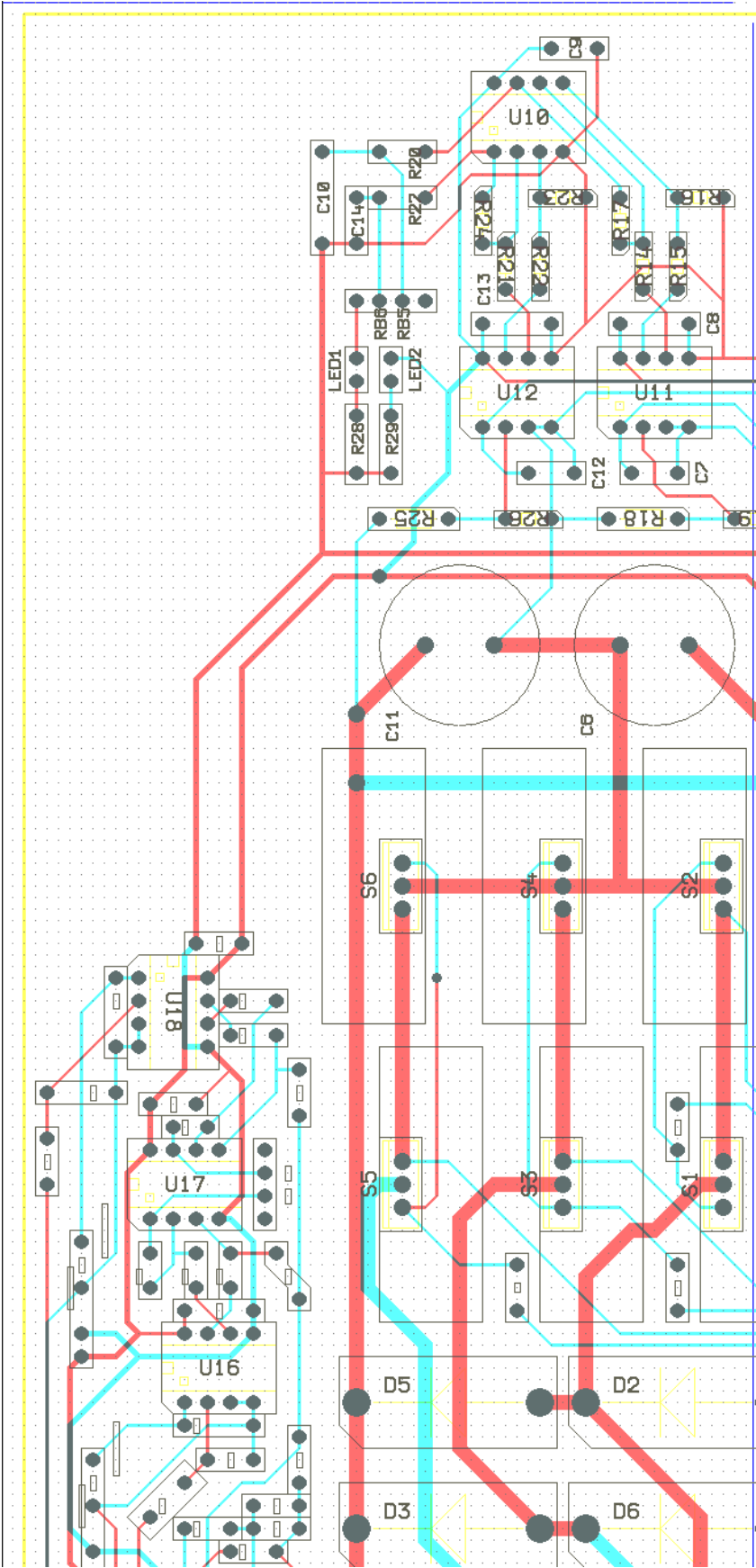
Pravá dolní část DPS:



Levá horní část DPS:



Pravá horní část DPS:



Příloha 2: Fotografie sestrojeného usměrňovače

