České vysoké učení technické v Praze

fakulta elektrotechnická

katedra mikroelektroniky

Diplomová práce

Výkonový generátor funkcí řízený pomocí PC

Autor: Bc. Adam Půta

Vedoucí práce: Ing. Luboš Jirásek, CSc.

2017

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Půta** Jméno: **Adam** Osobní číslo: **393089**

Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**

Zadávající katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**

Studijní program: **Komunikace, multimédia a elektronika**

Studijní obor: **Elektronika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Výkonový generátor funkcí řízený počítačem

Název diplomové práce anglicky:

Function High-power Generator Controlled by Computer

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte dostupnou literaturu týkající se generátorů funkcí a napájecích zdrojů
2. Na základě 1) navrhněte a realizujte generátor funkcí (sinus, obdélník/lichoběžník, trojúhelník), frekvence 10 Hz - 100 kHz, schopný dodávat průběhy 0 V - 100 V. Pokuste se dosáhnout výstupního proudu 10 A.
3. Proveďte ověřovací měření.
4. Zhodnoťte dosažené výsledky.
5. Navrhněte případné další změny zapojení.
6. Zařízení zůstane v majetku zadávajícího pracoviště.
7. Publikování výsledků dosažených v této práci je možné pouze se svolením zadavatele.

Seznam doporučené literatury:

[1] Krejčiřík, A.: Napájecí zdroje I. - III., BEN, Praha 2003 a další vydání.
[2] Aplikační poznámky fy IRF (Infineon)
[3] Balogh, L.: Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits. (www.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf), leden 2014

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Lubor Jirásek CSc., katedra mikroelektroniky FEL

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

Datum zadání diplomové práce: **15.02.2017** Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **10.09.2018**

Podpis vedoucí(ho) práce	Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry	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.

Datum převzetí zadání	Podpis studenta

© ČVUT v Praze, Design: ČVUT v Praze, VIC

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je návrh a realizace výkonového generátoru funkcí, s možností nastavení všech známých parametrů signálu. Od amplitudy, přes fázi, až po frekvenci. Jádro zařízení tvoří snižující měnič, schopný snižovat výstupní napětí od 100V do přibližně 0V. Výstup z generátoru je realizován D/A převodníkem pro vytvarování požadovaného průběhu výstupního signálu. Systém je možné ovládat pomocí grafické aplikace v PC.

Abstract

Goal of this diploma thesis is to develop and build power function generator. We are able to set all output parameters well known from signal processing. These are amplitude, phase and frequency. The core of device is represented by step down converter able to create output signal within the range from 0V to 100V.Output part is responsible for making a requested signal shape. Entire system can be controlled by PC via graphical application.

Klíčové slova

generátor funkcí, tvarování signálu, spínaný zdroj, sériová sběrnice

Key words

function generator, signal shaping, switching power supply, serial bus

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou práci „Výkonový generátor funkcí“ zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu uvedenou na konci práce. Souhlasím se zapůjčováním práce a jejím zveřejňováním.
V Praze dne 5. 1. 2018. Bc. Adam Půta

Poděkování

Na úvod mé diplomové práce bych rád poděkoval rodině za projevenou podporu, dále pak vedoucímu práce za cenné připomínky a rady a nakonec také fakultě samotné za možnost používat její laboratoře k vyhotovení práce a měření výstupů z ní vyplývajících.

Obsah

1 Úvod.....12

2 Typy výkonových zdrojů pro napájení elektrických zařízení.....13

2.1 Principy činnosti zdroje a jeho částí.....16

2.1.1 Vstupní část.....16

2.1.2 Filtry.....20

2.1.3 Snižující měnič (step down konvertor).....26

2.1.3 Zvyšující měnič (step up konvertor).....27

2.1.4 Měnič s transformátorem (Flyback konvertor).....28

2.1.5 Výstupní ochrany.....32

2.2 Druhy elektrických zdrojů 33

2.2.1 Laboratorní zdroje.....33

2.2.2 Počítačové zdroje (PSU).....33

2.2.3 Ostatní typy spínaných zdrojů.....38

3 Generátory funkcí.....41

3.1 Analogové generování signálu.....41

3.2 Digitální generování signálu.....45

4 Realizace VGF.....47

4.1 Architektura.....47

4.2 Řídicí obvod a komunikace.....49

4.3 Generátor funkcí.....52

4.4 Výkonový modulátor a měřicí obvody.....53

5 Měření a simulace.....57

6. Závěr.....59

Zdroje.....61

Tabulky

Tab. 2.1 Zdroje.....16

Tab. 2.2 Filtry.....22

Tab. 2.3 Proudy ATX.....34

Tab.3.1 Výkony ATX.....57

Seznam obrázků

2.1: Elementární princip zdroje ……..13

2.2: Zatěžovací charakteristika zdroje……14

2.3: Jednocestný usměrňovač……17

2.4: Průběh napětí [2]……17

2.5: USM s filtrační kapacitou……18

2.6: Průběh napětí jednocestného USM. s vyhlazovací kapacitou [2]……18

2.7: Dvoucestný USM……19

2.8: Časový průběh napětí……19

2.9: Časový průběh vyhlazeného napětí dvojcestného USM[1]……19

2.10: Graetzův usměrňovací můstek s vyhlazovacím kondenzátorem……20

2.11: Dělení filtrů podle frekvenční propustnosti……20

2.12: Frekvenční charakteristika RC článku[3]……21

2.13: a) impulsní odezva filtru, b) přechodová charakteristika……21

2.14: zapojení jednoduchého LC a RC filtru……22

2.15: Příklad parazitních veličin u kondenzátoru……22

2.16: Průběh impedance LC filtru[1]……23

2.17: Zapojení RCD a TRA/D ochrany, a další možnosti odstranění přepěťových špiček……24

2.18: a)Spínaná zátěž bez filtru (zelená), s RC filtrem (modrá), a s RCD filtrem (červená), b) schéma zapojení……24

2.19: Aktivní filtr s bipolárním tranzistorem[1]……25

2.20: step down konvertor[1]……25

2.21: Časové průběhy napětí a proudu cívkou step down měniče [1]……26

2.22 Step up konvertor[1]……27

2.23: Princip spínání pulzního transformátoru……27

2.24: Flyback konvertor……28

2.25: Náhradní schéma transformátoru……28

2.26: Jádro transformátoru……30

2.27: Řízení vf. transformátoru[4]……30

2.28: V-A charakteristika varistoru……32

2.29: Zapojení ATX……33

2.30: Vstupní část PC zdroje[5]……34

2.31: Zapojení záložního transformátoru [5]……35

2.32: Obvod TL494, a jeho připojení k izolačnímu transformátoru[5]……35

2.33: Výkonové rozhraní mezi izolačním a výkonovým transformátorem[5]……36

2.34: Výstupní část ATX zdroje[5]……36

2.35: Snižující měnič[7]……38

2.36: Zvyšující měnič[7]……39

2.37: Základní zapojení stabilizátoru……39

2.38: Zdroj symetrického napětí……40

3.1: Průběh sinusového signálu s parametry, které lze měnit……41

3.2: Schéma oscilátoru……42

3.3: Analogový generátor funkcí s OZ……42

3.4: Simulace analogového generátoru s OZ……43

3.5: Průběhy sinus, trojúhelník, obdélník……43

3.6: Deformace signálu vlivem nízké frekvence……44

3.7: Útlum amplitud vlivem vysoké frekvence……44

3.8: Digitální schéma GF……45

4.1: Schéma systému VGF……47

4.2: Řízení obvodu TL494……48

4.3: Mikrokontroler PIC16F1777 a jeho periferie……50

4.4:USART komunikace mezi PC a PIC……50

4.5: SPI sběrnice……51

4.6: P-regulátor……51

4.7: DAC zapojení……52

4.8: Vliv neošetřeného průchodu nulou……54

4.9: Řízení H-můstku……55

4.10: Měření napětí……55

4.11: Měření proudu……..56

4.12: Přepěťová ochrana varistorem……..56

5.1: Průběh signálu pila VGF……..57

5.2: Signál sinus a obdélník VGF……..58

6.1: Hyperbola výkonu……59

Seznam symbolů a zkratek

VGF	výkonový generátor funkcí
MCU	mikropočítač
PWM	pulzně šířková modulace
P_2	výstupní výkon (W)
P_1	vstupní výkon (W)
I_1	vstupní proud (A)
I_2	výstupní proud (A)
P	činný výkon (W)
Q	jalový výkon (Var)
S	zdánlivý výkon (VA)
D	deformační výkon
P_{AV}	ustálený tepelný tok (W)
η	účinnost
R	elektrický odpor (Ω)
t	čas (t)
φ	účiník
φ	činitel filtrace
R_B	Odpor bočníku
ϕ	magnetický tok (Wb)
N	počet závitů
M	vzájemná indukčnost
h_{21e}	proudový zesilovací činitel
R_B	odpor báze
C	kapacita (F)
s(t)	signál v časové oblasti
H(s)	systémová funkce
L	indukčnost (H)

Kapitola 1
Úvod

V moderní elektrotechnice se často neobejdeme bez signálové analýzy, a znalosti odezev různých typů systémů na tyto signály. Od jednoduchých RC, RL, RLC článků, přes široké spektrum filtrů (např. antény), pohonů, až po rozličné typy materiálů, u kterých nás může zajímat, jak se tyto materiály chovají při vystavení specificky modulovaného výkonu, a tím zjištění jejich spektrálních, nebo dalších vlastností. Modulovaným výkonem je myšlen výkonový signál, který má určitý časový průběh. Tento signál může být deterministický, nebo náhodný. V případě deterministického (výkonového, periodického) signálu se setkáváme s parametry, jako je amplituda, fáze, kmitočet a offset. Mezi nejčastěji používané signály patří signály: sinus, pila, trojúhelník, obdélník a některé typy digitálních modulací, jako je například PWM[1], ASK[2], FSK[3] atd.

U našeho generátoru je však možnost dostat na výstupu také konstantní signál. Úkol této diplomové práce je tedy navrhnout a realizovat generátor funkcí (dále GF) signálu schopný nastavovat výše uvedené parametry, a protože výkon generovaného signálu v našem případě může být podstatně větší, než u klasických GF používaných pro nízko výkonové aplikace, mluvíme zde o výkonovém generátoru funkcí (dále VGF). V dnešní moderní době je samozřejmostí možnost komunikace zařízení s počítačem, a proto je součástí této diplomové práce návrh obsluhy VGF pomocí PC.

Z výše uvedených informací tedy plyne, že celý generátor musí být tvořen vstupní částí, zodpovědná za přivedení elektrické energie, dále snižující měnič pro možnost nastavení rozsahu výstupního napětí od přibližně 0 V do 100 V a hodnoty výstupního proudu od přibližně 0A do 10A. Následuje subsystém tvarování výstupního signálu dle požadavku uživatele. Poznamenejme, že výstupní frekvenci je možno zvolit od přibližně 10 Hz do 100 kHz. Nakonec nesmí chybět ovládání celého generátoru pomocí mikroprocesorového systému a komunikační rozhraní pro přenos dat mezi PC a generátorem.

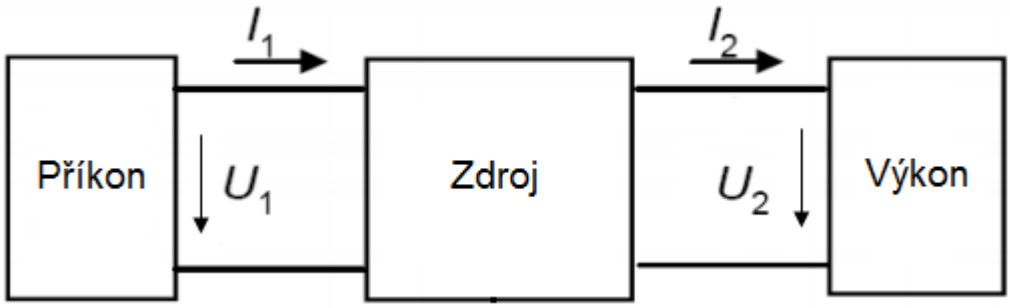
[1] PWM - pulzní šířková modulace
[2] ASK - modulace amplitudovým klíčováním
[3] FSK - modulace frekvenčním klíčováním

Kapitola 2 Zdroje pro napájení elektrických zařízení

Na trhu se můžeme setkat se širokou škálou zařízení, která slouží jako zdroj výkonu. Rozlišujeme je podle několika hledisek:

- Principu činnosti jednotlivých složek zdroje
- Druh zdroje
- Architektura zdroje
- Dodávaného výkonu
- EMC[4]
- Účiník
- Tepelné vyzařování, účinnost

Princip činnosti popisuje algoritmus, pomocí kterého dochází k transformaci elektrických veličin. Tím tedy definuje i jednotlivé hardwarové prvky systému. Například sem spadá to, jestli jepro převod napětí a proudu použit transformátor, zda se konkrétní zdroj chová jako snižující, nebo zvyšující spínaný měnič, který využívá spínání indukčnosti pomocí tranzistoru, nebo to, jestli je použit například princip spínaných kapacit, zda se jedná o lineární zdroje na bázi stabilizátorůatd..



Obr.2.1: Elementární princip zdroje

Poznamenejme, že u ideálního zdroje dochází k transformaci proudů a napětí, přičemž vstupní a výstupní výkony se rovnají. To však ve fyzikální realitě není možné, uplatňují se tepelné ztráty jednotlivých prvků.

Druh zdroje nám definuje, k čemu chceme napájecí zdroj použít. Od modulárních průmyslových zařízení, přes laboratorní a dílenskou techniku, napájecí zdroj PSU[5]pro PC, nebo napájecí obvody prorobotiku (zde především elektrochemické zdroje v podobě akumulátorů, monočlánkových baterií), světelnou, zvukovou techniku, až po integrované DC/DC měniče určené pro napájení v aplikacích, kde požadujeme vysokou účinnost, avšak oproti například lineárním stabilizátorům napětí a proudu nám nevadí ne příliš dobře vyhlazený napěťový a proudový výstup.

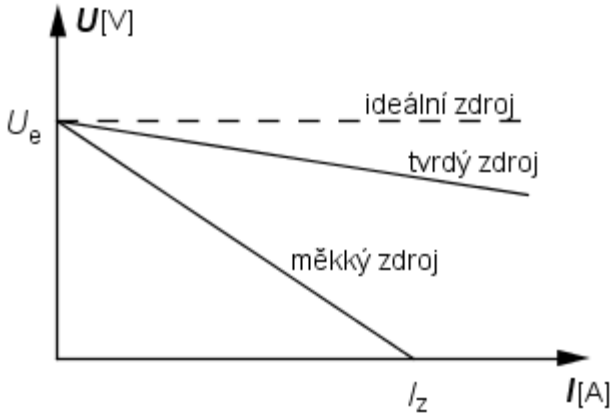
[4] EMC Electromagnetic compatibility – Elektromagnetická kompatibilita
[5]Power supply unit – Napájecí jednotka

Architektura říká, jak je daný napájecí zdroj blokově realizován. Každý blok je popsán principem činnosti. Například PSU je architektura složená z více bloků, která se skládá ze vstupní části, která vstupní síťové napětí usměrní a vyhladí. Dalším blokem je vf.[6] transformátor a jeho řídicí obvod. Na závěr jsou zde bloky výstupních filtrů, přepěťových a podpěťových ochran.

Z hlediska dodávaného výkonu nás zajímá, jakou spotřebu má koncové zařízení, které chceme napájet. Zajímají nás tedy nominální hodnoty výstupního napětí a proudu našeho zdroje, a tím jeho nominální výkon. Ten je dán následujícím vztahem:

$$P_2 = U_2 . I_{2max} \quad [W, V, A] \tag{2.1}$$

kde P_2 je výstupní výkon, U_2 je výstupní napětí a I_{2max} je maximální výstupní proud zdroje.



Obr. 2.2: Zatěžovací charakteristika zdroje

Vlivem vnitřního odporu zdroje je nemožné dostat nekonečně veliký výstupní proud při konstantním výstupním napětí. Sklon přímky zatěžovací charakteristiky určuje tzv. tvrdost zdroje. Je-li zapojená zpětná vazba kvůli regulaci napětí, může být charakteristika zpočátku konstantní, a poté při mezním proudovém odběru prudce klesnout.

EMC je velice důležitá hlavně v průmyslu a dopravě, ale i například v armádní sféře. Je velmi důležité, aby napájecí zdroj nerušil svým vyzařováním okolní zařízení, a tím nepřispíval k narušení celkové stability a robustnosti systému, v němž je implementován. Poznamenejme však, že problematika spojená s EMC je velmi složitá, a vyžaduje si nemalé znalosti z teorie elektromagnetického pole. EMC je rovněž řešena v rámci norem(na státní úrovni, dříve ČSN, nebo normy EU).

Účiník zdroje, respektive jakéhokoliv el.zařízení nám popisuje, jakou měrou dochází vlivem induktivní, nebo kapacitní zátěži k fázovému posuvu mezi napětím a proudem. V praxi normy dovolují účiník cosφ mezi hodnotami 1 až 0,95 [-]. Činný, jalový a zdánlivý výkon při harmonickém buzení jsou definovány takto:

$$P = UI\cos\varphi \ \ [W,V,A,-] \tag{2.2}$$

$$Q = UI\sin\varphi \ \ [Var,V,A,-] \tag{2.3}$$

$$S = UI \ \ [VA,V,A] \tag{2.4}$$

[6] vf - vysoko frekvenční

kde *P* je efektivní hodnota činného výkonu, *Q* je jalový výkon, *S* je zdánlivý výkon, *U* je efektivní hodnota napětí, *I* je efektivní hodnota proudu a φ je fázový posuv mezi napětím a proudem.

Efektivní hodnota výkonu je hodnota, která se rovná odvedené práci, jako vykoná příslušný stejnosměrný výkon. Není-li řečeno jinak, označuje se efektivní hodnota například napětí velkým písmenem bez indexu. Pro korektnost ještě dodejme, že jakákoliv efektivní hodnota se dá spočítat z amplitudy průběhu. Následuje příklad přepočtu efektivního výkonu, a jeho amplitudy.

$$P_{ef} = \frac{P_{Max}}{\sqrt{2}} [W,W] \tag{2.5}$$

kde P_{ef} je efektivní činný výkon a P_{Max} je amplituda výkonu.

Z pohledu časového průběhu signálu můžeme předchozí tvary přepsat do tvaru:

$$p(t) = U_M \sin(\omega t + \varphi)\, I_M \sin(\omega t) = UI((1 - \cos(2\omega t))\cos(\varphi) + \\ + \ \sin(2\omega t)\sin(\varphi))[W,V,A,rad^{-1},s,\text{-}] \tag{2.5}$$

kde *p(t)* okamžitá hodnota střídavého výkonu, U_M je amplituda napětí, I_M je amplituda proudu, ω je úhlová rychlost ($\omega = 2\pi f$), φ je fázový posuv mezi napětím a proudem. Pro úplnost doplňme vztahy pro komplexní analýzu:

$$P = \frac{1}{2} Re\{U_M I_M^*\} \ [W,V,A] \tag{2.6}$$

$$Q = \frac{1}{2} Im\{U_M I_M^*\} \ [Var,V,A] \tag{2.7}$$

$$S = \frac{1}{2} U_M I_M^* \ [VA,V,A] \tag{2.8}$$

V praxi je v účiníku zahrnut také vliv nelineárního protékání proudu skrze polovodičové součástky. Výpočet účiníku vypadá takto:

$$\lambda = \cos\varphi_{ekv} = \frac{P}{UI} \ [\text{-}] \tag{2.9}$$

kde φ_{ekv} není reálně existující veličina, ale matematická aproximace vyjadřující fiktivní fázový posuv mezi tzv. *ekvivalentním harmonickým napětím* a *proudem*, které by měly stejné efektivní hodnoty a činný výkon jako analyzované neharmonické průběhy[1].Tím dochází ke zvýšení zdánlivého výkonu *S*. Zdánlivý výkon S_{cel} je definován následovně:

$$S_{cel} = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \ [VA,W,Var,\text{-}] \tag{2.10}$$

kde S_{cel} je celkový zdánlivý výkon, *P* je činný výkon, *Q* je jalový výkon a *D* je deformační výkon způsobený nelinearitami na polovodivých prvcích. Je závislý na průběhu proudu polovodivou součástkou.

Malý účiník má za následek zvýšení celkového proudu od zdroje do zařízení. To může klást vyšší nároky zejména na tloušťku přívodních kabelů. V praxi se pro snížení jalové složky proudu I_j používají kondenzátorové kapacitní baterie, které se umísťují z pravidla v blízkosti zařízení, a které dodávají potřebný jalový výkon do(převážně induktivní) zátěže kvůli jejich funkci. Tloušťka přívodních vodičů pak nemusí být tak velká, a to se podepisuje nejenom na jejich hmotnosti, která je tím menší, ale i na ceně vodiče.

Na závěr je také dobré mít na paměti, že každé elektrické zařízení vyzařuje tepelnou energii, a je potřeba při návrhu správně dimenzovat jednotlivé součástky tak, aby nebyly při normálním provozu poškozeny tepelnými účinky procházejícího proudu.

$$P_{AV} = -\lambda . S \frac{d\vartheta}{dx} \ [W, W(Km)^{-1}, m^2, K, m] \tag{2.11}$$

kde P_{AV} je ustálený tepelný tok, λ je tepelná vodivost, S je plocha, kterou prochází tepelný tok a dϑ/dx je změna teploty s se změnou délky v objektu, skrz který tepelný tok prochází při konstaním průžezu S. S precizním návrhem chlazení se v této diplomové práci zabývat nebudeme.

Účinnost zařízení je snížena převážně tepelnými ztrátami procházejícího proudu, a je dána vztahem:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} [-, W, W] \tag{2.12}$$

kde η je účinnost zařízení, P_1je vstupní výkon a P_2 je výstupní výkon.

2.1 Principy činnosti zdroje a jeho částí

Z definice principu činnosti víme, že nám popisuje to, jak daný zdroj funguje, respektive jak dochází k transformaci vstupního napětí na výstupní.

Parametry DC/DC zdrojů			
Směr konverze napětí	Změna fáze	Způsob provedení	Další parametry
snižující	invertující +/-	diskrétní	počet výstupních napětí
zvyšující	invertující -/+	integrované	
buck boost(sepic)	neinvertující +/+	hybridní	regulovatelné
	neinvertující -/-		typ budícího signálu(FM,PWM)

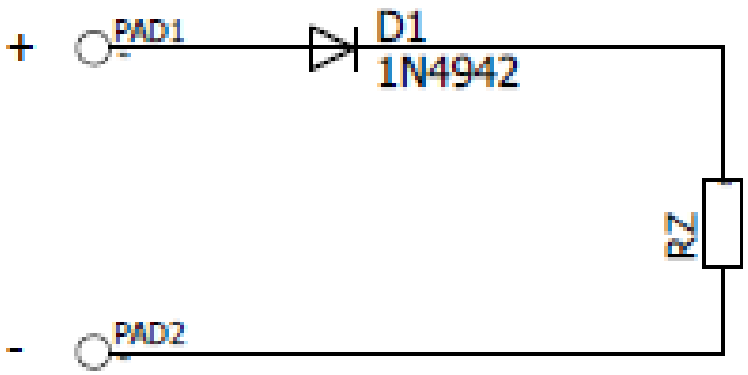
Tab.2.1 Zdroje

2.1.1 Vstupní část

Do vstupní části zahrnujeme usměrňovač (dále USM), a filtr (zpravidla RC, RLC), který má za úkol odfiltrovat ze vstupního napětí a proudu nedokonalosti vzniklé usměrněním. Někdy se můžeme setkat také se snižovacím, nebo oddělovacím transformátorem[7], který celý systém galvanicky oddělí od zbytku sítě 230V[8].V zásadě se praxi vyskytují dva typy usměrňovače. Oba jsou realizovány polovodičovými diodami, liší se však zapojením. Prvním typem je jednocestný USM, realizovaný jednou diodou.Princip spočívá v tom, že dioda nepropustí zápornou napěťovou půlvlnu. Hodí se pro velké výstupní napětí. Výhoda je v použití jen jedné diody, což snižuje cenu zapojení. Nevýhoda však spočívá v tom, že záporná půlvlna se vůbec neuplatní, a tím se přichází o část energie ze vstupu. Jednocestné zapojení se také vyznačuje velkým zvlněním, a hodí se jen pro malé výstupní proudy.

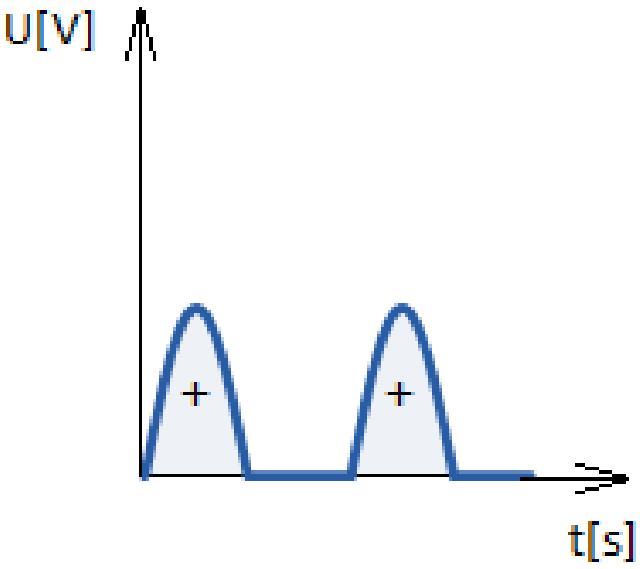
[7] V anglosaské literatuře bývá tento subsystém (transformátor, USM, a filtr) označován zkratkou TR - Transformer Rectifier

[8] Efektivní hodnota napětí, síťová frekvence 50 Hz



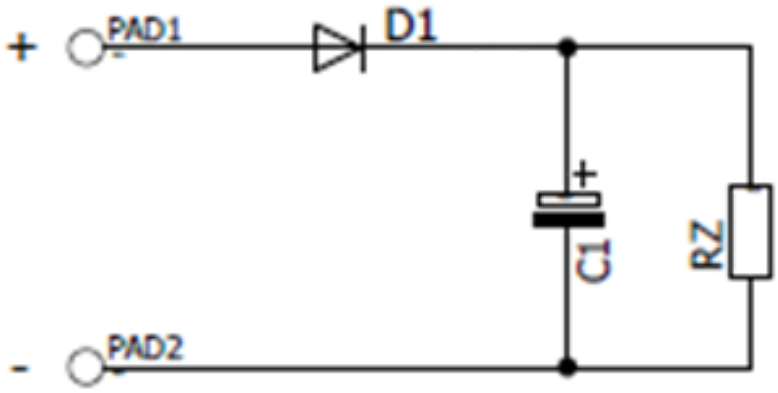
Obr. 2.3: Jednocestný usměrňovač

Průběh napětí z jednocestnéhoUSM:



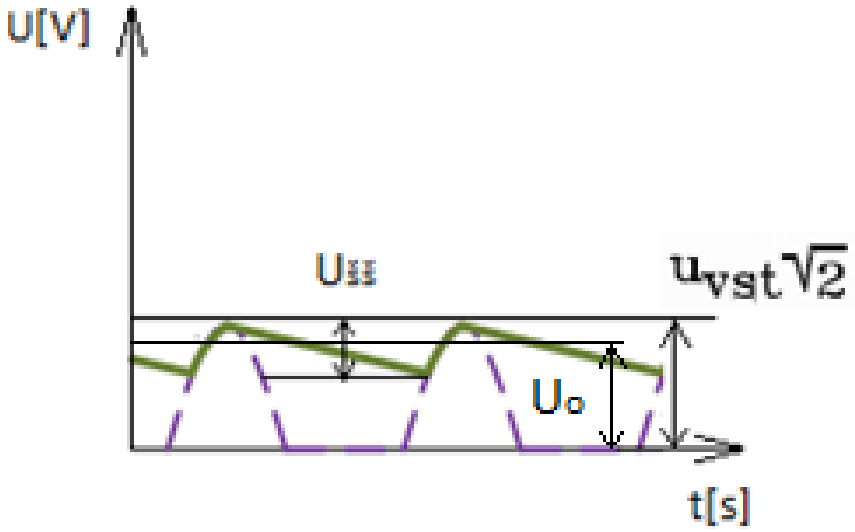
Obr. 2.4: Průběh napětí [2]

Pokud doplníme jednocestný USM o vyhlazovací kondenzátor, obdržíme, jak vidíme na obr. 2.5



Obr. 2.5: USM s filtrační kapacitou

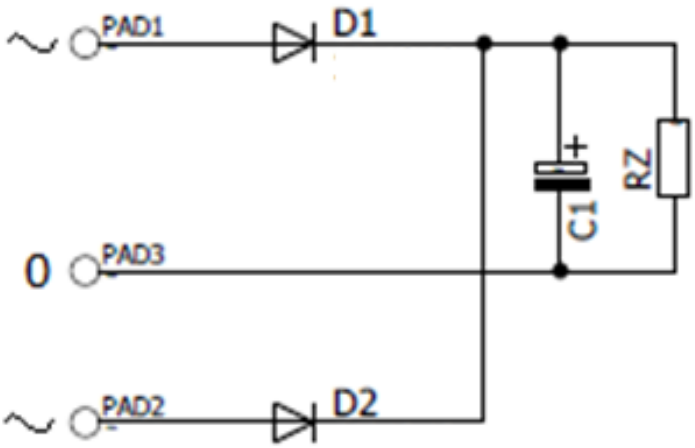
takovéto vyhlazené napětí, které odpovídá následujícímu průběhu.



Obr. 2.6: Průběh napětí jednocestného USM. s vyhlazovací kapacitou [2]

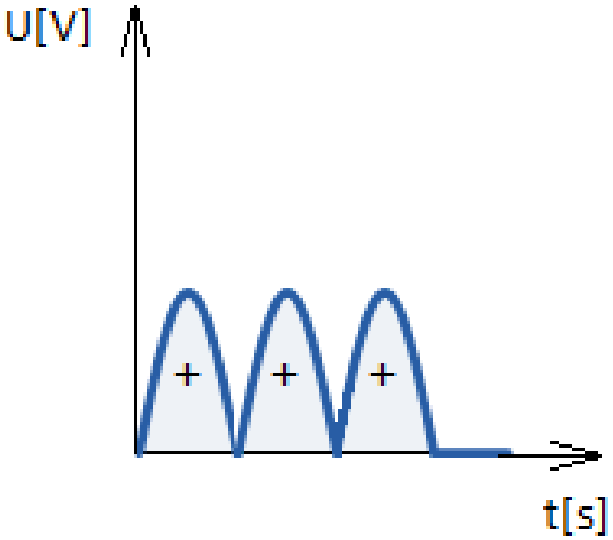
U_o je výstupní napětí z filtru, $U_{šš}$je napětí špička-špička.

Druhým typem USM je dvoucestný diodový usměrňovač, který oproti předchozímu využívá diody dvě. Navíc oproti jednocestnému USM potřebuje na vstupu transformátor s děleným sekundárním vinutím. Výhodou je že toto zapojení má dvojnásobnou síťovou frekvenci zvlnění, a o polovinu menší apmlitudu zvlnění při stejné velikosti vyhlazovacího kondenzátoru. Dvoucestný USM kromě propuštění kladné půlvlny invertuje i půlvlnu zápornou, tj. změní jí na kladnou, a dodá jí dále do zátěže.

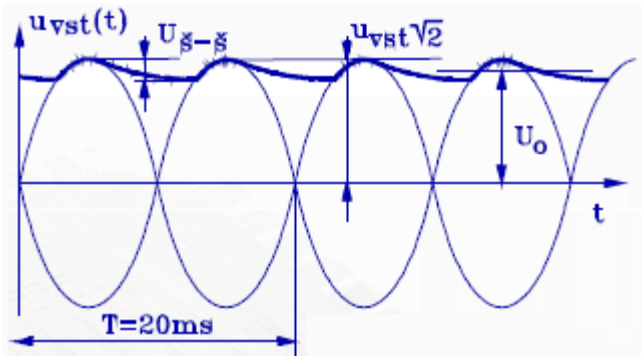


Obr. 2.7: Dvoucestný USM

Prostřední pin zde představuje neutrální výstup z transformátoru s děleným sekundárním vinutím.Průběhy bez, a s použitím vyhlazovací kapacity:

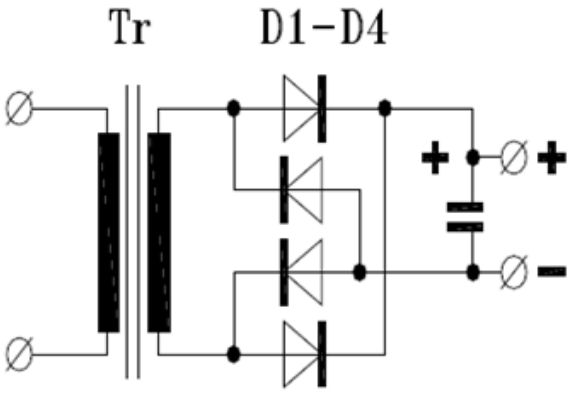


Obr. 2.8: Časový průběh napětí



Obr. 2.9: Časový průběh vyhlazeného napětí dvojcestného USM[1]

Třetí typ USM je tzv. Graetzův můstek. Ten se skládá ze čtyřech usměrňovacích diod, a oproti dvojcestnému USM nepotřebuje transformátor s děleným sekundárním vinutím.

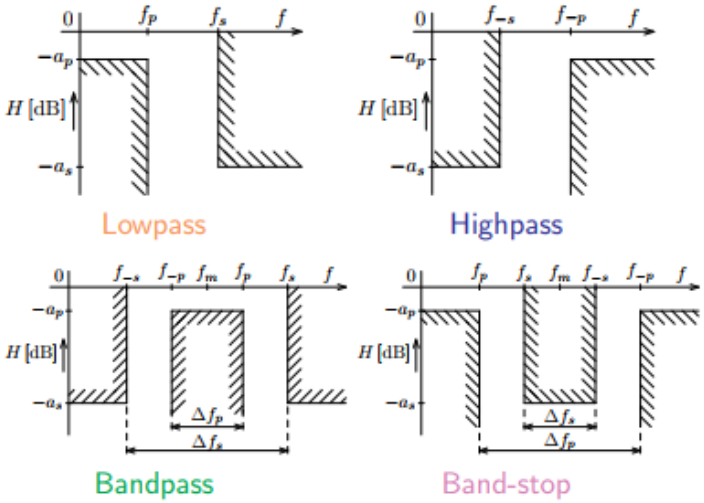


Obr. 2.10: Graetzův usměrňovací můstek s vyhlazovacím kondenzátorem

Co se diod v USM týká, volíme je podle největšího výstupního proudu, kvůli tepelnému zatížení. Jejich závěrné napětí by mělo být dvojnásobek špičkové hodnoty usměrňovaného napětí. Zajímá nás i doba vypnutí, tj. závěrného zotavení. Ta závisí na frekvenci usměrňovaného napětí, a bývá volena jako hodnota menší než 10% poloviny periody.

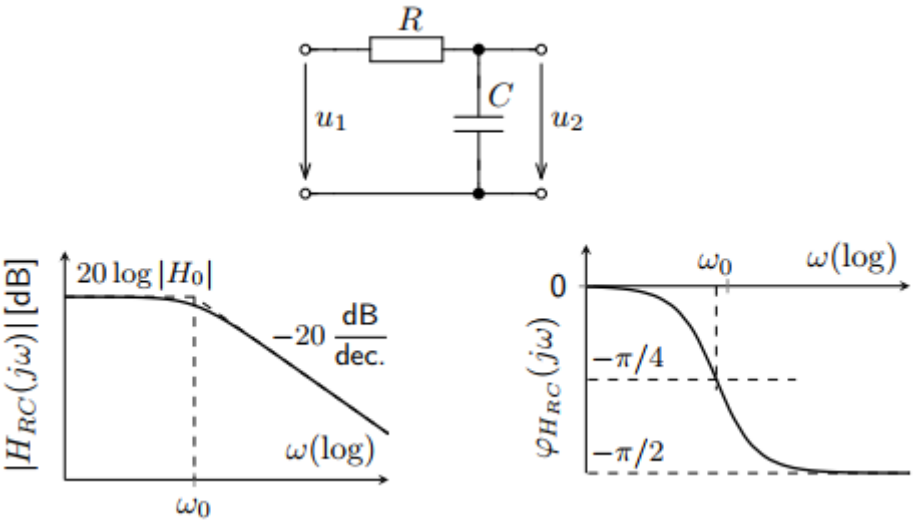
2.1.2 Filtry

Elektrická zařízení pro svojí správnou činnost, a bezpečnost provádějí filtrování různých parazitních signálů, respektive jejich kmitočtů. Od napěťových špiček při spínání např. indukčních zátěží, přes spínání tranzistorů, až po vyhlazování napětí a proudu z výstupu USM. Samozřejmostí jsou kromě vstupních filtrů také výstupní. Obecně filtry dělíme na horní, dolní a pásmovou propust. Existuje také inverzní typ k pásmové propusti, a tím je pásmová zádrž.



Obr. 2.11: Dělení filtrů podle frekvenční propustnosti

Frekvenční charakteristiky nám říkají jak se daný filtru reálně chová v okolí svojí mezní frekvence.



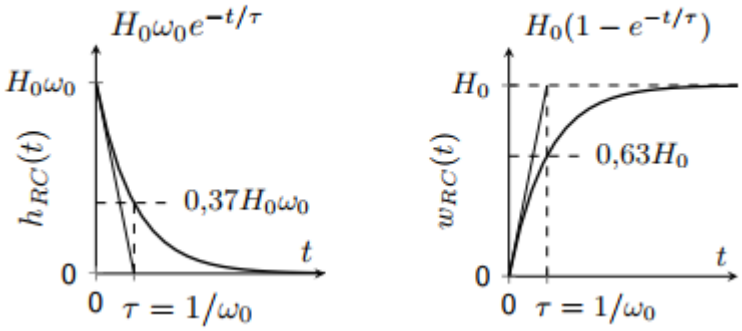
Obr. 2.12: Frekvenční charakteristika RC článku(převzato z[3])

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad [rad^{-1},\Omega,F] \tag{2.13}$$

kde ω_0 je mezní frekvence.

Systémová funkce je dána vztahem:

$$H_{(s)} = \frac{1}{1+sRC} \tag{2.14}$$



a) b)

Obr. 2.13: a) impulsní odezva filtru, b) přechodová charakteristika

S prvním filtrem, a sice typu RC, se setkáme hned ve vstupní části na výstupu z USM. Po filtračním kondenzátoru chceme, aby nás zbavil zvlnění, které se objevuje ve výstupním napětí právě z USM. To, jak velkou kapacitu zvolit, nám říká vztah (2.6):

$$C = \frac{kI_{výst}}{pU_{ss}} \quad [\mu F,mA,\%,V] \tag{2.15}$$

kde *C* je kapacita vyhlazovacího kondenzátoru, *k* je konstanta[9], $I_{výst}$ je výstupní proud zátěže, *p* je činitel zvlnění[10] a U_{ss} je výstupní stejnosměrné napětí.

[9] Pro jednocestný USM 600, pro dvoucestný 300.
[10] Dokonalé zvlnění = 0%, fyzikálně nerealizovatelné.

V praxi však až na výjimky nebývá jako filtrační prvek použit pouze kondenzátor, ale je použita kombinace indukčnosti a kapacity jako filtru LC. Také může být použita dioda, která v kombinaci s prvky R a C tvoří tzv. RCD ochranu proti napěťovým špičkám například při spínání indukčností v podobě transformátoru, motoru atd.. V neposlední řadě se může objevit také aktivní prvek v podobě tranzistoru jako aktivní filtr. Následující tabulka shrnuje základní druhy filtrů.

Filtry			
Pasivní			Aktivní
RC	LC	D,RCD,RDC,RC,TRA/D	kapacitní násobiče
jednoduché	jednoduché		zpětnovazební
kaskádní	kaskádní		kaskádní

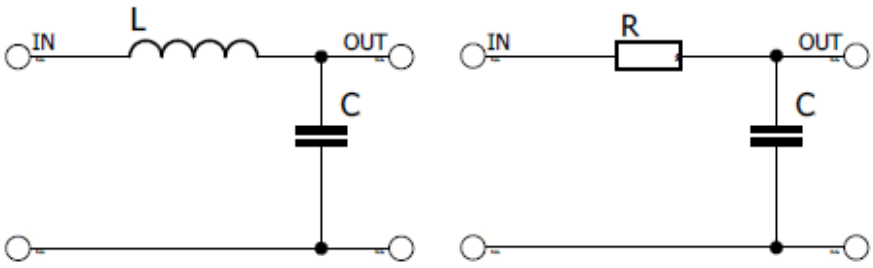
Tab. 2.2 Filtry

Zapojení RC a LC filtrů je vcelku jednoduché, protože se jedná v podstatě o klasické RC/LC články.Pasivní filtry fungují v širokém rozmezí kmitočtů (od jednotek kHz až po GHz) U každého filtru nás zajímá parametr činitel filtrace φ. Jedná se o bezrozměrnou veličinu, která je obecně definovaná jako podíl napětí špička-špička na vstupu filtru, a napětí špička-špička na výstupu. Obvykle volíme její hodnotu v řádech jednotek tisíců. Vypočítat činitele zvlnění můžeme i z hodnot filtrační kapacity, indukčnosti a odporu.

ProRC filtr: $$\varphi = \omega RC = 2\pi fRC \ \ [-,rad^{-1},\Omega,F] \quad (2.16)$$

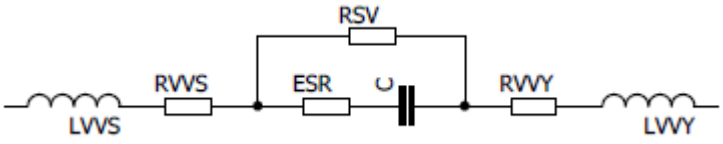
Pro LC filtr: $$\varphi = \omega^2 LC = (2\pi f)^2 LC \ \ [-,rad^{-1},H,F] \quad (2.17)$$

kde φ je činitel filtrace, ω je úhlová rychlost, R, L a C je odpor, kapacita a indukčnost.



Obr. 2.14: zapojení jednoduchého LC a RC filtru

Každá elektronická součástka vykazuje kromě svojí fyzikální veličiny, také parazitní vlastnosti. Obecně se dá říci, že každá reálná elektronická součástka je sérioparalelní kombinací prvků RLC.



Obr. 2.15: Příklad parazitních veličin u kondenzátoru

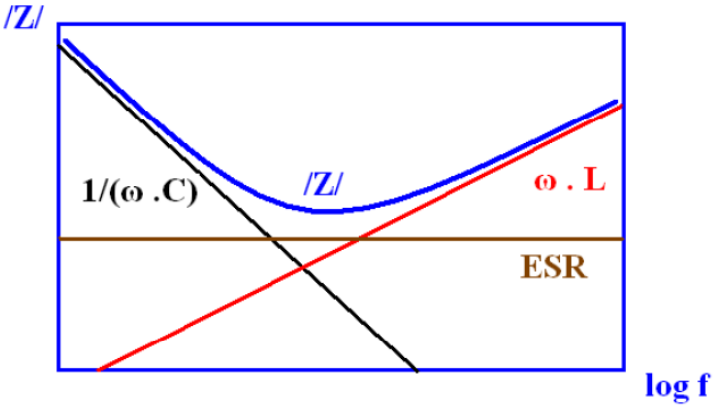
Velmi problémovým faktorem je u filtračních kondenzátorů a tlumivek tzv. ekvivalentní sériový odpor. Tento parametr hraje velikou roli v účinnosti filtru, a je zásadní hlavně u kondenzátoru.Tento parametr je dán z výroby, a jeho hodnota pro elektrolytické kondenzátory bývá 3Ω. Existují však i

nízkoztrátové elektrolytické kondenzátory s hodnotou ESR[11] 0.03Ω. Pro tantalové kondenzátory je jeho hodnota cca. 0.3Ω. Platí, že pokud má být filtr účinný, měla by platit podmínka: ESR <<X_C , kde je kapacitní reaktance.

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad [\Omega, rad^{-1}, F] \tag{2.19}$$

$$X_L = \omega L \quad [\Omega, rad^{-1}, H] \tag{2.20}$$

kde X_L induktivní reaktance.



Obr. 2.16: Průběh impedance LC filtru[1]

Z hlediska výstupního LC filtru pro vyšší frekvence nás zajímá také jeho rezonanční kmitočet, ze které můžeme vypočítat takové hodnoty L a C, které v LC filtru plní funkci sériového rezonančního obvodu. Ten odfiltruje vysoké frekvence na výstupu z usměrňovače za vf. snižovacím transformátorem, respektive utlumí je.

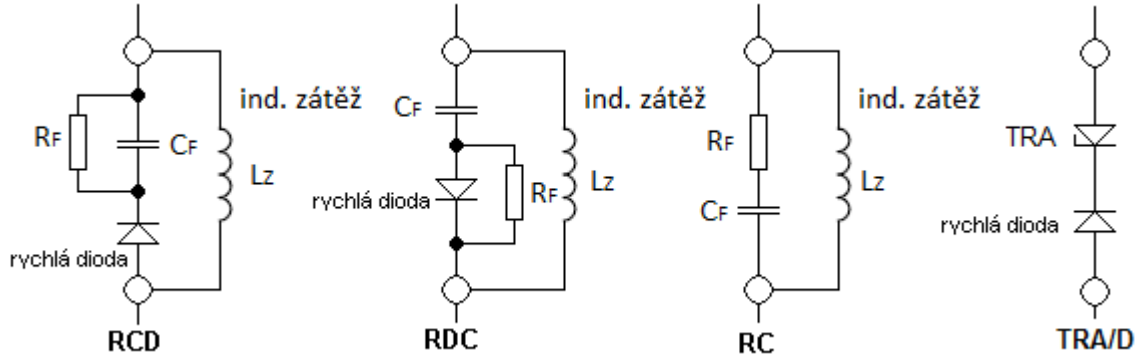
$$f_R = \frac{f_{SP}}{\sqrt{q+1}} \quad [Hz, Hz, -] \tag{2.21}$$

kde f_R je rezonanční frekvence, f_{SP}je spínací kmitočet a $q$je činitel vyhlazení (činitel filtrace)[ten bakalar].

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [Hz, H, F] \tag{2.22}$$

Z pasivních filtrů zbývá RCD, RDC a RC filtr[12] pro odstranění napěťových špiček. Tím se sníží spínací ztráty. Na obr. 2.14 vidíme jednotlivá zapojení. Obr. 2.15a pak srovnává časový průběh napětí s RC, a RCD filtru, a bez použití filtru při spínání induktivní zátěže. Simulace byla provedena programem LTSpice.

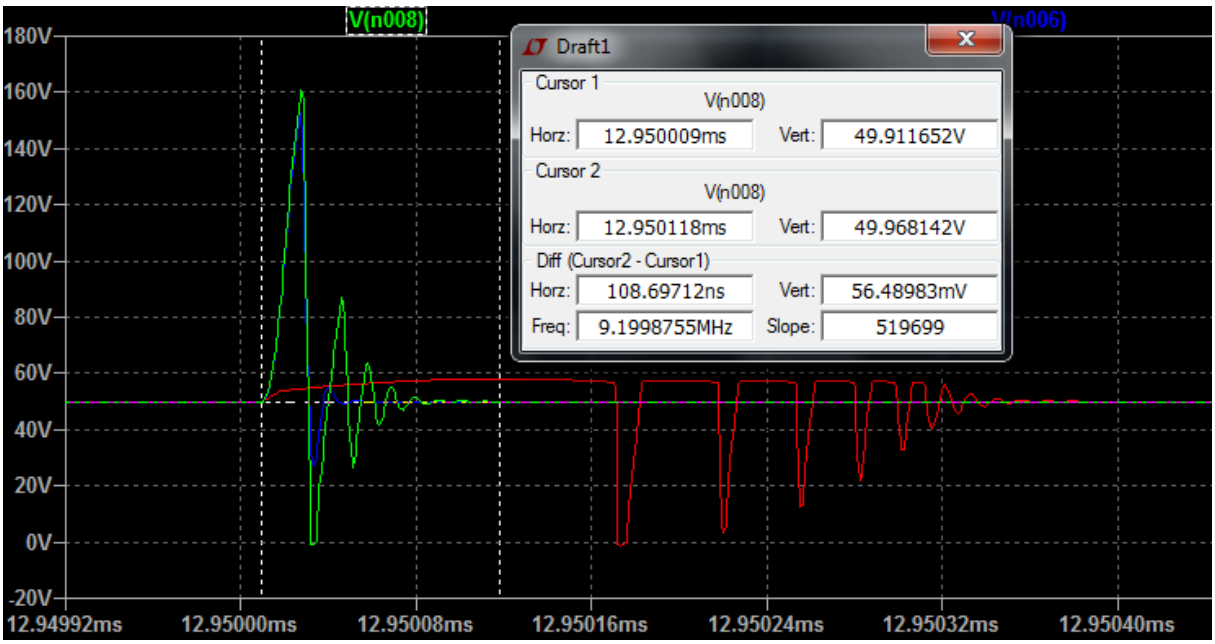
[11] ESR-Ekvivalentní sériový odpor.
[12] Typy filtrů pro odstranění přepěťových špiček se v literatuře také označují jako snubber.



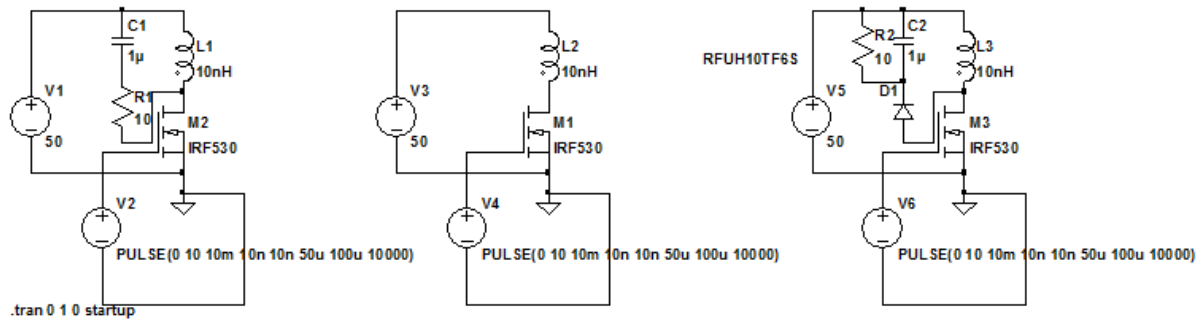
Obr. 2.17: Zapojení RCD a TRA/D ochrany, a další možnosti odstranění přepěťových špiček

Princip ochrany proti přepěťovým špičkám spočívá v tom, že se paralelně ke spínané zátěži, nebo spínacímu prvku (protože i na něm dochází vlivem parazitních indukčností a kapacit k vytvoření napěťových špiček) připojí ochranný RCD, RDC, nebo RC filtr. I přesto dochází k určitým ztrátám vlivem nabíjení kondenzátoru filtru. Filtrační princip na jednoduchém RC filtru je následující:

- při odpojení proudu spínačem (tranzistorem) dojde vlivem strmosti $L\frac{di}{dt}$ k vybuzení proti-napětí o vysoké špičkové hodnotě
- připojením RC filtru se však okamžitě proti-napětí transformuje na proud, nabíjející kondenzátor RC filtru, kde se uloží jako energie $W_C = \frac{1}{2}CU^2$ [J,F,V]
- velká část energie se však ztratí na R_F + R_{VVS}, a z toho odhadneme ztrátový výkon filtru: $P_F = W_C f_S$[W,J,Hz], kde f_s je spínací frekvence, který bude o něco výší vlivem zákmitů
- svorkové napětí zátěže tedy nedosáhne takové úrovně



a)

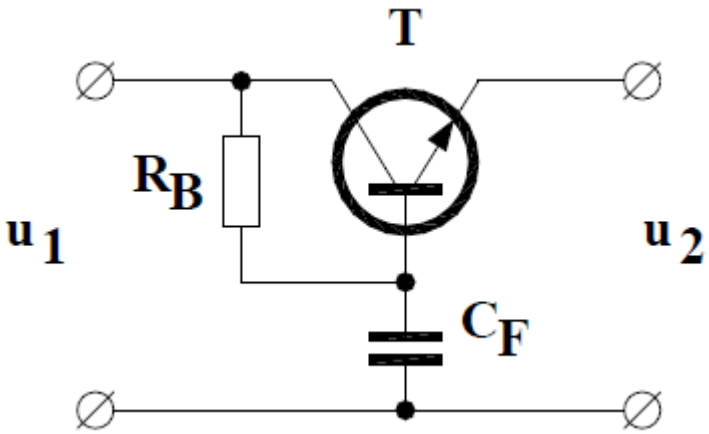


b)

Obr. 2.18:a)Spínaná zátěž bez filtru (zelená), s RC filtrem (modrá), a s RCD filtrem (červená), b) schéma zapojení

Precizní návrh RCD, nebo RC ochrany je poměrně zdlouhavý, nebudeme se jím dále zabývat, neboť v praxi se návrh provádí výběrem vhodného filtru, a jeho součástí na základě simulace, nebo tabulek, zabývající se touto problematikou.

Posledním typem filtru je filtr s aktivním prvkem, tranzistorem. Někdy se mu také říká násobič kapacity, protože



Obr.2.19: Aktivní filtr s bipolárním tranzistorem[1]

hodnota C_F je zde násobena proudovým zesilovacím činitelem h_{21e}.Nevýhodou aktivních filtrů oproti pasivním je počet součástek, ze kterých se skládají. Používají se spíše pro menší výkony.

Podmínkou pro efektivní funkci tohoto filtru je, aby napětí U_{CES} bylo nižší než hodnota napětí U_{CE}. Tranzistor pak pracuje jako zesilovač třídy A, ale to ovšem znamená nízkou účinnost a nejsou tedy vhodné pro filtrování zvlněného napětí výstupů výkonových zdrojů.[1] Podle vztahu (2.10) zvolíme odpor R_B, a podle (2.11) vypočteme výslednou kapacitu.

$$R_B = \frac{(U_1 - U_{BE} - U_2)h_{21e}}{I_{výst}} \ [\Omega, V, A, -] \qquad (2.23)$$

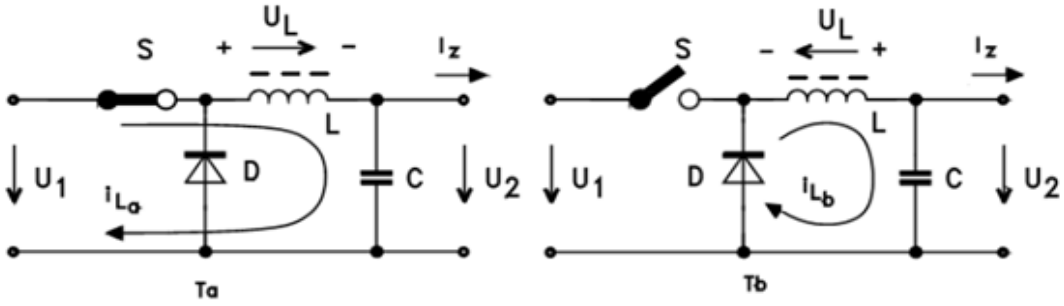
kde $R_B$je odpor nastavující pracovní bod tranzistoru, U_1 je vstupní napětí, U_{BE}je napětí báze-emitor, U_2 je výstupní napětí, h_{21e}je proudový zesilovací činitel a $I_{výst}$ je výstupní proud.

$$C_F = \frac{\varphi}{2\pi f R_B h_{21e}} [\Omega,V,A,-] \quad (2.24)$$

kde C_F je výsledná kapacita filtru a φ je požadovaný činitel filtrace.

2.1.3 Snižující měnič (step down konvertor)

Snižující měnič, také znám pod označením buckkonvertor má za úkol převést úroveň vstupního napětí na napětí nižší. Základní princip je vcelku jednoduchý a popisuje jej obr.1.



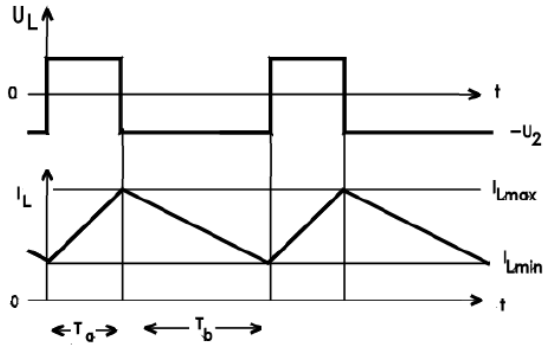
Obr.2.20:step down konvertor[1]

Princip je založen na spínání spínacího prvku, v tomto případě NMOS tranzistoru S, který je v první fázi sepnut, diodou D[13] neteče proud, a téměř celý výkon teče přes cívku L do zátěže. Cívka je nyní spotřebičem. Podle teorie přechodových jevů na prvku L dochází vlivem indukčnosti k pozvolnému růstu proudu skrze tento prvek, a zároveň ke spojitému poklesu napětí. Zároveň se nabíjí i kondenzátor C. Ve druhé fázi je tranzistor S rozepnut, a proudI_{LB} se uzavírá přes diodu a cívku, která se stala zdrojem. Dochází tím ke snížení výstupního napětí měniče oproti napětí vstupnímu. Celý cyklus se opakuje. Cívka L a kondenzátor C zde tedy slouží jednak jako funkční prvky měniče, dochází mezi nimi k přelévání energie, a zároveň dle jejich velikosti můžeme dostát zadaným parametrům, jako je maximální zvlnění proudu a výstupního napětí. Pro úplnost dodejme, že pro zvýšení účinnosti lze místo diody použít další MOSFET tranzistor, který se bude spínat v protifázi vzhledem k prvnímu tranzistoru. Pozor, nesmí dojít k současnému sepnutí obou tranzistorů, výsledkem by byl zkrat. Výstupní napětí je zhruba rovno vztahu[14]2.6.

$$U_2 = kU_1 \frac{T_a}{T_a+T_b} [V,-,V,s,s] \quad (2.25)$$

Kde U_2 je výstupní napětí měniče, U_1 je vstupní napětí, T_a je doba log. 1 a T_b je doba log. 0. Konstanta k je korekční člen, a je menší než jedna. Vliv na to mají jak ztráty vznikající na obvodových prvcích měniče, tak i průběh budícího napětí. U ideálního měniče by byl roven 1. V praxi se však korekční člen zanedbává.

[13] Dioda D je Schottkyho dioda. Důvodem je její rychlost otevírání a zotavování.
[14] Je potřeba brát úbytky napětí a ESR na reálných součástkách. Zdroji úbytků jsou cívka a systém omezení proudu.



Obr. 2.21: Časové průběhy napětí a proudu cívkou step down měniče (převzato z [1])

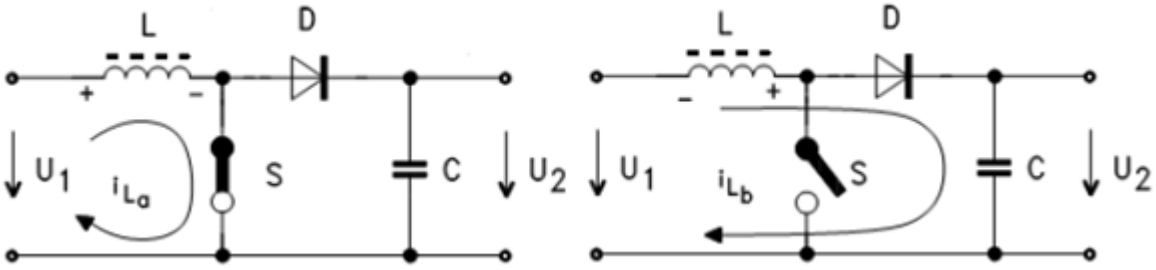
Velikost indukčnosti se spočítá jako:

$$\Delta i_L = \frac{U_2}{L} T_B \ [A,V,H,s] \tag{2.26}$$

kde Δi_L je změna proudu protékající cívkou, U_2 je výstupní napětí, L je vlastní indukčnost cívky a T_B je doba, po kterou je spínací prvek rozepnut.

2.1.3Zvyšující měnič (step up konvertor)

Zvyšující měnič má za úkol zvýšit výstupní napětí oproti napětí vstupnímu. Je-li tranzistor sepnut, tj. je v aktivní době, proud cívkou se začne zvyšovat, a zároveň na ní začne klesat napětí. Tím na ní dochází k akumulování energie. Jakmile dojde k rozepnutí tranzistoru,naakumulovaná energie se přičte ke vstupnímu napětí, a tím se na výstupu oproti vstupu napětí zvýší.



Obr.2.22 Step up konvertor(převzato z[1])

Při sepnutém stavu je vlivem narůstajícího proudu cívkou dochází k akumulaci energie:

$$\Delta W_{La} = \frac{1}{2} L I_{La}^2 \ [J,H,A] \tag{2.27}$$

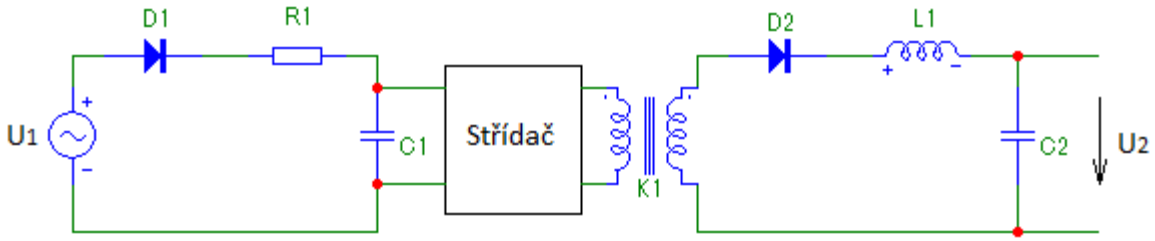
kde ΔW_{La} je změna energie cívky při sepnutém spínači, L je vlastní indukčnost a I_{La}je proud cívkou při sepnutém stavu.

$$U_2 = k U_1 \frac{T_a + T_b}{T_b} \ [V,-,V,s,s] \tag{2.28}$$

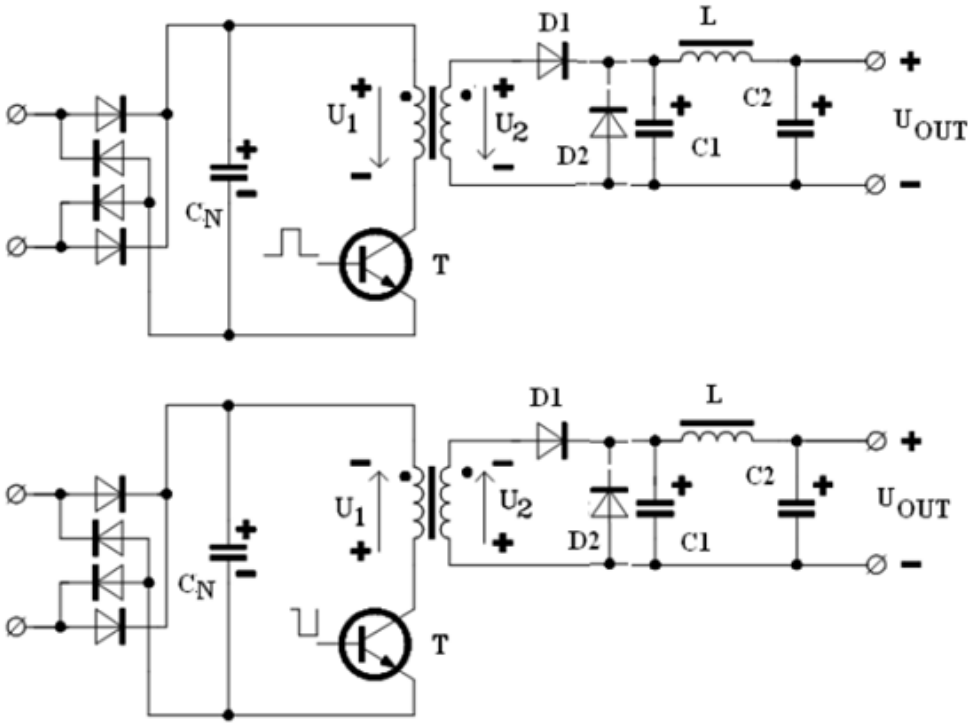
kde U_2 je výstupní napětí, k je korekční konstanta, U_1 je vstupní napětí a T_a je doba log. 1 a T_b je doba log. 0.

2.1.4 Měnič s transformátorem (Flyback konvertor)

Tyto zdroje používají místo jednoduchého induktoru pulzní transformátor. Protože zde platí, že spínací frekvence je daleko vyšší (standardně desítky, až stovky kHz), než-li u klasického transformátoru[15], rapidně se tím tak zmenšuje velikost transformátoru, respektive jeho jádra, a tím pádem i jeho cena. Zmenšení jádra je dáno, tím při vyšší frekvenci se za stejný čas přenáší přes magnetické jádro méně energie, než při frekvenci nižší. Samozřejmě výsledná zařízení, kde jsou vf. transformátory použity mohou být celkově daleko menší. Další výhodou použití této koncepce je galvanické oddělení primární (řídicí), a sekundární strany. U všech pulzněspínaných zdrojů, které pracují na vysokém spínacím kmitočtu se zde však objevuje nutnost ošetření rušení, které je produktemstrmosti proudu na spínané indukčnosti.



Obr.2.23: Princip spínání pulzního transformátoru



Obr. 2.24: Flyback konvertor (převzato z [1])

[15] Klasické transformátory na pracovní síťové frekvenci 50Hz

Je-li tranzistor T sepnut, začne narůstat proud v primární cívce, a klesat napětí. Změna proudu v primární cívce vyvolá magnetický tok v magnetickém obvodu transformátoru, a tím pádem se na sekundární straně bude indukovat napětí. Vlivem zapojení sekundárního vinutí se na něm objeví napětí stejné polarity, dioda začne při překročení napětí $U_F$vést. Dále je funkce totožná s principem snižujícího měniče. Rozeberme nyní funkci transformátoru.

Změna magnetického toku vyvolaná proudem primární cívkou je dána:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \mathrm{L}_1 \frac{\mathrm{dI}_1}{\mathrm{dt}} \ [W_b/s,H,A/s] \tag{2.29}$$

kde $d\phi/dt$je změna magnetického toku, L_1 je vlastní indukčnost vinutí a dI_1 změna proudu v cívce.

Střídavý magnetický tok vyvolá na sekundárním vinutí indukované napětí, které je při harmonickém buzení[16]rovno vztahu:

$$U_{i2} = -4{,}44\phi_M f N_2 \ [V,Wb,Hz,-] \tag{2.30}$$

kde U_{i2} je indukované napětí na sekundárním vinutí, ϕ_M je amplituda magnetického toku jádra, f je frekvence buzení, a N_2 je počet závitů sekundárního vinutí.

Při neharmonickém buzení je průběh indukovaného napětí složitější.

U návrhu transformátoru vycházíme jednak z činného výkonu, tj. reálný výkon, který dále zpracujeme v například v našem generátoru, ale musíme počítat i s výkonem jalovým, to znamená s takovou složkou zdánlivého výkonu, která nám zajišťuje samotný chod transformátoru. Co je ještě horší, je fakt, že i část činné složky proudu nám pokrývá tzv. ztráty v železe, a proto je celkový vstupní proud ještě větší. U relativně nižších výkonů, jako v případě našeho zařízení, to však není takový problém.

Pro výpočet zdánlivého výkonu transformátoru použijeme vztah:

$$S_{z2} = U_2 . I_2 \ \ [V,A] \tag{2.31}$$

kde S_{z2} je zdánlivý výkon, U_2 je jmenovité výstupní napětí a I_2 je jmenovitý výstupní proud.

Činný výkon transformátoru je pak dán:

$$P_{z2} = U_2 I_2 cos\varphi \ \ [V,A,-] \tag{2.32}$$

kde P_{z2} je činný výkon, U_2 je jmenovité výstupní napětí a I_2 je jmenovitý výstupní proud a $cos\varphi$ je účiník. Připomeňme, že transformátor potřebuje ke svojí činnosti jalový výkon.

$$Q = UIsin\varphi \ \ [Var,V,A,-] \tag{2.33}$$

kde Q je jalový výkon,U je efektivní hodnota napětí a Ije efektivní hodnota proudu.

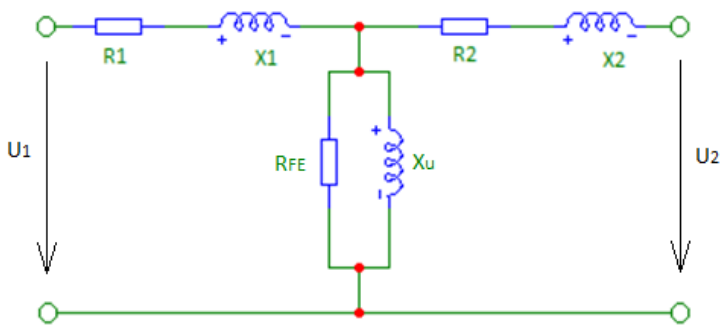
Důležitým parametrem transformátoru je jeho transformační poměr. To nám říká, zda transformátor zvyšuje napětí nebo snižuje. Transformační poměr vychází z počtu závitů primárního i sekundárního vinutí. Je-li p > 1, jedná se o snižující transformátor, a naopak v případě, že p < 1 jde o zvyšující. Ve stejném poměru, avšak inverzně dochází k převodu proudů. Tím je zajištěna podmínka

[16] Vstupní budící napětí má sinusový průběh.

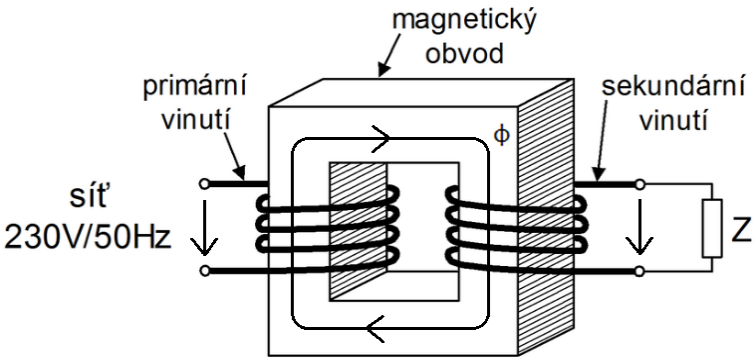
$P_1 \sim P_2$. Určitá část výkonu se však vlivem ztrát v železe, a na vinutí, přemění na teplo, a proto je rovnost výkonů přibližná.

$$p = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} \ [\text{-,-,V,A}] \tag{2.34}$$

kde p je transformační poměr, N_1, N_2 je počet závitů primárního a sekundárního vinutí, U_1, U_2 je vstupní a výstupní napětí a I_1, I_2 je vstupní a výstupní proud.



Obr. 2.25: Náhradní schéma transformátoru



Obr. 2.26: Jádro transformátoru

Na závěr uveďme, že co se přenosu energie, respektive jeho efektivity týká, zavádíme parametr *k*, nebo-li koeficient vazby. Ten charakterizuje vlastnosti magnetického obvodu, respektive jeho materiál a vzdálenost mezi oběma cívkami. Nabývá hodnot mezi 0 a 1[17]. Vazební koeficient souvisí se vzájemnou indukčností, tj. v podstatě mírou interakce mezi primární a sekundární cívkou.

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad [\text{H,-,H,H}] \tag{2.35}$$

kde Mje vzájemná indukčnost.

Za použití vzájemné indukčnosti a proudu primární cívkou vypočítámemagnetický tok v sekundární cívce, a z něho indukované napětí na sekundární cívce.

$$N_2 \phi_{21} = M_{21} I_1 [\text{-,Wb,H,A}] \tag{2.36}$$

kde ϕ_{21}je magnetický tok protékající sekundární cívkou.

[17] Idealizovaný přenos energie v magnetickém jádru. Fyzikálně nerealizovatelné. V praxi hodnota 0.95-0.98.

Indukované napětí naprázdno na sekundární cívce je potom dle vztahu (2.22) rovno:

$$\Delta u_{i21} = -N_2 \frac{\Delta \phi_{21}}{\Delta t} \text{ [V/s,-,}W_b/s\text{]} \tag{2.37}$$

Přidáním zátěže na sekundární stranu, tj. sekundárním vinutím protéká proud, a tím dojde k vytvoření magnetického toku sekundární cívkou. Opět dojde k naindukování napětí, ale tentokrát v primární cívce. Výsledný magnetický tok se po ustálení přechodového jevu podílí na indukování napětí jak v cívce primární, tak sekundární.

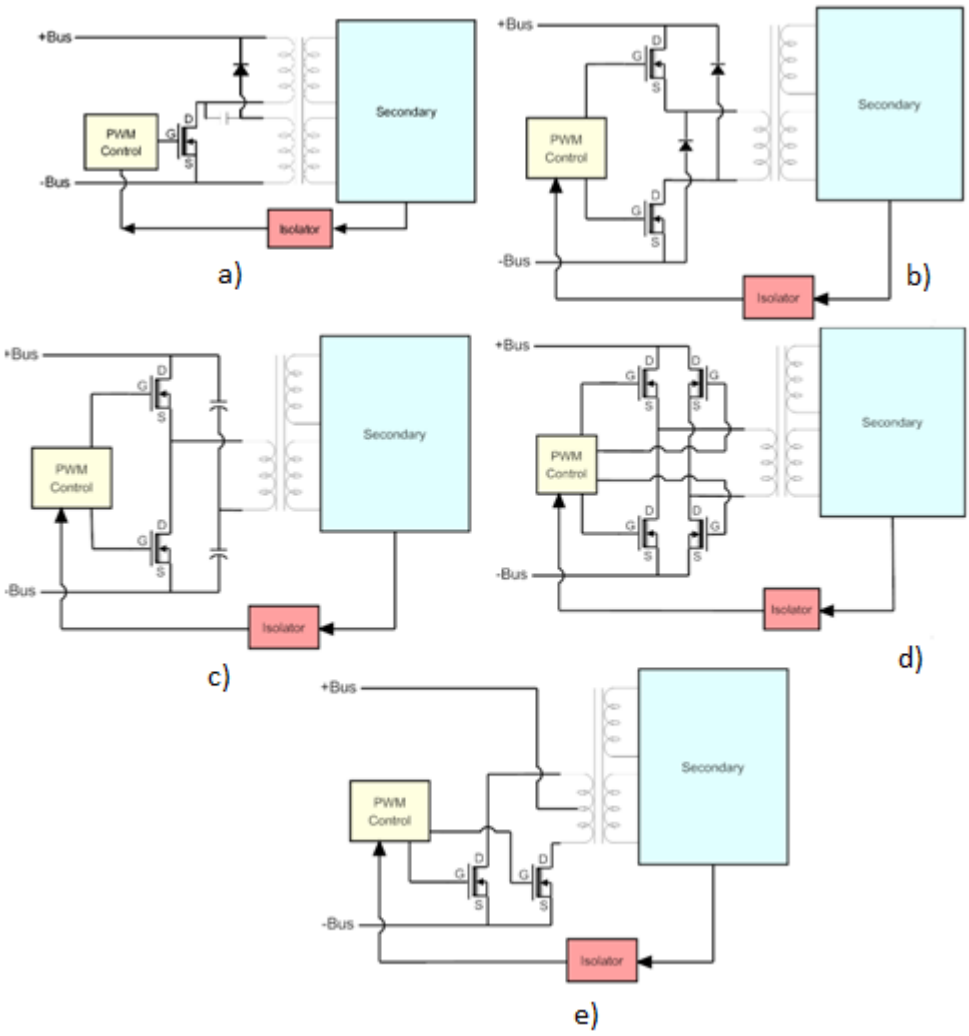
$$\phi_C = \phi_1 - \phi_2 \quad \text{[Wb]} \tag{2.38}$$

kde $\phi_C$je celkový magnetický tok protékající oběma cívkami, ϕ_1 je to vyvolaný primární cívkou a ϕ_2 sekundární.

Nyní uveďme způsoby ovládání transformátoru. A to ne z hlediska tvaru budicího signálu, ale z hlediska obvodového zapojení.

- jednotranzistorové řízení
- dvoutranzistorové řízení
- polomost
- plný most (H-můstek)
- push-pull

Na závěr uveďme, že nejefektivnější způsob řízení je reprezentován H-můstkem, díky možnosti řízení toku proudu, avšak z hlediska počtu obvodových součástek se jedná o nejhorší řešení. Kompromisem mezi efektivním řízením, a počtem součástek je zapojení push-pull, které je velmi často používáno. Obr. 27 ilustruje všechny typy zapojení.

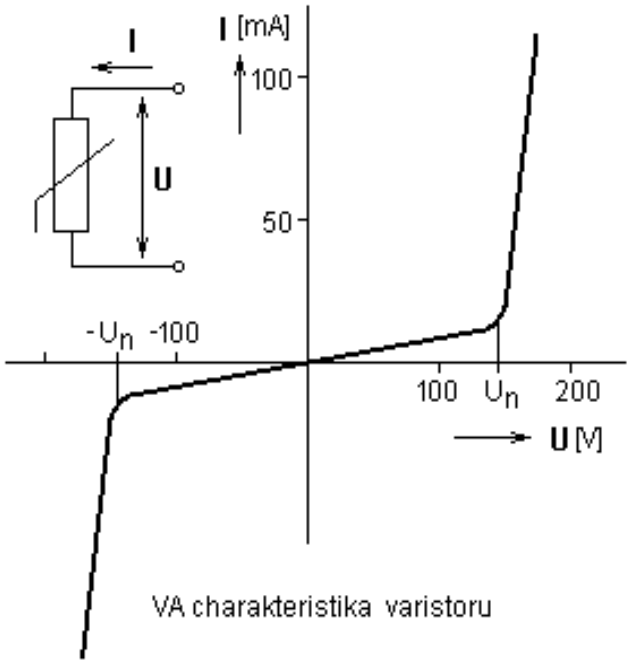


Obr. 2.27: Řízení vf. transformátoru(převzato z[4])

2.1.5 Výstupní ochrany

Z hlediska bezpečnosti je důležité , aby každé zařízení mělo přepěťovou, a zkratovou ochranu. Přepěťová ochrana by měla být vícevrstvá, nebo-li kaskádní. To znamená že je za sebou řazeno více ochran. Každá vrstva by měla přepětí snížit o normou danou hodnotu.

V praxi se požívají plynem plněné bleskojistky, supresorové diody, nebo například varistory, což jsou napěťově závislé odpory. Obecný princip funkce je takový, že při překročení určité hodnoty napětí dojde k razantnímu snížení elektrického odporu součástky, a vlivem nárůstu procházejícího proudu dojde k poklesu napětí, respektive přepětí.Chvilkový proud, který může při přepětí ochranou téci je v řádech stovek ampér. Ochranná napětí jsou v řádech jednotek, až tisíců voltů.



Obr. 2.28: V-A charakteristika varistoru

2.2Druhyelektrických zdrojů

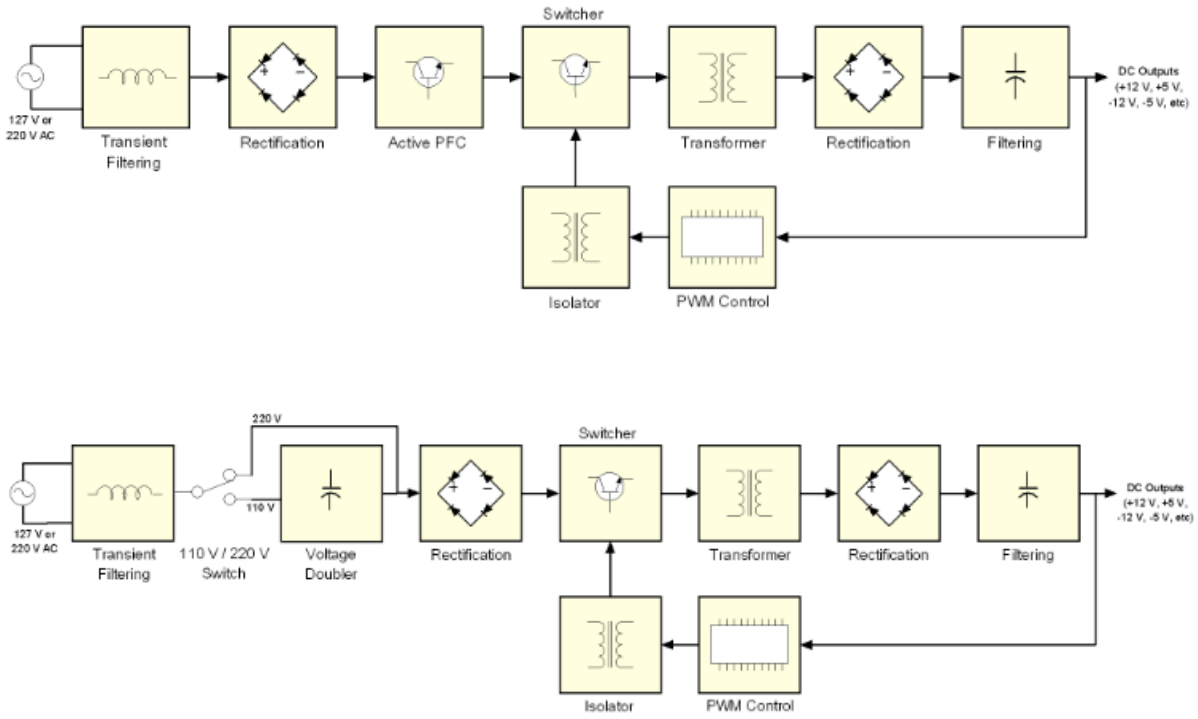
Zde si popíšeme různé typy zdrojů, jejich použití, a funkci.

2.2.1 Laboratorní zdroje

Jak již víme, dělíme druhy elektrických zdrojů podle toho, kde a jak je chceme využívat. Mezi často používané zdroje elektrické energie patří laboratorní zdroje, které jsou schopny poskytnout stejnosměrné napětí v rozsahu 0V až cca. 30V (některé až 50V), a proud až několik desítek ampér. Stejně jako následující typ, má i laboratorní zdroj implementovanou vstupní část skládající se s galvanického oddělení od sítě 230V. Stejně tak vstupní a výstupní filtry ochranu proti přetížení. Vyznačují se celkem vysokou mírou přesnosti, a tím pádem i relativně vysokou cenou. Mohou být jedno, nebo více kanálové.

2.2.2 Počítačové zdroje (PSU)

Dalším typem zdroje v el. technice jsou počítačové zdroje PSU. Jedná se spínaný zdroj, který převádí síťové napětí 230V na stejnosměrné napětí a následně ho pomocí snižujícího pulzního měniče upraví na požadovaná napětí, jak je popsáno v tabulce 1.



Obr. 2.29: Zapojení ATX

Nakonec se výstupní napětí vyhladí na požadovanou úroveň. Na rozdíl od laboratorních zdrojů nejsou za normálních okolností uživatelem regulovatelné, a neposkytují takový výkon jako zdroje laboratorní. Jejich obrovskou výhodou je však relativně nízká cena, nízká hmotnost, a také skladnost. V minulosti byla jejich další nevýhoda to, že pokud k nim nebyla připojena zátěž, nespustily se. To je dnes řešeno implementovanou odporovou zátěží. Zdroj je tak možné zapnout "naprázdno", a to například pro vývojovou činnost, nebo měření. Stačí pouze přivést ovládací signál[18] na GND zdroje.

PSU jednotky standardně dodávají tyto napěťové hladiny, a příslušné proudy:

PSU napěťové hladiny [V] - ATX 300W					
+12	-12	+5	-5	3,3	5VSB
Dodávané proudy [A]					
12	0,8	30	0,3	20	cca. 2,5

Tab. 2.3 Proudy ATX

+12V je zpravidla použito pro napájení chladícího větráčku, +5 V a +3,3V je rezervováno pro napájení logiky. Záporné hodnoty jsou zde pro napájení operačních zesilovačů, napěťových referencí a ostatních analogových periferií.

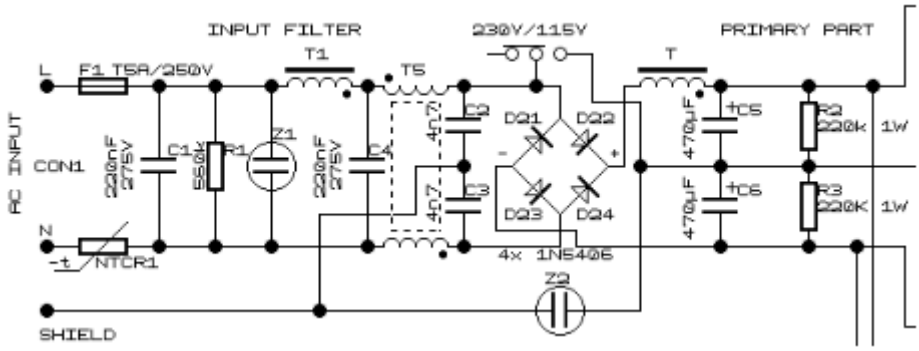
Pro úplnost dodejme, že některé zdroje (převážně firmy Seasonic) používají pro každé výstupní napětí vlastní transformátor. Běžně se však používá jeden transformátor, který má na sekundárním vinutí více odboček pro jednotlivá napětí.

Jako zdroj el. energie jsem vybral právě jednotku PSU, a to nejenom díky možnosti použít různé úrovně napětí pro další obvody, ale i kvůli problémům s dodavatelem vf. transformátoru pro vstupní

[18] Řídicí signálový vodič bývá označen fialovou barvou

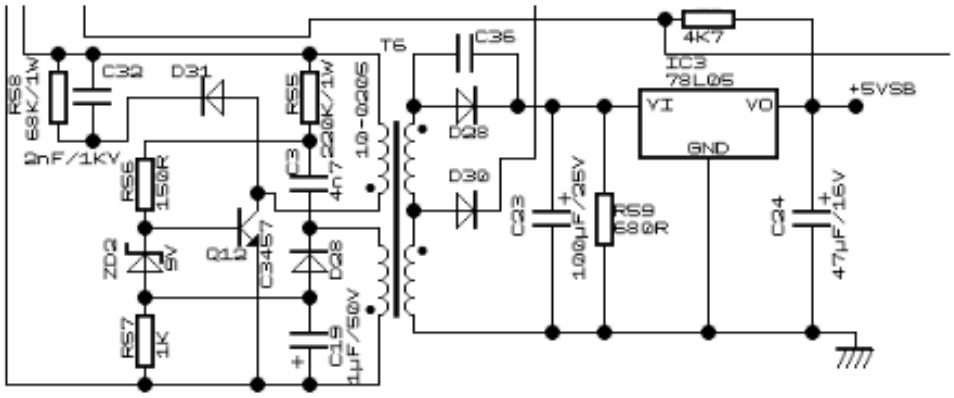
část generátoru, který jsem sice zadal do výroby s požadovanými parametry, ale nakonec se výroba neuskutečnila.

Konkrétně zdroj ATX s výkonem 300 W. Existují sice i zdroje s daleko vyšším výkonem, ale tomu odpovídá i jejich vysoká cena. Součástí zdroje je ventilátor, který chrání spolu s pevnými chladiči součástky proti poškození teplem.



Obr.2.30: Vstupní část PC zdroje ATX[5]

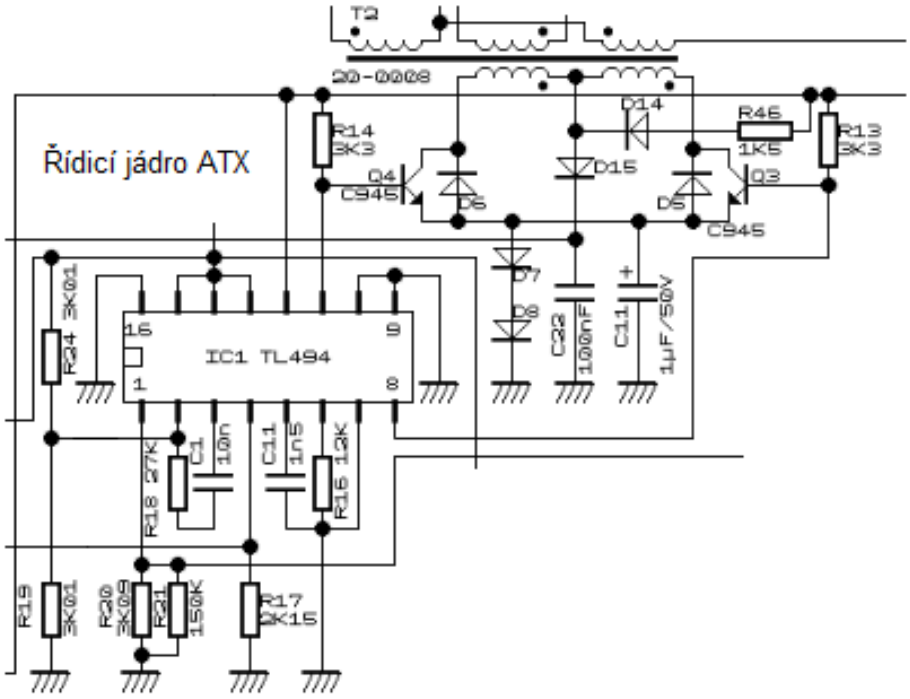
Vstupní část zdroje se skládá z pojistky F1, která chrání zbytek sítě 230V před zkratem zdroje.Vstupní střídavé napětí může nabývat hodnot v rozsahu cca. 90 V -240 V. Toto napětí se usměrní pomocí Graetzova můstku na cca. 324 VDC. Následují filtrační obvody v podobě LC filtrů. Dále popřípadě odporový dělič napětí. Ten je zde kvůli ochraně těch součástí, které nejsou dimenzovány na napětí 230 V, ale jenom na 115V. ATX zdroj musí obsahovat pomocný rozběhový transformátor, který jednak dodá +5 VSB, ale i napětí Vcc[6].Hodnota napětí +5 VSB je tzv. "stand-by power", která slouží jako záložní zdroj procmos paměti a další periferie PC, které musí zůstat pod napětím. Tento záložní transformátor slouží také jako rozběhový zdroj pro jednotku PSU, respektive pro její řídicí autonomní[19] obvod TL494, který pomocí PWM generuje obdélníkové řídicí signály, které ovládají pulzní vf.transformátor, který následně vyrábí dané napěťové hladiny. VSB transformátor dodává +5 V i v případě, že je PSU vypnuté. PSU ale musí být zapojeno do sítě 230 V. Pro úplnostdodejme, že záložní transformátor je řízen vlastním astabilním klopným obvodem, který dodává transformátoru žádaný pulzní řídicí signál. Tento transformátor však není navržen na co nejvyšší účinnost, a jeho nevýhoda je, že pracuje pořád, i v zapnutém stavu.



Obr. 2.31: Zapojení záložního transformátoru (převzato z [5])

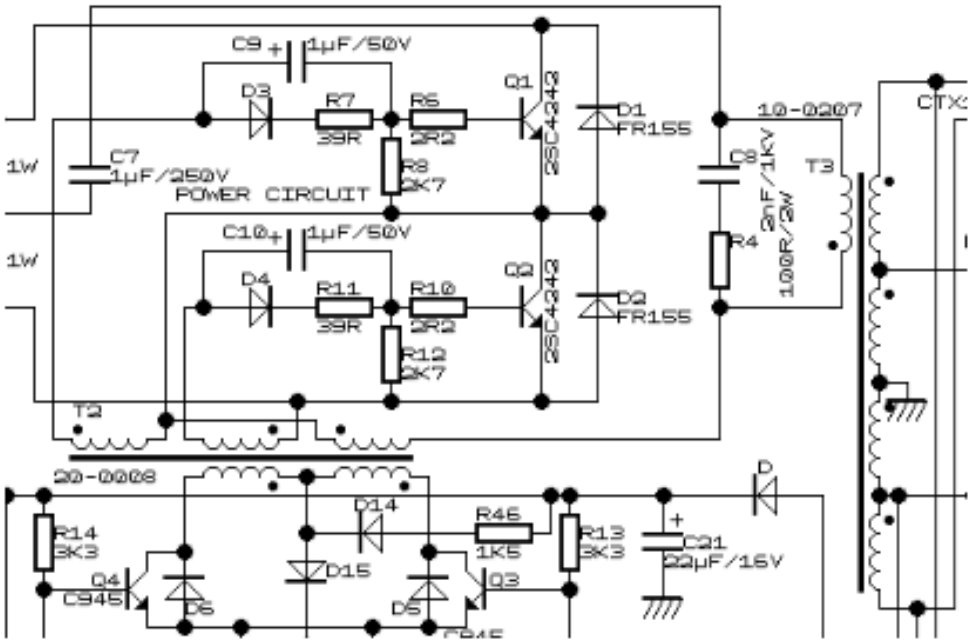
[19] Obvod se o řízení transformátoru stará sám, bez vnějšího zásahu, například od mikropočítače.

Jak bylo zmíněno výše, řídicí obvod ATX zdroje je obvod TL494, nebo také KA7500. Obvod zpravidla řídí oddělovací transformátor, který teprve ovládá vf. výkonový transformátor.



Obr.2.32: Obvod TL494, a jeho připojení k izolačnímu transformátoru(převzato z[5])

Rozhraní mezi výkonovým, a oddělovacím transformátorem je na obrázku. Transformátor je řízen v módu "push-pull". Důvod, proč se používá izolační mezistupeň je oddělení obvodů od vysokého napětí. Tzv. galvanické oddělení může být realizováno také optočlenem.



Obr. 2.33:Výkonové rozhraní mezi izolačním a výkonovým transformátorem[5]

Část tohotorozhraní je zodpovědná za převod stejnosměrného usměrněného napětí na obdélníkové, a následně jeho přivedení na hlavní výkonový transformátor. Konverzi napětí dělají tranzistory Q1 a

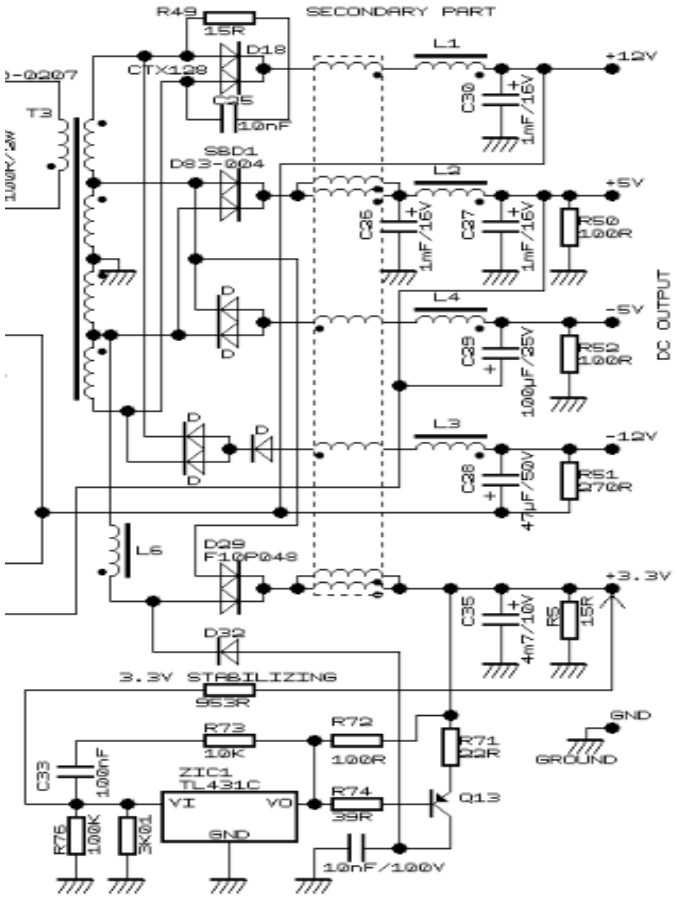
Q2, které spínají v proti-fázi vůči sobě. Tím se na transformátor T3 dostane napěťový impulz, a tím pádem i proudový impulz, který jednak vybudí jeho primární vinutí, a zároveň se tím nabije kondenzátor C7, který je k primárnímu vinutí (pomineme-li ochranný špičkový RC filtr) připojen v sérii, a zároveň je připojen na umělý střed. C7 se totiž nabije na rozdíl potenciálu jeho svorek. Jakmile se tranzistory Q1 a Q2 vystřídají v aktivní době, náboj nahromaděný na C7 se v podobě proudu vydá zpět přes primární vynutí T3 vlivem připojení opačné polarity. Toto je ve zkratce algoritmus spínání. Je-li zdroj zapojen do sítě, avšak není zapnut, tranzistory Q3 a Q4 jsou oba v sepnutém stavu, a zkratují vinutí pomocného oddělovacího transformátoru. Tím se žádné napětí nedostane na výkonový stupeň.

Dále následuje výstupní část opět s filtračním subsystémem. V něm se výstupní napětí měří kvůli podpětí a přepětí. Tento zpětnovazební signál pak ovlivňuje obvod TL494, který celý systém řídí, a který se jemnou změnou PWM střídystabilizuje výstupní napětí na žádané hodnotě. K této stabilizaci dochází mírným prodloužením budicího impulzu v případě,že je detekováno podpětí. V praxi to však není zcela pravda, protože výstupní napětí PC zdrojů se zátěží kolísají. Pro napájení obvodůcitlivých na výkyvy napájecího napětí je potřeba použít lineární stabilizátory. Co se parametrů zdrojů týká, je potřeba je brát s menší rezervou. Ne vždy jsou štítkové hodnoty přesné, a zdroj tak může dodávat vyšší, nebo naopak nižší výkon.

Kromě regulačních obvodů a smyček, které hlídají napěťové výkyvy, zde jsou také ochranné obvody, které chrání před zkratem. Celý algoritmus ochrany je možné najít ve zdroji[8]. Co je však dobré zmínit, že zdroj se při zkratu zablokuje, a tato blokace trvá i po tom, co se zkrat odstraní. Je proto nutné zdroj vypnout, a opět zapnout.

Je dobré také zmínit funkci PFC[20] obvodu. Ten snižuje odebírání proudových špiček 90, a 270 stupňů elektrických, tj. maximu a minimum sinusového průběhu napětí, a zároveň tím zajišťuje prodloužení doby odběru proudu. Odebíraný proud se blíží co nejvíce sinusovce, která je relativně ve fázi s napětím sítě. Nedochází tak k deformaci napětí sítě[8].

[20] Obvod pro řízení účiníku a jeho korekce, aktivní síťový filtr.



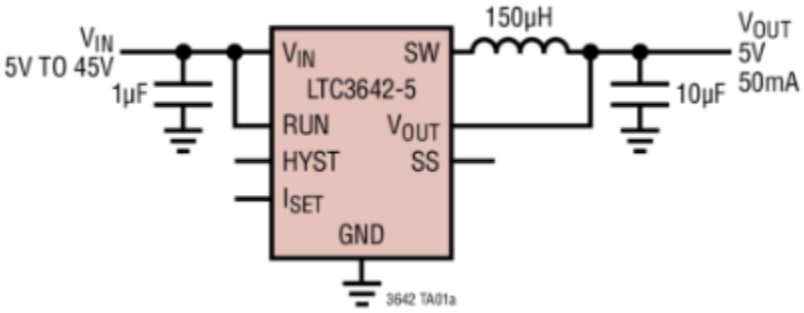
Obr. 2.34:Výstupní část ATX zdroje (převzato z [5])

Výkony zdrojů ATX jsou dnes rozmezí od 200 W, až do 1 kW. Samozřejmě s vyšším výkonem roste i cena zdroje.

2.2.3 Ostatní typy spínaných zdrojů

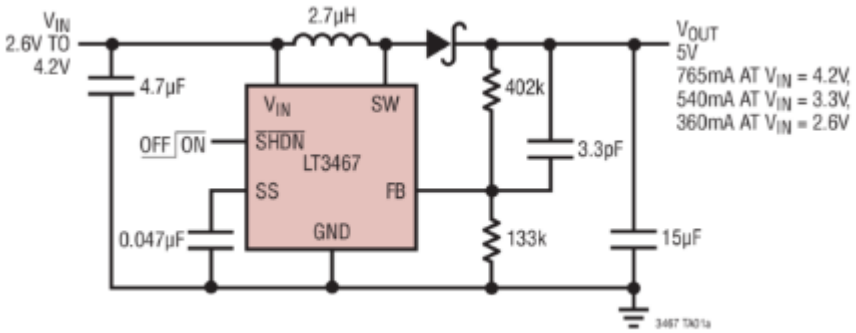
Sem je možné zařadit nízko výkonové zdroje, schopné dodat výkony v řádech jednotek, až desítkách wattů. Mezi takové zdroje patří například elektrochemické zdroje, které se často vyskytují v robotice, nebo modelářství. Nabízejí různá výstupní napětí, od klasických monočlánků se jmenovitým napětím 1,5 V, 4,5 V,9V, až po dobíjecí akumulátory s napětím do 10 V a schopností dodat proud cca. v desítkách ampérů.

Dále sem patří integrované DC/DC měniče, které transformují vstupní napětí určité hodnoty, na výstupní napětí takové, které si uživatel nastaví. Obvody se většinou nastavují staticky pomocí referenčního napěťového děliče, jehož výstup se připojí na vstup zpětné vazby. Obvod se však může regulovat také dynamicky, stačí požít tranzistor místo jednoho z odporů zpětné vazby. Ovládáním tranzistoru například pomocí mikroprocesoru můžeme dostat rozličná výstupní napětí v rámci rozsahu pro daný integrovaný obvod. Mezi nejznámější integrované DC konvertory patří obvody firmy Linear technology. Výstupní napětí mohou být nižší než je vstupní (step down), nebo vyšší (step up), a nebo oboje. Takovému zařízení se říká SEPIC,a jak bylo popsáno výše, jde vpodstě o kombinaci step down (buck konvertoru), a step up (boost konvertoru).



Obr.2.35: Snižující měnič

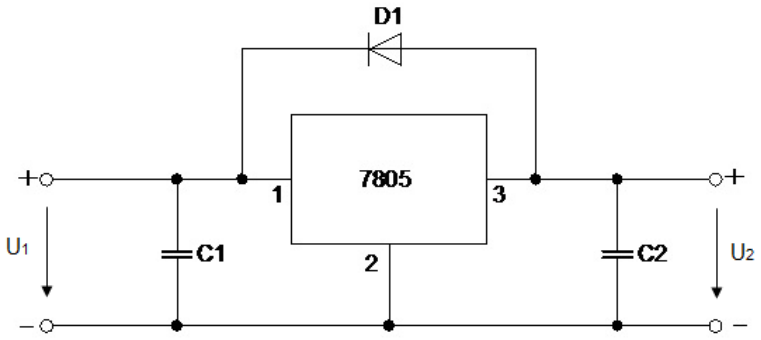
Na obr. 2.35 je integrovaný snižující měnič. Jak je vidět, tento zdroj je schopný dodat výstupní napětí menší než je napětí na vstupu, a to konkrétně 5V a maximální výstupní proud 50 mA. Na obr.2.36 je typ step up. Tento obvod je možné nastavit tak, aby na jeho výstupu bylo napětí vyšší,než je napětí vstupní.



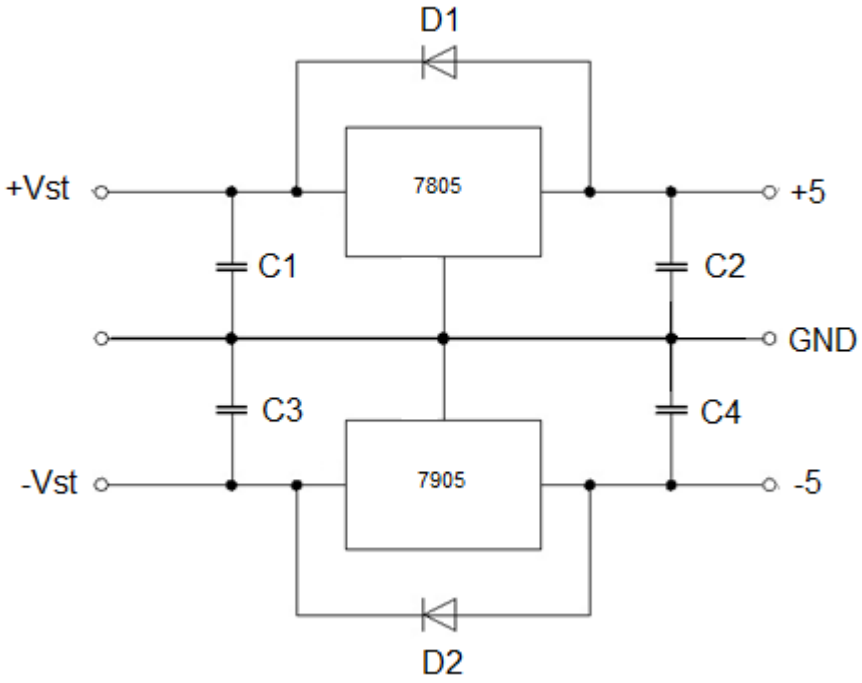
Obr.2.36: Zvyšující měnič

Vedle spínaných integrovaných zdrojů se lze setkat i s lineárními stabilizátory napětí, a to jak parametrickými, tvořeny diskrétními součástkami[21], tak integrovanými. Ty zpravidla nejsou tak účinné, neboť z principu jejich funkce dochází k velkému napěťovému úbytku. Jejich nespornou výhodou je však schopnost stabilizovat požadované výstupní napětí na relativně přesné úrovni, a také velmi dobře odfiltrovat zvlnění napětí (samozřejmě v určitém, výrobcem daném rozsahu)na jejich vstupu. Jako zástupce lineárních stabilizačních zdrojů uveďme obvod 7803,7805, atd., kde poslední číslo znamená výstupní stabilizované napětí.Obvod se dá také použít jako zdroj symetrického napětí (-12V,+12V) pro aplikace s operačním zesilovačem(dále OZ). Následující obrázky ilustruje několik způsobů zapojení obvodu 78XX.

[21] Jako parametrický stabilizátor napětí se používá zenerova dioda.



Obr. 2.37: Základní zapojení stabilizátoru



Obr. 2.38: Zdroj symetrického napětí

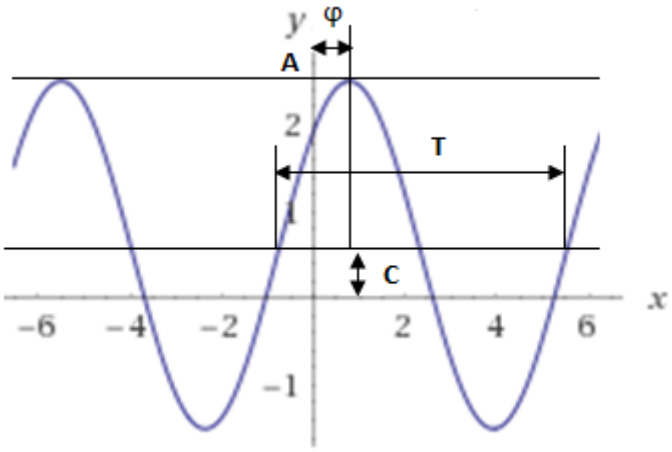
Kapitola 3

Generátory funkcí

Generátory funkcí jsou zařízení, schopná generovat na svém výstupu téměř libovolný, v čase proměnný signál. A to ať už se jedná o základní deterministické signály typu sinus, pila, obdélník, přes různé typy digitálních modulací jako je PWM, FSK, PSK, až po generování náhodných (nedeterministických) signálů, nebo signálů, které zadá sám uživatel. Samozřejmě dobrý generátor umí také nastavení offsetu. Základní popis signálu v časové oblasti je následující:

$$y = AS(\omega t + \varphi) + C \qquad (3.1)$$

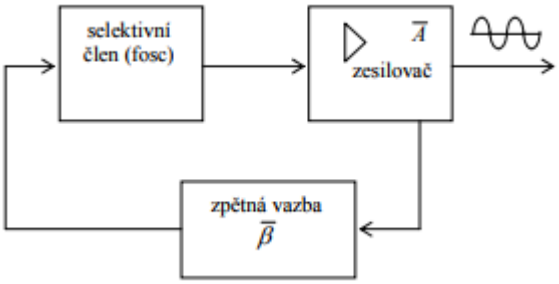
kde A je amplituda signálu, $S(\omega t + \varphi)$ je báze signálu, nebo-li tvar průběhu, φ je fázový posuv, ω je frekvence, a C je offset.



Na obr. 3.1: Průběh sinusového signálu s parametry, které lze měnit

3.1 Analogové generování signálu

Generátory funkcí lze obecně rozdělit na analogové a digitální. Analogové využívají buď zapojení s bipolárními tranzistory, nebo síť operačních zesilovačů, a komparátorů ke generování signálu typu trojúhelník, obdélník a sin.Základem je astabilní multivibrátor, který generuje základní signál v podobě obdélníku. Tvarovač signálu, který tvaruje ostatní typy průběhů, je v podstatě zapojení OZ jako integrátor.



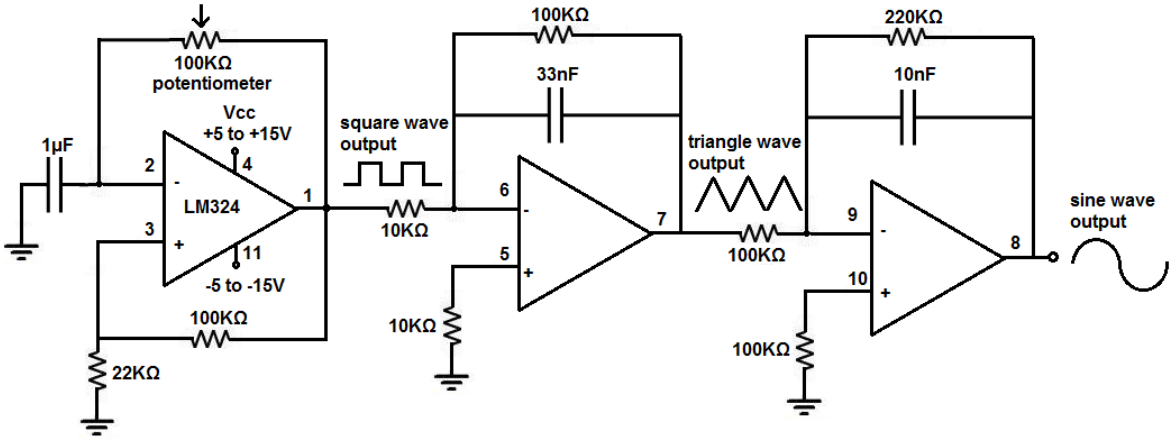
Obr. 3.2: Schéma oscilátoru

Při aktivaci oscilátoru se na jeho výstupu objeví signál, který je zesílen. Poté je zpětnou kladnou zpětnou vazbou přiveden opět na vstup oscilátoru. Odtud dostáváme dvě nutné podmínky oscilace.

- ✓ Amplitudová - zpětná vazba musí dorovnat energetické ztráty při průchodu obvody: βA = 1
- ✓ Fázová - φ = aj + b = 0 + 2πk, kde k = Z(0,1,2....)

Následující příklad ukazuje zapojení integrátoru s OZ.

$$U_{výst} = \int_0^t -\frac{U_{vst}}{RC}\,dt + U_0\ [V,\Omega,F] \qquad (3.2)$$

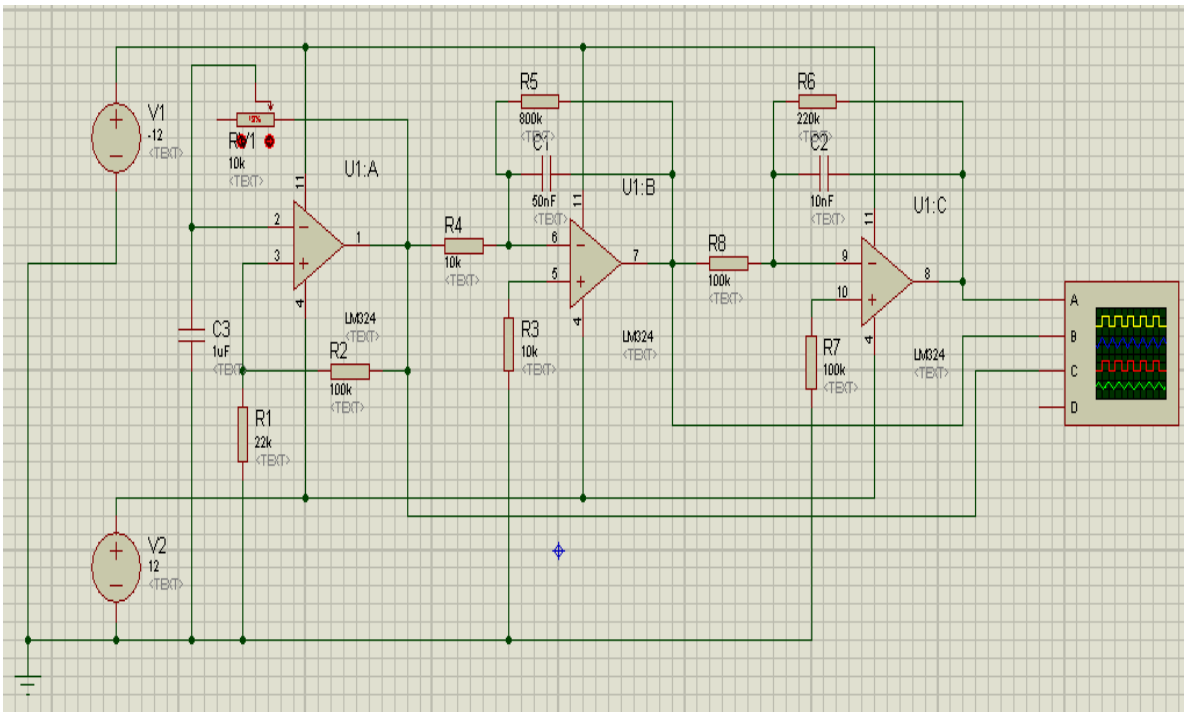


Obr.3.3: Analogový generátor funkcí s OZ

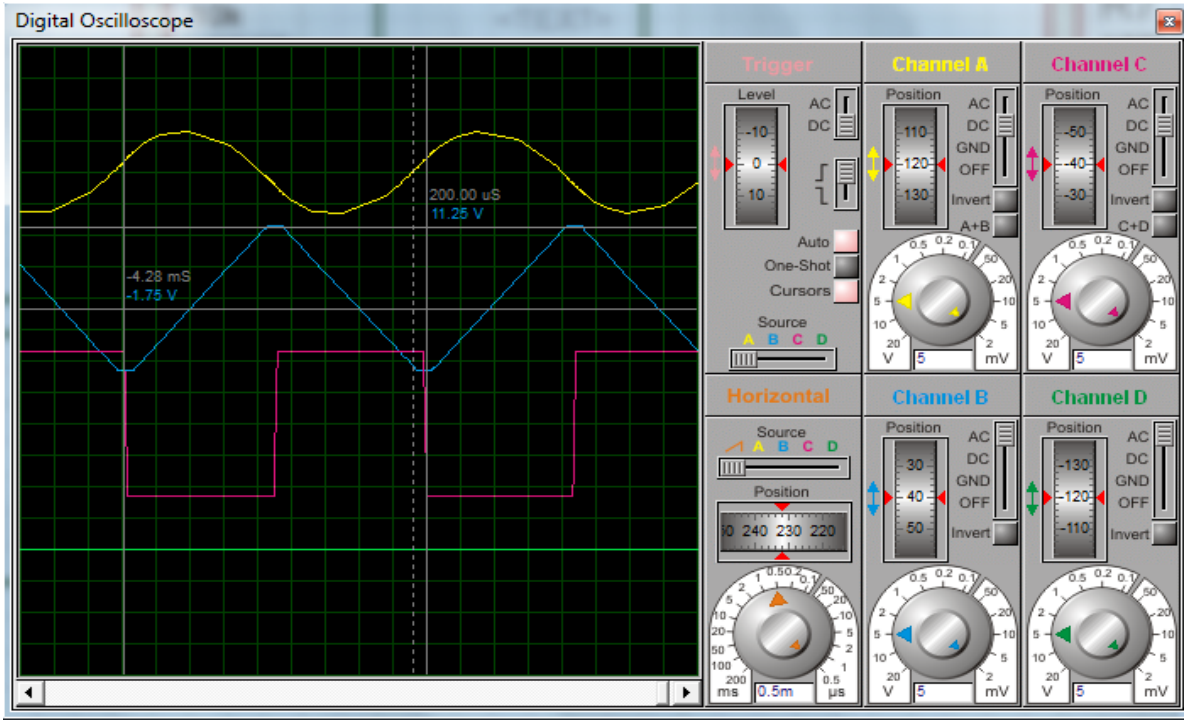
Tyto generátory mají výhodu v tom, že jsou relativně jednoduché na realizaci. Stačí v podstatě jeden integrovaný obvod se třemi operačními zesilovači, a pár diskrétních součástek. Nevýhoda je, že klasických OZ má relativněmalý frekvenční rozsah, a musí se proto vybrat vhodnější typ, chceme-li generovat vyšší frekvence. Obvod byl simulován v programu Proteus v pásmu: 100Hz - 10kHz.

Podle dokumentace k obvodu LM324 má frekvenční pásmo (0-1)MHz. Zkreslování výstupního signálu však začalo při mnohem nižší frekvenci. Může se jednat o chybu modelu v simulátoru. Každopádně nevýhoda spojená s malým frekvenčním rozsahem je útlum amplitudy signálu při vyšší frekvenci. Při nízkých frekvencích naopak dochází k zesilování signálu. To je samozřejmě fyzikálně shora omezeno saturačním a napájecím napětím Tím se ze signálu pila, a sinus stane obdélník, respektive lichoběžník. Deformace amplitudy se dají v tomto případě regulovat velikostí napájecího napětí. Pokud bychom se

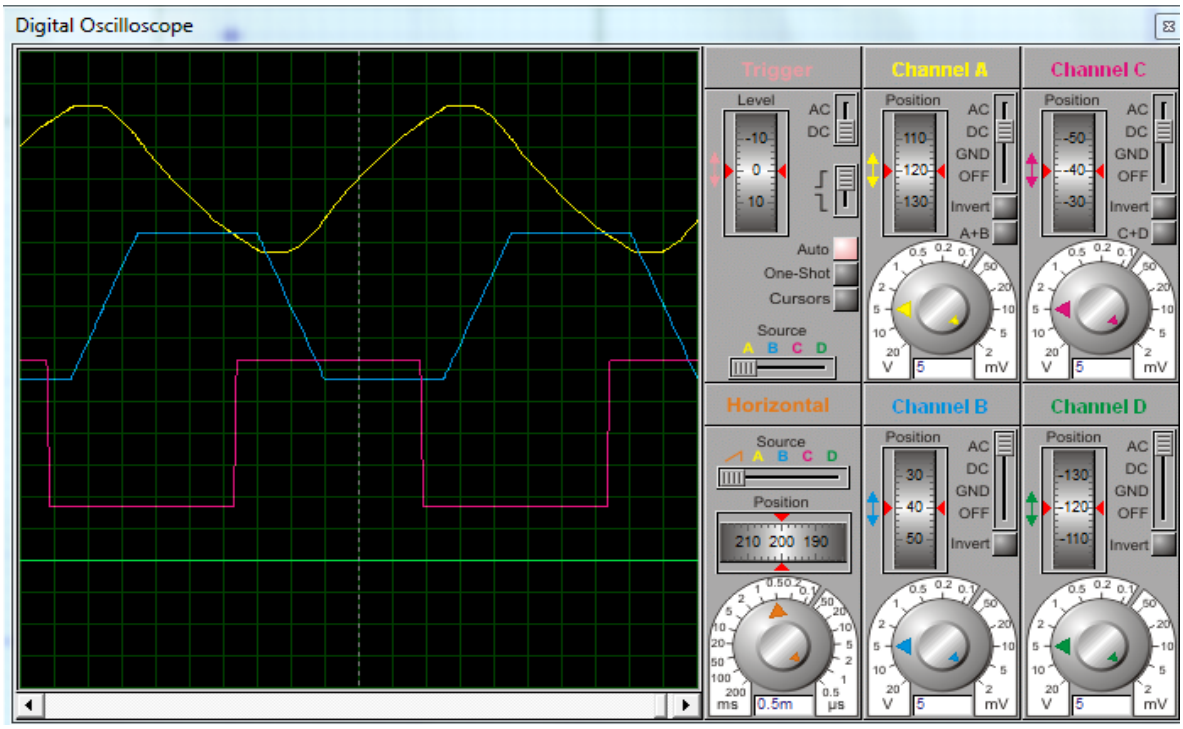
přeci jen rozhodli regulovat napájecí napětí, dosáhneme zlepšení jen do určité míry, neboť na to má vliv i saturační napětí prvků uvnitř OZ, a to je technologická záležitost.Při nastavování ostatních signálových parametrů bychom musely místo nastavovacích odporů použít řízené tranzistory, a vhodně nastavit jejich pracovní body, aby jejich odpor měnil v blízkém okolí použitých odporů.



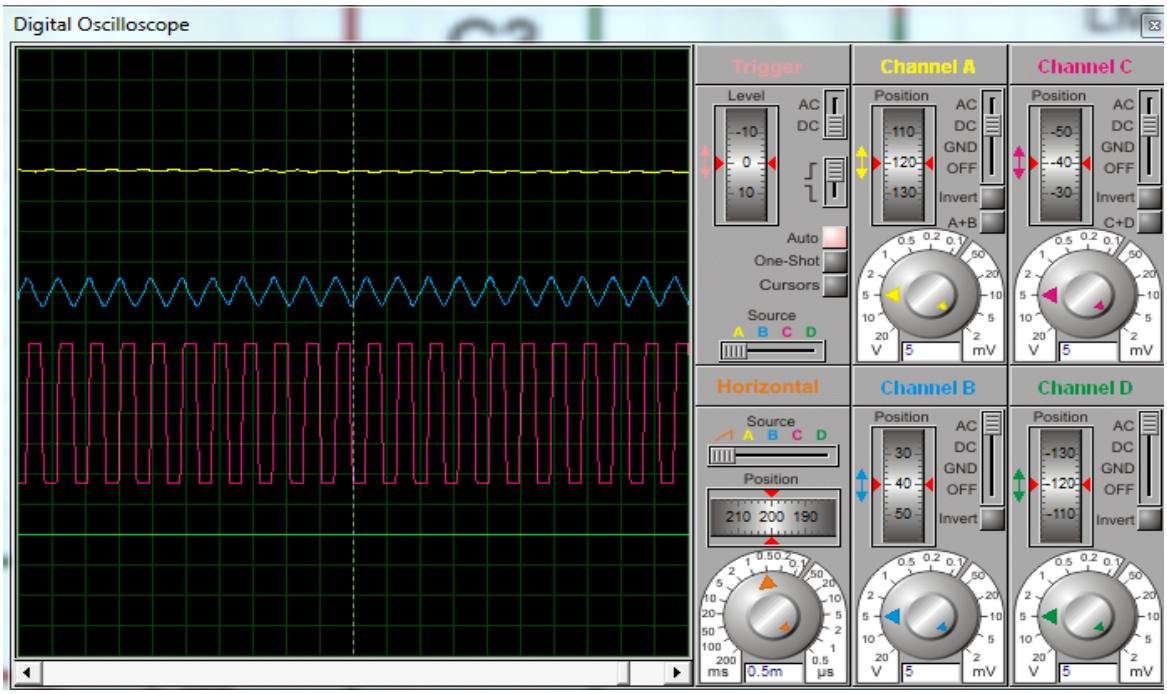
Obr. 3.4: Simulace analogového generátoru s OZ



Obr. 3.5: Průběhy sinus, trojúhelník, obdélník



Obr. 3.6: Deformace signálu vlivem nízké frekvence



Obr.3.7: Útlum amplitud vlivem vysoké frekvence

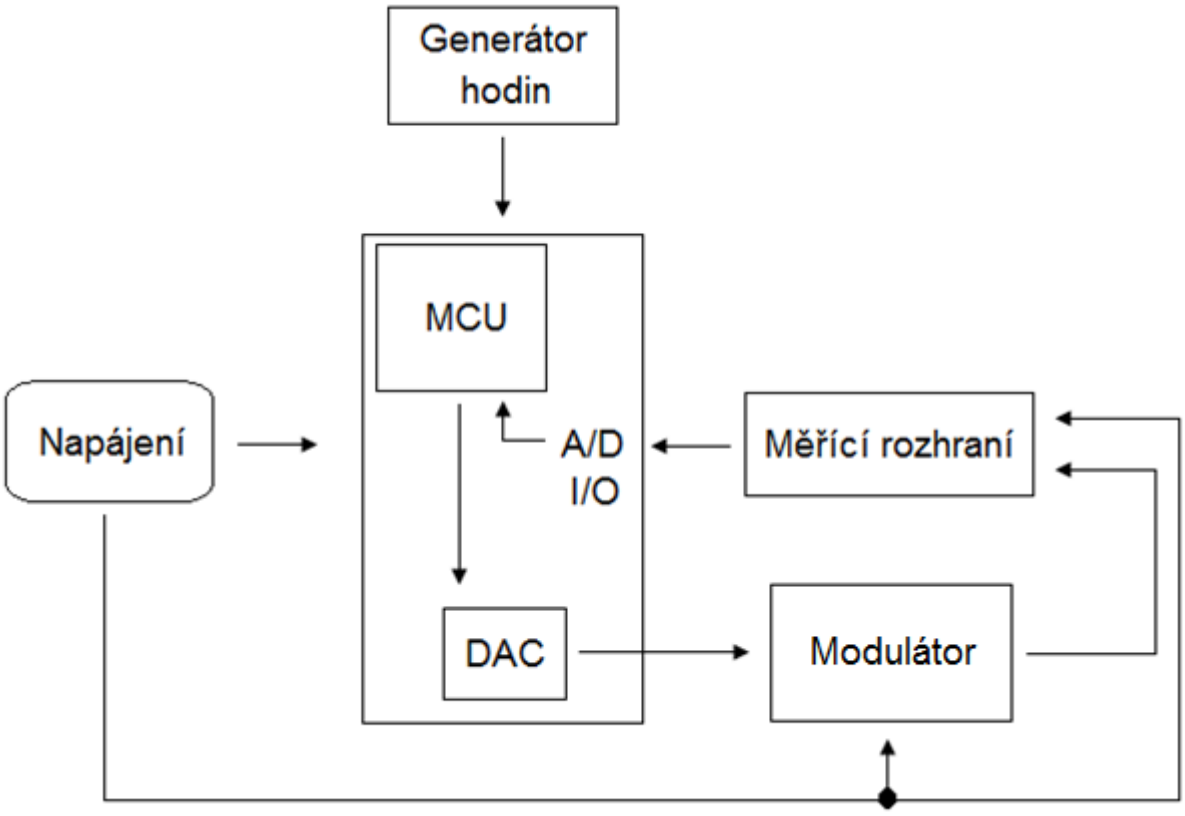
Další možností je generátor na bázi časovače 555, který pracuje jako astabilní multivibrátor. S tím bychom byli schopni generovat signál obdélníku, a s jistou úpravou i trojúhelník.Frekvenční rozsah je dnes kolem 0.5 MHz. Problém u všech těchto analogových zapojení je, že generují signály najednou a výstup by se musel vybírat podle toho, který tvar signálu zrovna chceme. I řízení frekvence je zbytečně složité, protože by musel být opět použit tranzistor, jako proměnný odpor, který má jako součástRC členu u obvodu 555 vliv na frekvenci signálu.

Samozřejmě by šla použít i kombinace analogového, a digitálního generátoru, kde by analogová část generovala základní typy signálů, a digitální část by se starala o generování modulací, náhodných signálů, a signálů definovaných uživatelem. Toto je však z hlediska počtu součástek a složitosti návrhu nejméně přijatelný přístup.

Po zvážení všech pro, a proti jsem se rozhodl generovat průběhy digitálně za pomocí mikropočítače.

3.2 Digitální generování signálu

Již zmíněnou možností je generovat různé typy signálu pomocí digitálních obvodů. Na obr. 3.5 je zobrazen základní princip syntézy signálu pomocí procesorového systému.



Obr. 3.8: Digitální schéma GF

Jádro systému tvoří mikropočítač, který generuje požadované tvary signálů pomocí digitálně-analogového převodníku (dále DAC). Nízko výkonový signál je zesílen v bloku modulátoru, který moduluje žádaný výkon na vybraný signál. Měřicí rozhraní převádí výstupní průběh signálu z tvarovače na požadovanou úroveň (jde-li signál o vyšším napětí, než je rozsah A/D převodníku, musí ho snížit například pomocí OZ). Z měřícího rozhraní je signál přiveden do A/D převodníku, který je ve většině případů implementován v MCU[22], a zde je měřen. Výsledek hodnoty se porovná s tabulkou definovaného průběhu, a na základě toho, zda koreluje, nebo ne, dojde k úpravě tvaru signálu generovaného pomocí DAC. Kontrolní MCU může kromě nastavení libovolného tvaru signálu, a jeho frekvence, nastavit také amplitudu, a fázový posuv.

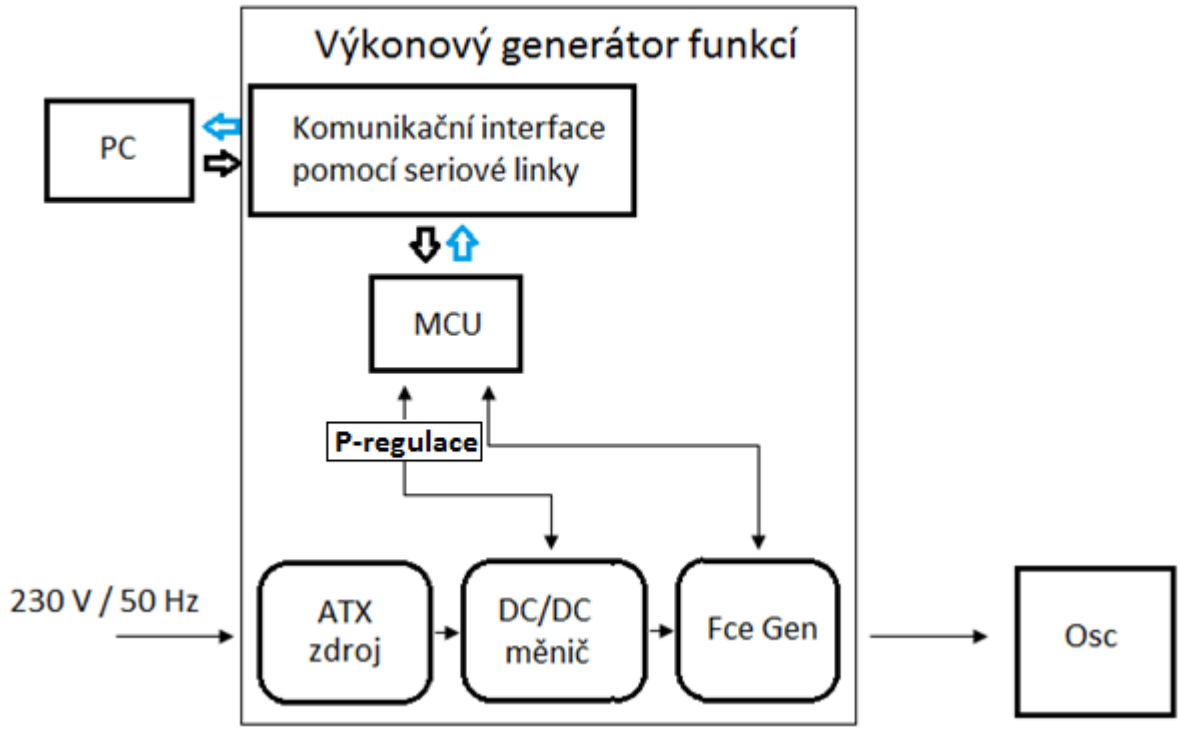
[22] Existují i externí DAC převodníky. Ty většinou komunikují pomocí přístrojové sběrnice (SPI,I2C atd.) -> pomalý přenos dat.

Protože vedle signálů, které nemění svojí polaritu, potřebujemegenerovat také ty signály, které jí mění, je potřeba použít jako modulátor signálu zapojení s H-můstkem.

Kapitola 4

Realizace VGF

V této části se zaměříme na návrh samotného zařízení. Od hardwarového návrhu, přeskomunikaci, až po řídicí schéma.

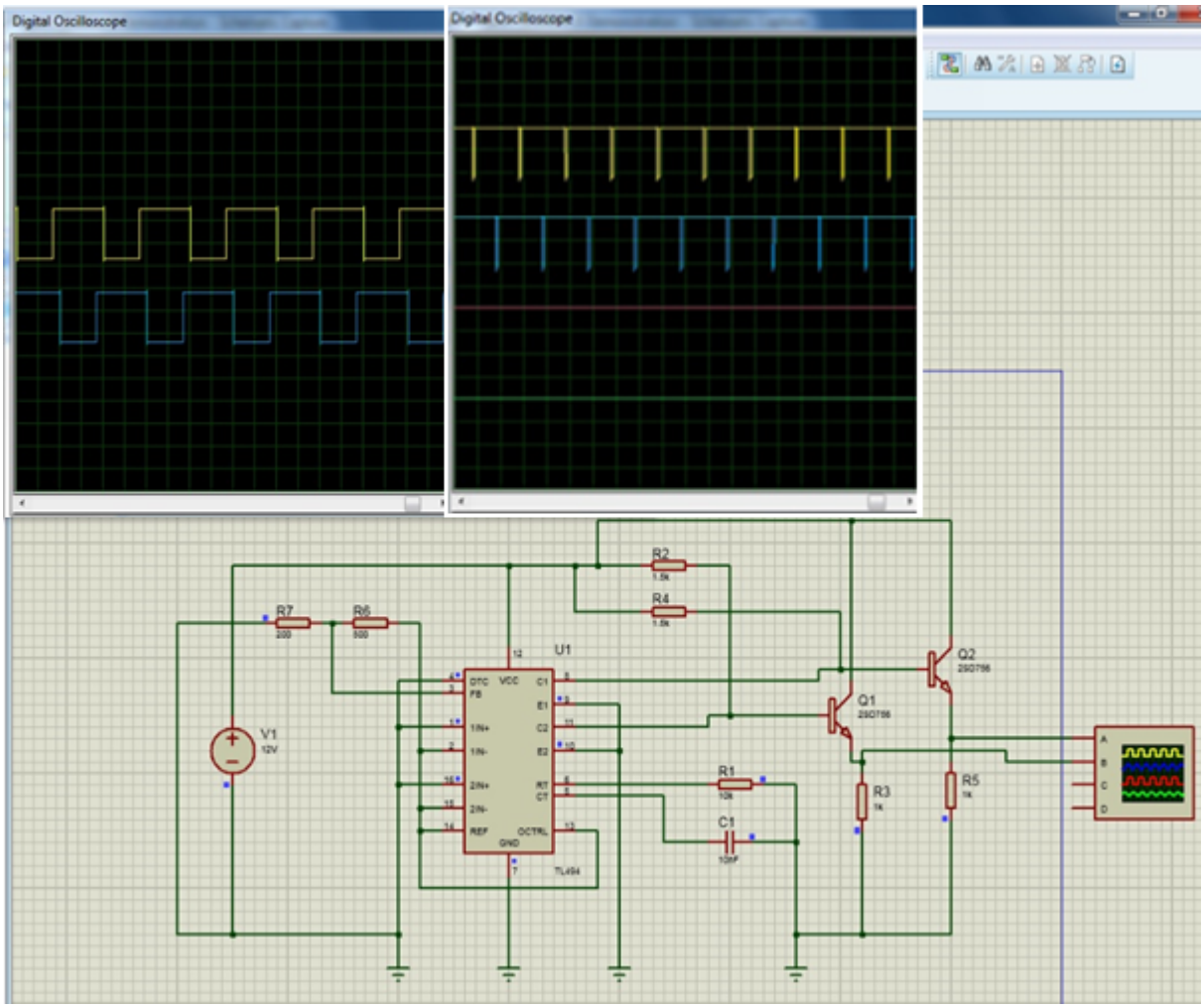


Obr. 4.1: Schéma systému VGF

4.1 Architektura

Jak bylo řečeno v kapitole, primárním zdrojem energie je počítačový zdroj ATX.Jednou z možností bylo, jak ze zdroje dostat požadované napětí, bylo použít principu snižujícího měniče s transformátorem. Původně jsem chtěl využít přesného zapojení z kapitoly 2.4. To by znamenalo, že bych musel vyvést usměrněných zhruba 150 V (za USM je sice napětí kolem 300 V, ale je tu také odporový dělič, který napětí dělí na polovinu) ze vstupní části zdroje. Následovalo by zapojení, které řídí transformátor. To znamená, že by zde byl řídicí obvod TL494, který vf. transformátor řídí v módu push-pull. Obvod by byl buď napevno nastaven pomocí pevných odporů a kondenzátorů na pevně danou frekvenci.Řekněme, žeby bylo na jeho výstupu nastaveno 100 V, což je horní limit požadovaného napětí. Snižováním by se docílilo pomocí H-můstku. Připomeňme, že H-můstek zde slouží jako modulátor výkonu na požadovaný tvar signálu. Toto řešení je velice neefektivní, protože úbytky napětí na NMOS tranzistorech můstku by byly při malých amplitudách signálu obrovské. Samozřejmě snižující transformátor by byl neustále v provozu s nastaveným výstupním napětím, a to

ať už chceme velkou, nebo malou amplitudu signálu. Protože transformátor sám o sobě není ideální zdroj napětí, tj. při připojené zátěži, stejném budicím výkonu a frekvenci bude jeho výstupní napětí klesat. To se sice dá řešit pomocí stabilizační zpětné vazby, kterou požívá zdroj ATX, avšak ta je pro náš úkol zbytečně obvodově náročná.Regulace napětí není možná ani pomocí softwaru, který řídí výstupní DAC, který zase řídí H-můstek. Uvažujme následující situaci. Na základě znalosti o úbytku napětí vlivem vnitřního odporu transformátoru programově upravíme, respektive zvýšíme hodnoty signálu v DAC, tak že se více otevřou můstkové tranzistory. Tím by na nich klesl úbytek napětí ΔU_{DS}. Okamžitě se tak zvýší dodávka proudu do naší zátěže. Větší proud však vyvolá další úbytek napětí na vnitřním odporu transformátoru, a opět nám napětí klesne. Složitost algoritmu by navíc byla veliká, protože by musel kompenzovat signál z DAC obvodu o úbytek na vnitřním odporu transformátoru, a to znamená přepočítávat hodnotu každého vzorku napětí, který se má zobrazit na výstupu z DAC. Z této úvahy je patrné, že musíme napětí kompenzovat samotným transformátorem, a to zvýšením frekvence budicího signálu, nebo pomocí střídy PWM. To je možné obvodem TL494 po určitých úpravách provést, například tak, že za odpory R6, nebo R7 vložíme tranzistor. Ten budeme otvírat, nebo přivírat, tím měnit jeho odpor, a tím měnit napěťové poměry na vstupu zpětné vazby.



Obr. 4.2: Řízení obvodu TL494

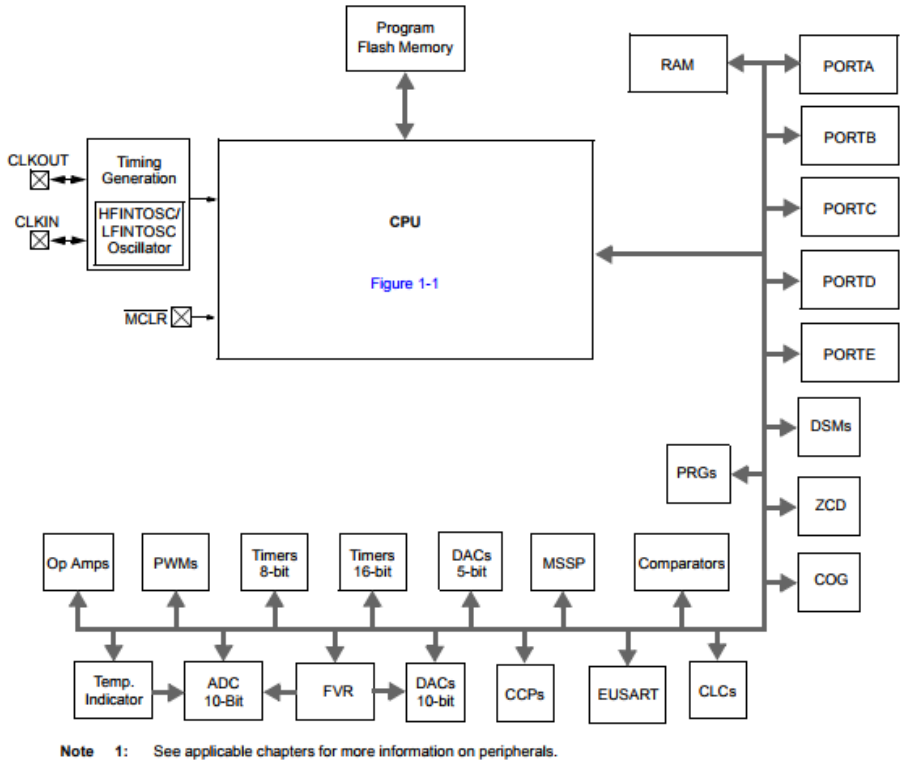
Samozřejmě bychom museli použít i oddělovací transformátor, kvůli oddělení vysokého napětí z USM zdroje ATX. Závěrečným argumentem, proč tento přístup nevybrat, je argument bezpečnosti. V provozních pokynech k PC zdrojům je uvedeno, že bychom v nich neměli dělat žádné úpravy. To bychom ale museli, pokud bychom potřebovali vyvést již zmíněných 150 V. Pak ovšem nelze ručit za bezpečnost systému z hlediska správné funkce jeho ochran. Tímto je od této architektury upuštěno.

Další způsob je použít relativně stabilizovaný výstup zdroje ATX, respektive jednu z jím poskytovaných napěťových hladin, a tu pomocí vf. transformátoru zvýšit, nebo snížit. Při výběru napěťové větve volíme i to, jaký maximální proud poskytuje, abychom dostali co nejvyšší možný výkon. Protože výstupy jedné napěťové hladiny jsou větveny do několika výstupů, paralelním spojením několika z nich docílíme odběru většího proudu, než kdybychom ho odebírali jen z jedné větve. To proto, že každá větev má svůj vlastní odpor, a tím bychom zbytečně ztrácely část výkonu ve formě tepla. V případě, že by každá větev byla vybavena proudovou ochranou, která umožňuje dodat jen určitý proud, mohli bychom zdroj přivést na hranici stability, a ten by se následně mohl zablokovat. Toto je pouze hypotéza, protože schémata dnešních moderních zdrojů se mohou proti minulosti v zapojení lišit. Napětí z vf. transformátoru potom přivedeme do můstkového modulátoru. Řídicí mikropočítač generátoru kontroluje jak vf. transformátor, tak průběhy signálu na základě měření.

4.2 Řídicí obvod a komunikace

Jako řídicí obvod byl vybrán mikrokontroler PIC 16F1777. Od firmy Microchip. Jedná se o . Ten bude provádět komunikaci s PC na základě sériové linky, načítat vstupy z maticové klávesnice, zobrazovat data na LCD display, a provádět kontrolní měření díky svému A/D převodníku. V neposlední řadě bude komunikovat s druhým mikrokontrolerem, který bude generovat řídicí signály, který bude pomocí push-pull módu řídit vf. transformátor, a tvarovat námi zadané průběhy. Mikrokontroler PIC16F1777 totiž obsahuje periferie, které umí generovat PWM signál v komplementárním módupush-pull. Tím pádem nepotřebujeme obvod tl494. Frekvence řídicího systému i generátoru je nastavena krystalovým oscilátorem na 60 MHz.Uživatel může kromě zadávání parametrů přes PC program také použít implementovanou maticovou klávesnici. Výstupy z maticové klávesnice se softwarově ošetří, aby byly odfiltrovány zákmity tlačítek, a tím nesprávně přečtený vstup příslušného portu. Zákmity jdou realizovat také hardwarově, například pomocí RS klopného obvodu, nebo pomocí RC členu, ale to se promítne v ceně zařízení, a navíc se zbytečně zabírá plocha plošného spoje dalšími součástkami. Display je dvouřádkový, a je možné zapnout podsvícení výběrem v menu.

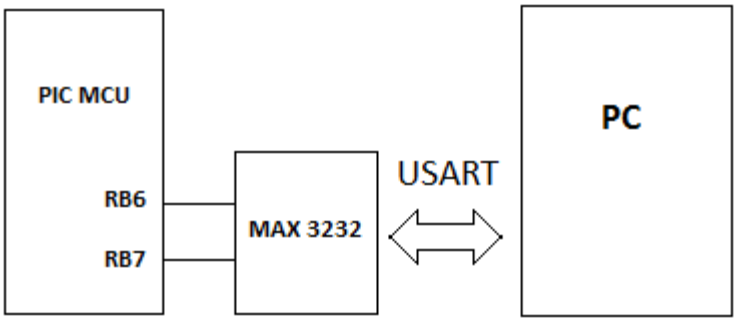
Device	Data Sheet Index	Program Flash Memory (bytes)	Program Flash Memory (word)	High Endurance Flash (B)	Data SRAM (Bytes)	I/O Pins(1)	8-Bit/16-Bit Timers	High-Speed Comparator	10-bit ADC (ch)	5/10-bit DAC	CCP	10-bit/16-bit PWM	COG	CLC	Op Amp	Zero Cross Detect	Programmable Ramp Gen	High-Current I/Os	Peripheral Pin Select	EUSART	I²C/SPI	Debug(2)
PIC16(L)F1773	(A)	7K	4K	128	512	25	5/3	6	17	3/3	3	3/3	3	4	3	1	3	2	Y	1	1	I
PIC16(L)F1776	(A)	14K	8K	128	1K	25	5/3	6	17	3/3	3	3/3	3	4	3	1	3	2	Y	1	1	I
PIC16(L)F1777	(B)	14K	8K	128	1K	36	5/3	8	28	4/4	4	4/4	4	4	4	1	4	2	Y	1	1	I
PIC16(L)F1778	(B)	28K	16K	128	2K	25	5/3	6	17	3/3	3	3/3	3	4	3	1	3	2	Y	1	1	I
PIC16(L)F1779	(B)	28K	16K	128	2K	36	5/3	8	28	4/4	4	4/4	4	4	4	1	4	2	Y	1	1	I



Obr.4.3: Mikrokontroler PIC16F1777 a jeho periferie

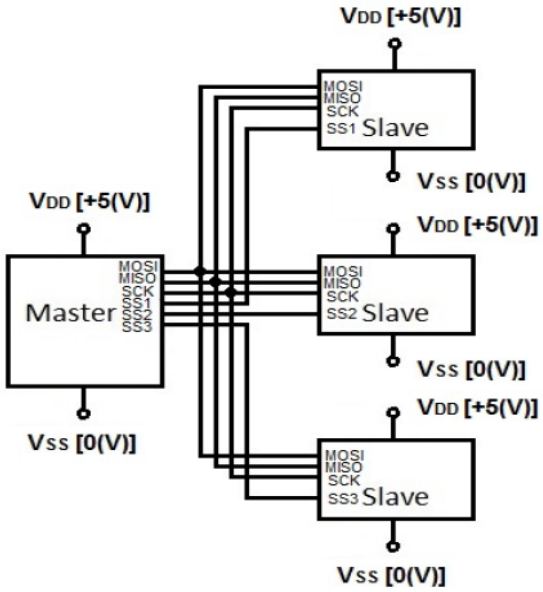
Již zmíněný čip PIC 16F1777 byl zvolen v klasickém pouzdře kvůli jednoduššímontáži patice, místo obtížného pájení smd pouzdra. Schéma zapojení, a desku, která byla vytvořena v programu Eagle.

Komunikace mezi PC a měničem bude zajišťovat sériová linka USART v modu RS3232. K tomuto účelu bude použit mikrokontrolér PIC 16F88 firmy Microchip. Software pro komunikaci byl vytvořen v prostředí MicroElektronika. Sériová linka v nejjednodušším případě využívá tři vodiče: SerIn, SerialOut, GND. Problém však je, že dnešní PC už v sobě sériový port fyzicky zabudovaný nemají, a proto se může použít například USB rozhraní, které je ale komplikované na nastavení.



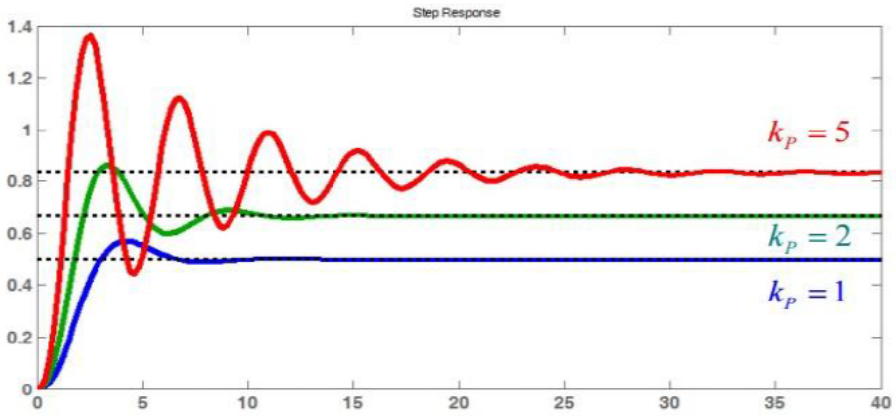
Obr. 4.4:USART komunikace mezi PC a PIC

Řídicí obvod komunikuje s deskou generátoru pomocí SPI sběrnice. Řídicí systém měří požadované veličiny, jako je napětí a proud. Poté sdělí generátoru, jak nastavit potřebný výkon. Protože nepočítáme s dynamickou zátěží, nebude nám relativně pomalá komunikace při měření vadit. SPI sběrnice je z hlediska počtu potřebných pinů na zařízení nejnáročnější. To platí tehdy, máme-li více obvodů slave. Kromě dvou datových vodičů (MOSI pro odesílání dat do slave obvodu a MISO pro čtení dat ze slave obvodu) zde mámetaké hodinový signál SCK. Dále je potřeba takzvaný „výběrový“ vodič CS (chipselect, někdy je možno setkat se s označením SS – slaveselect), který vybere konkrétní slave obvod pro komunikaci. Je-li slave obvodů v sytému více, pak počet SS vodičů narůstá lineárně.
Konkrétní zapojení systému je vidět na Obr. . Pin MOSI zařízení master je propojen se všemi piny MOSI zařízení slave. To samé platí i pro piny MISO a CLK. Jak již bylo řečeno výše, pin SS vybírá jednotlivá zařízení, které mají v danou chvíli komunikovat s obvodem master a je jich tedy v obvodu master potřeba tolik, kolik je obvodů slave v komunikačním systému.



Obr. 4.5: SPI sběrnice

Generátor dostane na základě vypočtení odchylky napětí, a následném vynásobení této odchylku pomocí proporcionální konstanty informaci o tom, jak má řídit vf. transformátor. Jedná se o klasický P-regulátor.

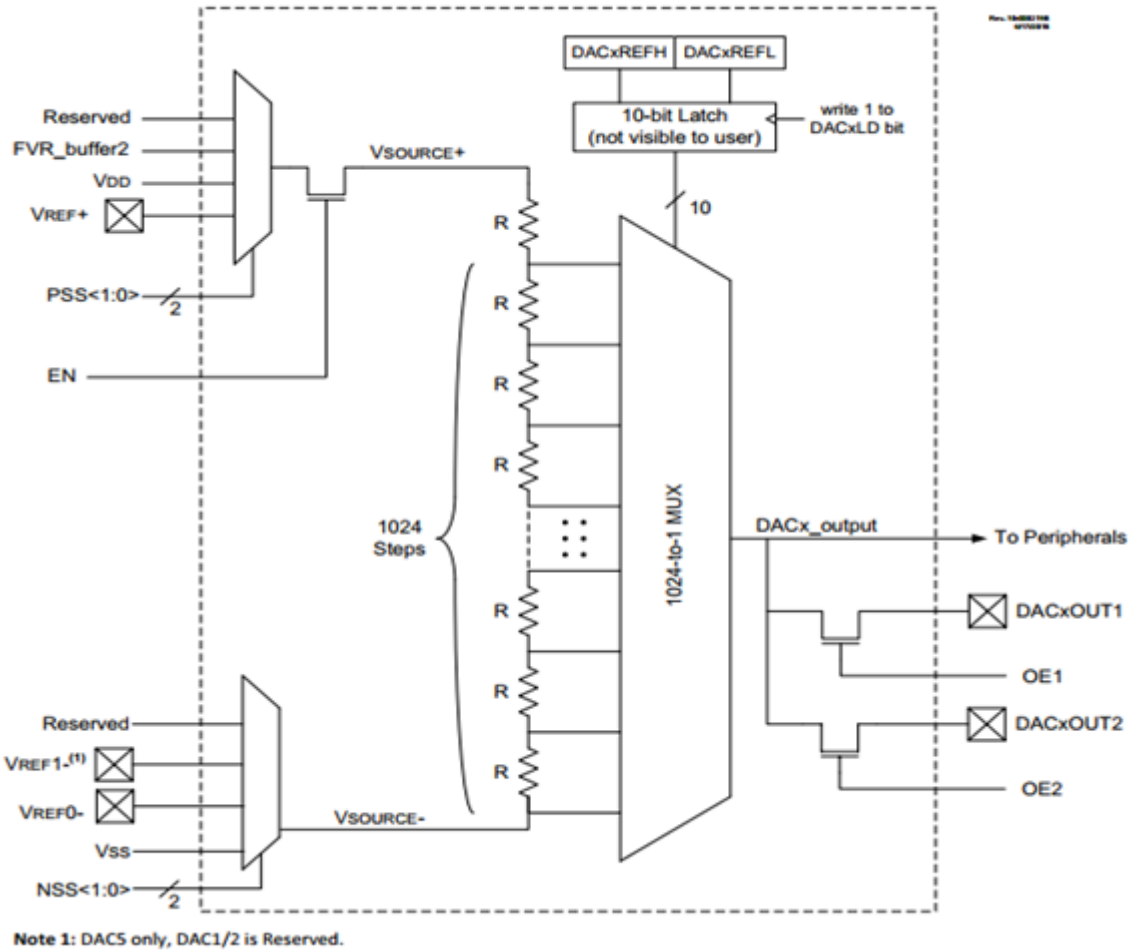


Obr. 4.6: P-regulátor

4.3 Generátor funkcí

Pomocí mikropočítače, a jeho DAC modulu generujeme tvary signálu, jejichž vzorky jsou buď uložené v poli proměnných v paměti, nebo se vypočítávají za běhu programu pomocí matematické knihovny.To může být u složitějších průběhů problém, protože to shora omezuje možný kmitočet signálu. Procesoru trvá delší dobu než funkční hodnotu vypočte. K tomu se přičte "doba obnovení" DAC, to součtu dělá spoustu času. V dnešní době se používají specializované obvody jako FPGA, nebo signálové procesory se speciální instrukční sadou[23], které umí signály zpracovávat, a generovat velmi rychle. Pokud je však náš požadovaný maximální kmitočet relativně malý, není to až takový problém. Lze také nejprve mikropočítač nechat vypočítat potřebné vzorky napětí, a teprve potom je odeslat na DAC výstup.

Pro generování signálu, jako například sinus, bude využit druhý DAC modul.Na obrázku je princip konverze DAC. Je zde odporová síť s 1024 hodnotami. Řídicí registryovládají multiplexor, tím je na jeho vstup přivedena konkrétní hodnota napětí z odporového děliče. Ta je po zesílení, a odfiltrování zobrazena na výstupní port.



Obr. 4.7: DAC zapojení

[23] Instrukční sada je soubor elementárních příkazů, které umí procesor zpracovávat.

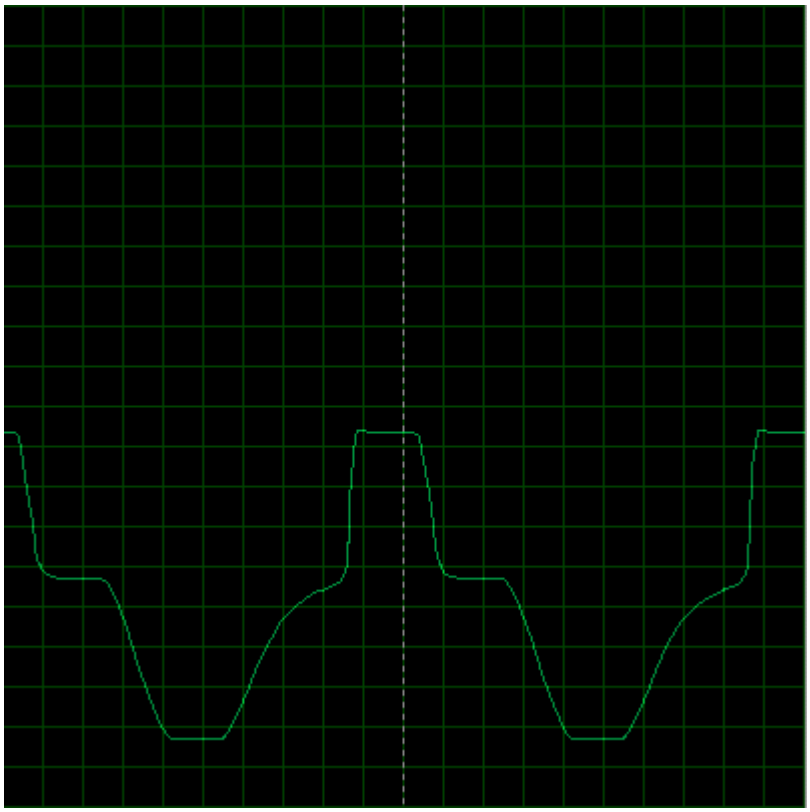
Algoritmus generování číslicově reprezentovaného signálu je vcelku jednoduchý. Následující příklad ukazuje výpočet lineární funkce.

$$S_{[i]} = \sum_{i=0}^{1024} kx_i + q \tag{4.1}$$

kde i reprezentuje rozsah DAC modulu. Ten je v našem případě 10bitový, a to znamená, že máme k dispozici 2^n napěťových úrovní. N zde reprezentuje číslo 10. Podobně vypočítáme i ostatní typy signálů.

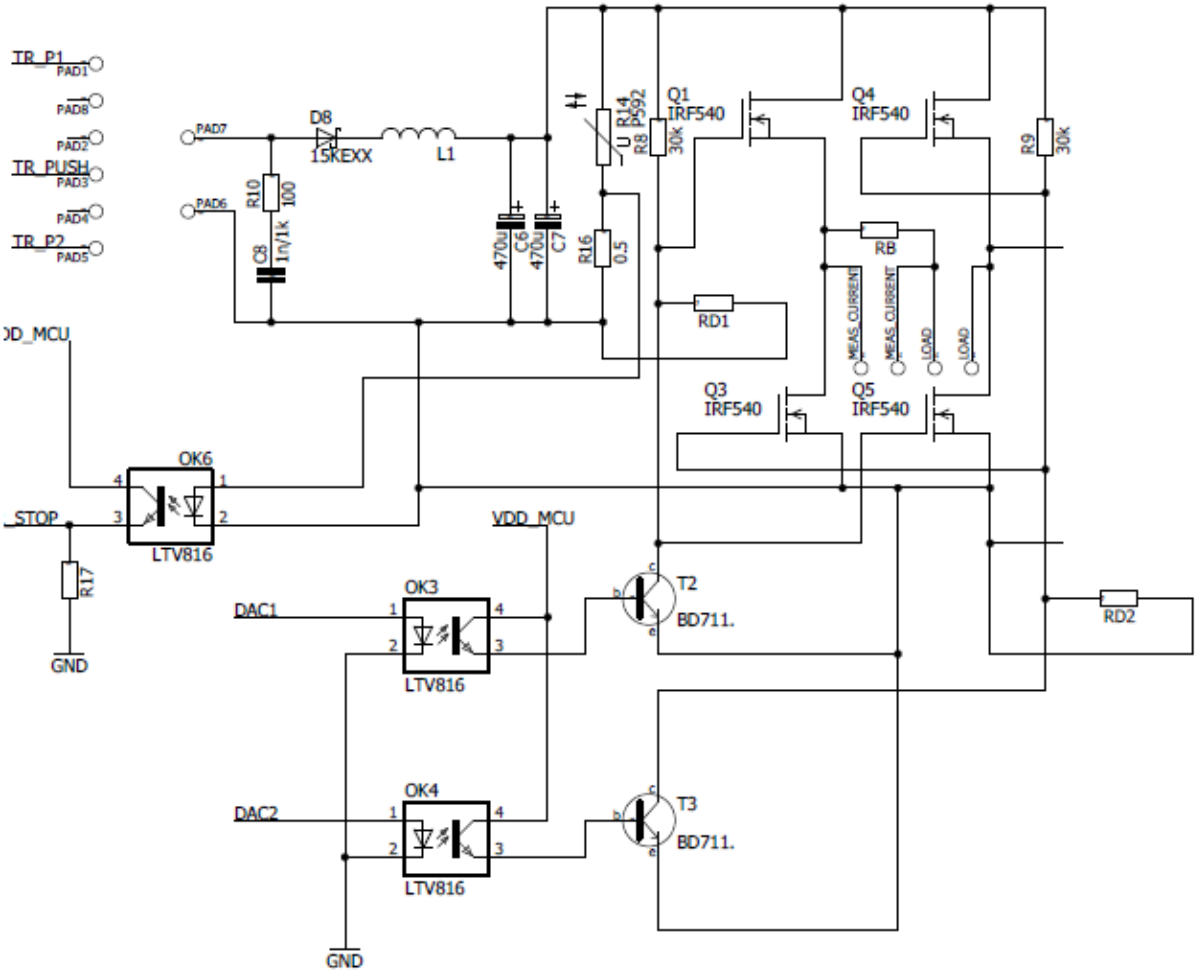
4.4 Výkonový modulátor a měřicí obvody

Obvod výkonového modulátoru je realizován spolu s transformátorovým měničem, měřicími obvody, a mikropočítačem generující požadované průběhy na jediném universálním plošném spoji. Výstup z transformátoru je usměrněn, filtrován, a přiveden na H-můstek. Dodejme, že je zde varistor, kvůli přepěťové ochraně. Ta byla zvolena tak, aby se neobjevilo napětí vyšší, než snesou můstkové tranzistory. Modulátor sám je složen z H-můstkového zapojení NMOS tranzistorů, které byly vybrány s ohledem na proudové zatížení. Konkrétně se jedná o typ IRF540. H-můstek dovoluje tvarovat i signály se zápornou hodnotou. Co se týká řízení samotných tranzistorů NMOS, je třeba použít výkonový budič, protože chceme spínat napětí cca. 100 V proti zemi. Problém ale je, že klasické budiče, jako např. IR2102 pracují v binárním módu spínání, a proto je nelze použít pro tvarování signálu, s výjimkou obdélníku. Dokonce ani lichoběžník, s nastavitelnou strmostí náběžné hrany nejsme schopni tvarovat.Místo klasického budiče tedy použijeme řízení pomocí tranzistorového zesilovače s bipolárním tranzistorem. Musíme si dát však pozor na to,že je jeho výstup inverzní. To se ale ošetří programově obráceným generováním tvaru signálu. Je také důležité ošetřit průchod signálu nulou. Problém je v tom, že NMOS tranzistor má určité prahové napětí. Při tomto napětí začne klesat odpor R_{DS}. Jenže mezi dobou vybavení prahového napětí vedlejší větve a dobou, kdy je naopak v první větvi napětí již kleslo pod prahové napětí, dojde k tomu, signál je deformován. To je vidět hlavně u průběhu sinu.



Obr. 4.8: Vliv neošetřeného průchodu nulou

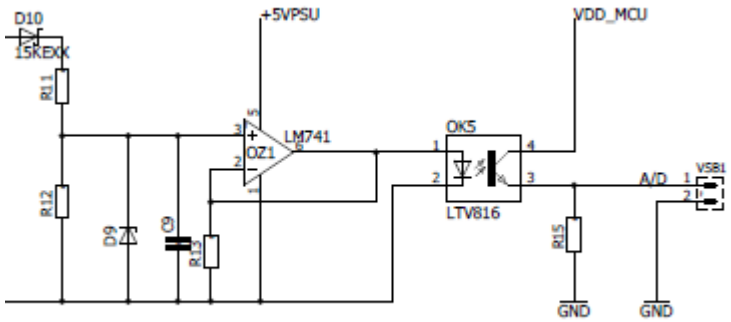
Z hlediska přítomných nelinearit u tranzistorů NMOS, které jsou použity jako spínače, je vhodné, aby samotné zobrazení průběhu signálu prováděla pouze horní část H-můstku. Dolní část je buďto plně zavřená,nebo plně otevřená. Mikropočítač ovládá zesilovací tranzistory přes oddělovací optočleny.To je z důvodu ochrany obvodů mikropočítače před průrazem vyššího napětí.



Obr. 4.9:Řízení H-můstku

Aby mohl náš systém správně fungovat, to znamená, aby například nastavil požadované napětí na výstupu, a toto napětí držel na ustálené hodnotě, je potřeba toto napětí měřit. Dále je dobré znát informaci o spotřebě proudu.

Napětí je měřeno pomocí odporového děliče, který sníží hodnotu na požadovaný rozsah A/D převodníku. Měříme vždy jen kladnou polaritu měřeného průběhu.

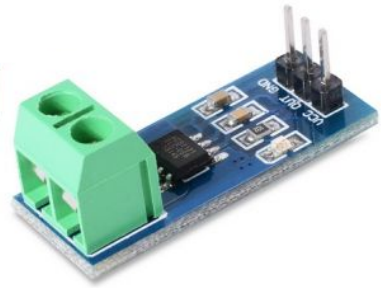


Obr. 4.10: Měření napětí

Hodnoty spočítáme z napěťového přenosu:

$$p = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{11}} \quad [-, V, \Omega] \tag{4.2}$$

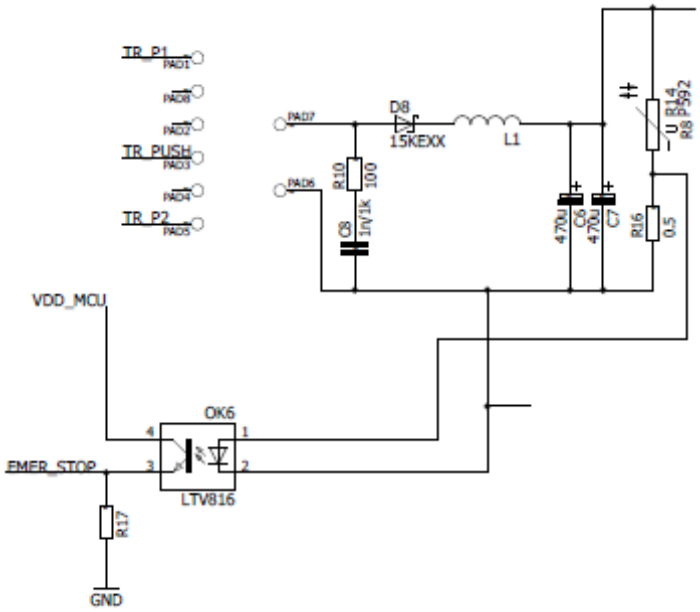
Proud měříme pomocí modulu s obvodem ACS712, který je připojen v sérii k zátěži.Modul ACS712 převádí měřený proud na analogové napětí, které následně měříme.Jeho proudový rozsah je 5 A, a proto ho musíme vybavit bočníkem. Protože neznáme přesnou hodnotu R_A, tj. jeho vnitřní odpor, byl bočník navržen experimentálně na základě měření. řešením by bylo použití obvodu ACS713 s větším měřícím rozsahem.



Obr. 4.11: Měření proudu

$$\frac{R_B}{R_A} = \frac{I_A}{I_B} \ [\Omega, A] \tag{4.3}$$

kde $R_B$je odpor bočníku, R_A je odpor ampérmetru, a I_A,I_B jsou příslušné proudy.



Obr. 4.12:Přepěťová ochrana varistorem

Pokud vlivem přepětí sníží varistor svůj odpor, následný proud vyvolá na odporu R16 úbytek napětí, který změří mikropočítač generátorové části, a dojde k vypnutí systému. Přepětí se může objevit například nesprávným nastavením softwaru ovládající vf. transformátor. To se může stát při prvním spuštění, kdy se systém testuje.

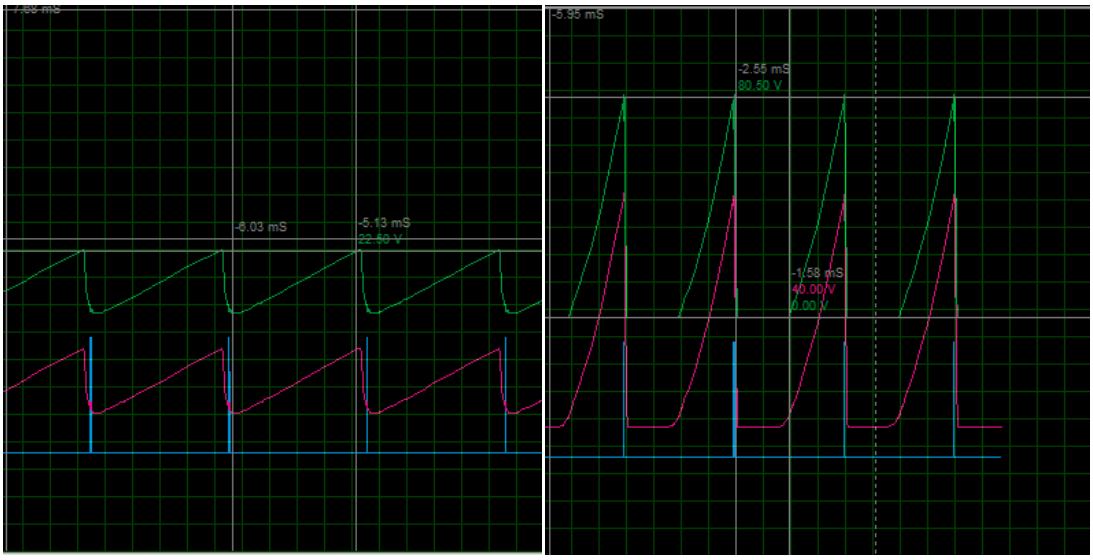
Kapitola 5

Měření a simulace

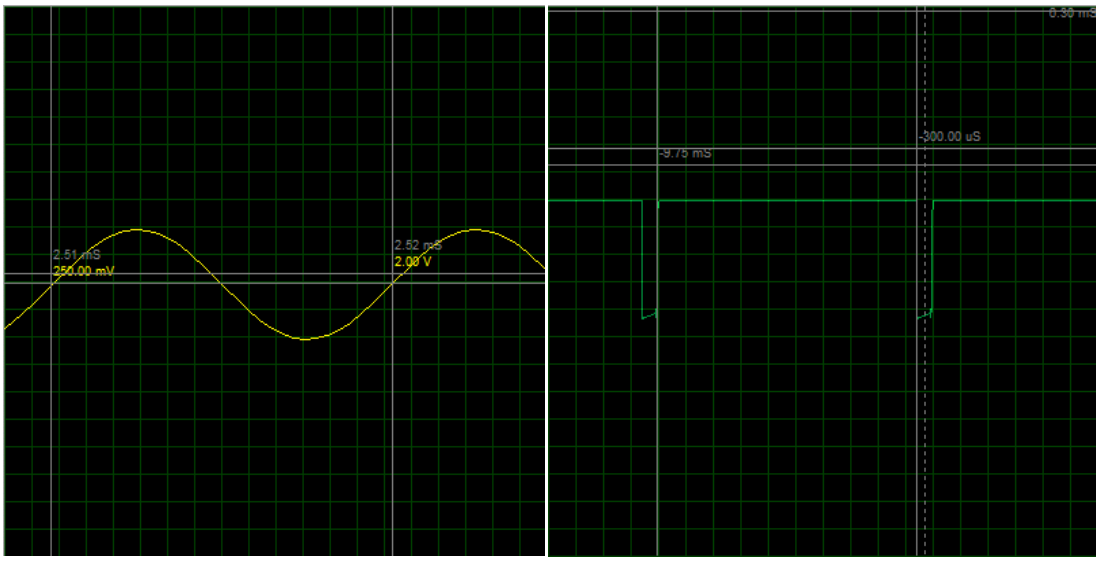
napětí V	proud A
100	1.5
50	3
30	4
10	10
5	20

Tab.3.1 Výkony ATX

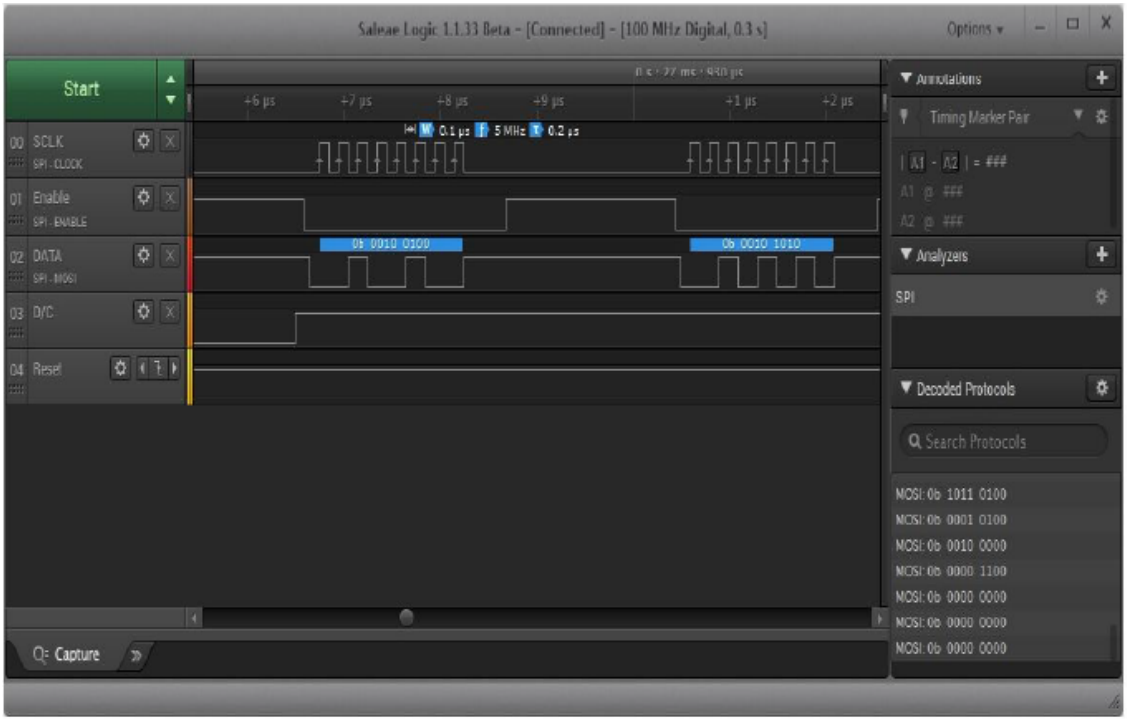
Tabulka ukazuje naměřené hodnoty napětí a proudu na vf. transformátoru, odebraného ze zdroje ATX Fortron 300W



Obr. 5.1: Průběh signálu pila VGF



Obr. 5.2: Signál sinus a obdélník VGF

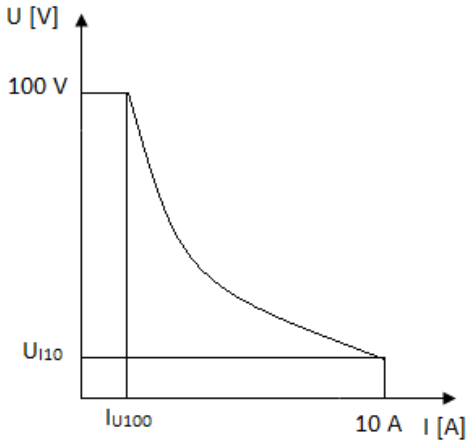


Obr. 5.3: Měření SPI

Kapitola 6

Závěr

Na základě výsledků změřených a simulovaných, můžeme říct, že jsme splnili zadání práce. Dosažené výstupní napětí na můstku je kolem 100 V malé zátěži, a proud v amplitudě výkonového signálu je okolo 10 A při větší zátěži. Podle hyperboly výkonu jsme schopní dostat určité napětí jen při určitém proudu. Samozřejmě není možné získat 100 V při odběru 10 A, to by znamenalo výkon 1kW, ale to použitý transformátor nezvládne, protože je dimenzován pouze na 300 W.



Obr. 6.1: Hyperbola výkonu

Maximální frekvence je kolem zadaných 100 kHz, ale dochází při ní k výraznému útlumu výkonového signálu.

Co se zlepšení zařízení týká, mohlo by být vybaveno výkonnějším transformátorem, mohl by být přidán další kanál, nebo možnost programově zadat sekvenci autonomních měření na základě protokolu, který uživatel sám zadá. dále jsem provedl tyto úpravy:

- ✓ Přizpůsobení napěťových hladin komunikačních sběrnic I^2C a SPI
- ✓ Převodník USB na UART, pro snadnější komunikaci
- ✓ Ošetření A/D vstupů proti sběru rušení

Jeden z kroků bylo vytvořit grafickou aplikaci pro ovládání výstupního napětí z PC. K tomuto účelu byl použit software Microsoft Visual Studio 2015 (dále MVS). Aplikace je psaná v jazyce VC#. Do aplikace uživatel jednoduše zadá požadované vstupní napětí, nebo pro přímé ladění může zadat přímo PWM střídu a frekvenci spínání. Aplikace se ovládá jednoduchým

zapsáním hodnot do textového pole. Tlačítkem Start jsou přes komunikační rozhraní USART(RS232) odeslány parametry do MCU. MCU obvod pak následně pomocí PWM modulace zahájí spínání tranzistoru NMOS, jakožto spínacího prvku, kterým se na základě střídy PWM reguluje výstupní napětí měniče. Aplikace sama najde komunikační porty PC, nabídne výběr.

Zdroje

[1]Jan Novák Napájecí zdroje FEL ČVUT - obrazky

[2] http://www.electronics-tutorials.ws/diode/diode_5.html [2]

[3] Hospodka FEL ČVUT analogovéobvody[3]

[4] http://www.hardwaresecrets.com/anatomy-of-switching-power-supplies/

[5] http://www.pavouk.org/hw/atxps.html

[6] http://home.zcu.cz/~ronesova/index.php?menuitem=ec200x

[7] http://www.linear.com

[8] Napájecí zdroje Husák, Jirásek FEL ČVUT

[9] http://danyk.cz/mosfety.html

[10] http://free-energy.xf.cz/teorie/emc/DESIGN-OF-SNUBBERS.pdf

[11] http://www.aldebaran.cz/elmg/kurz_11_coil.pdf - trafo

[12] Návrh napájecích zdrojů: Husák, Jirásek FEL ČVUT

[13] http://www.pavouk.org/hw/atxps.html

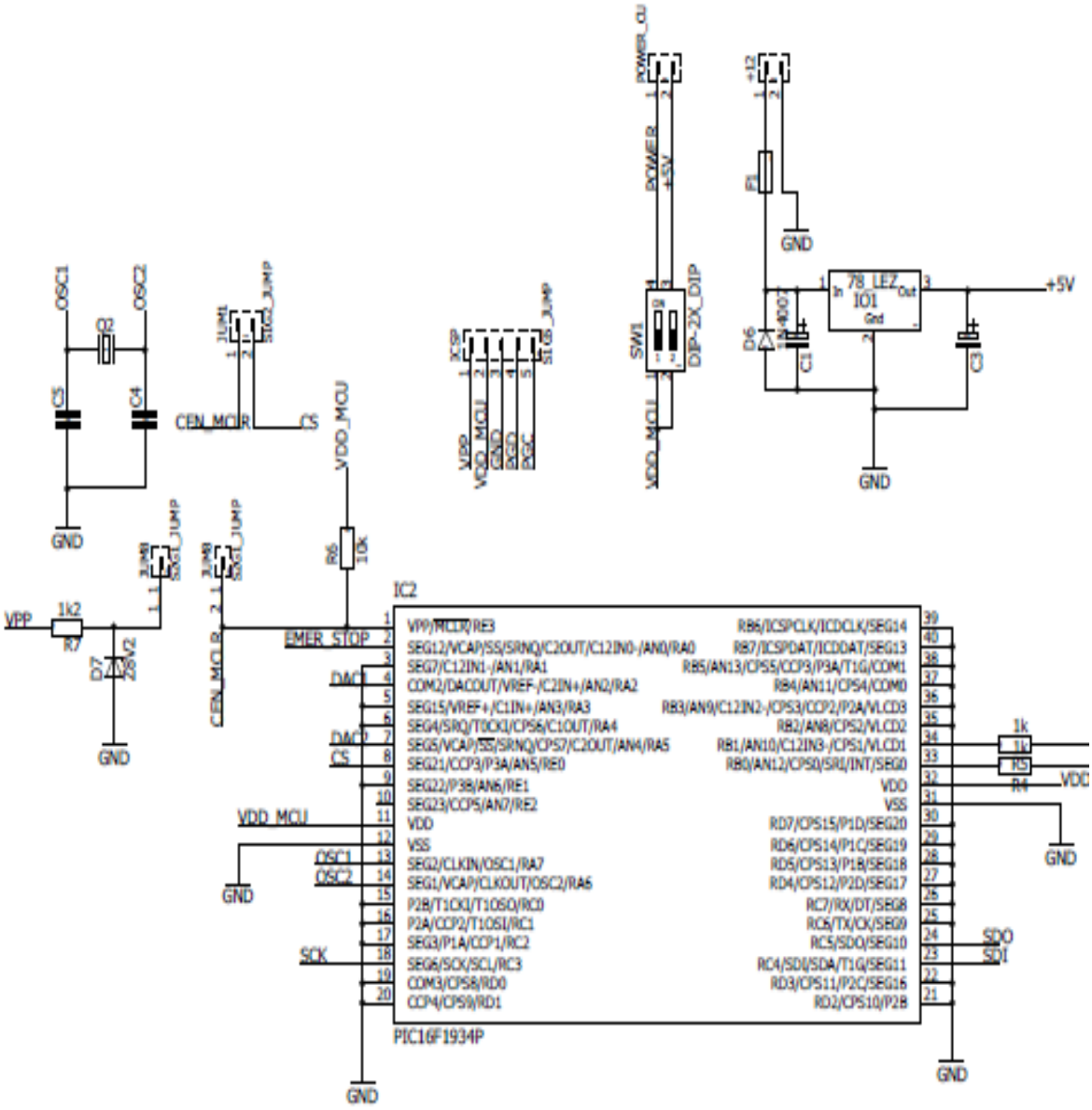
[14] http://www.learningaboutelectronics.com/Articles/Function-generator-circuit.php

[15] http://www.farnell.com/datasheets/2245186.pdf?_ga=2.63148335.1057056404.1511841656-1055267560.1511841656&_gac=1.150735234.1511975947.EAIaIQobChMIiN2QqqXk1wIV7grTCh24sAeUEAAYASAAEgK-lPD_BwE

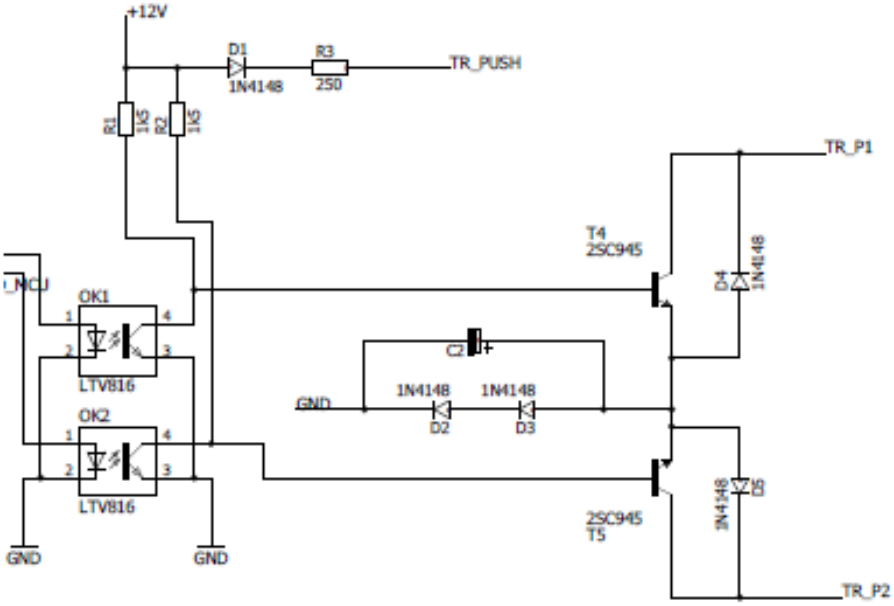
[16] https://otik.uk.zcu.cz/bitstream/11025/10062/1/DP_Svejda.pdf

Příloha A

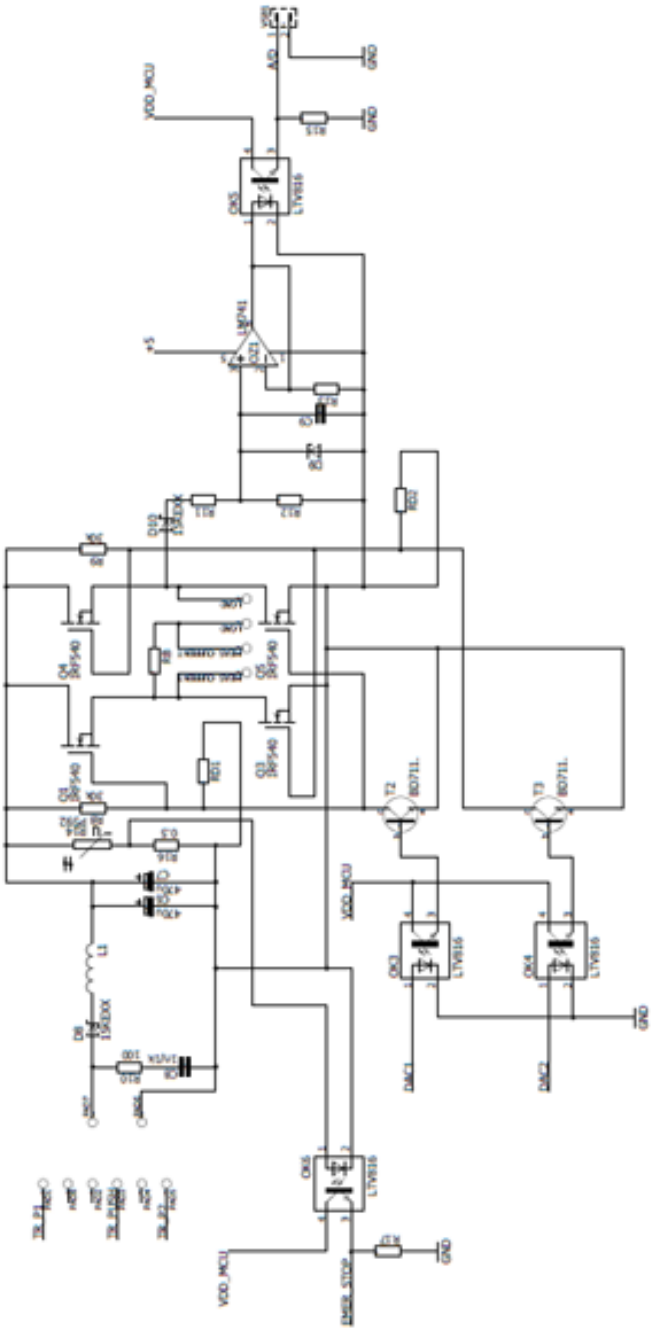
Schémata zapojení



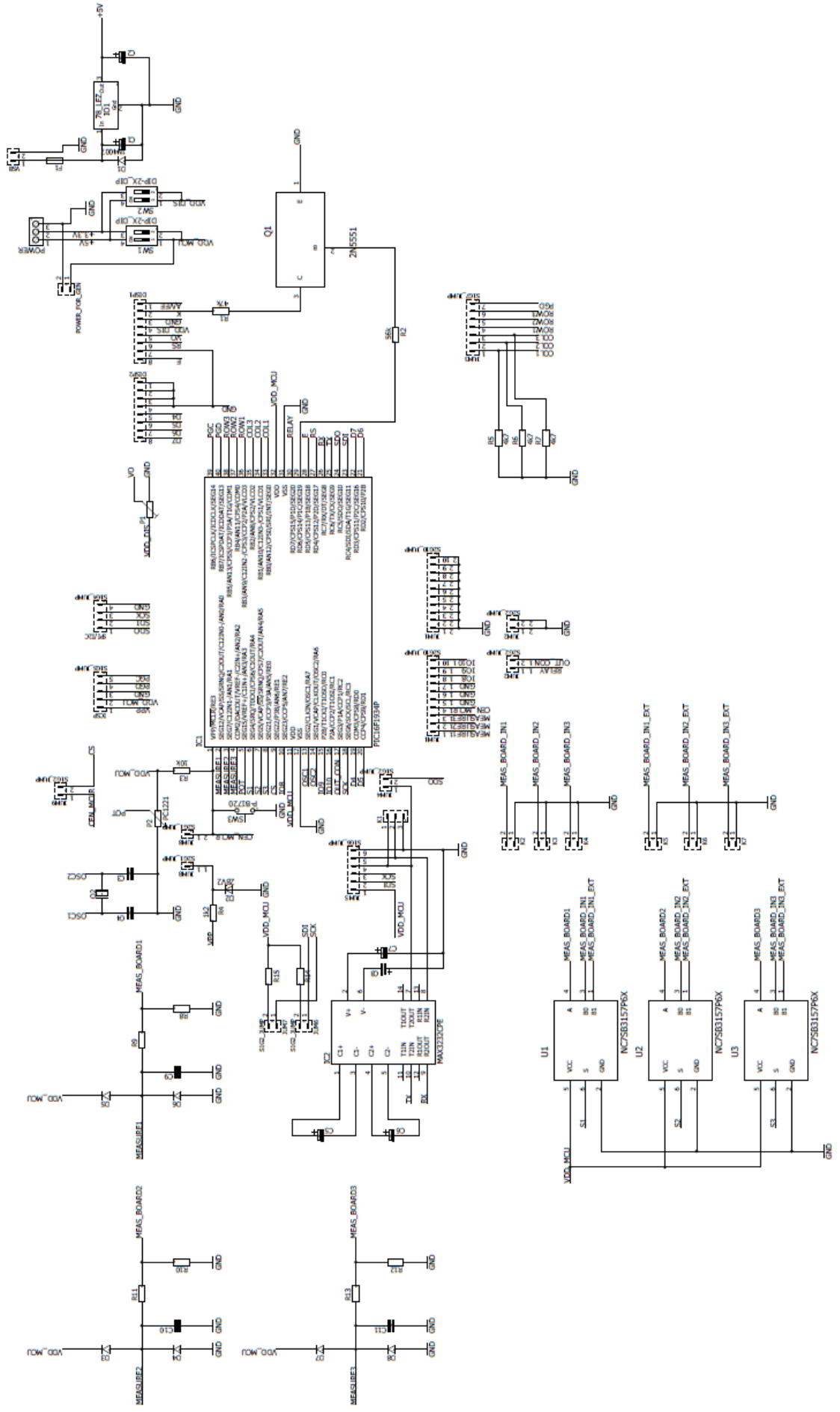
Obr. A.1 Generátor



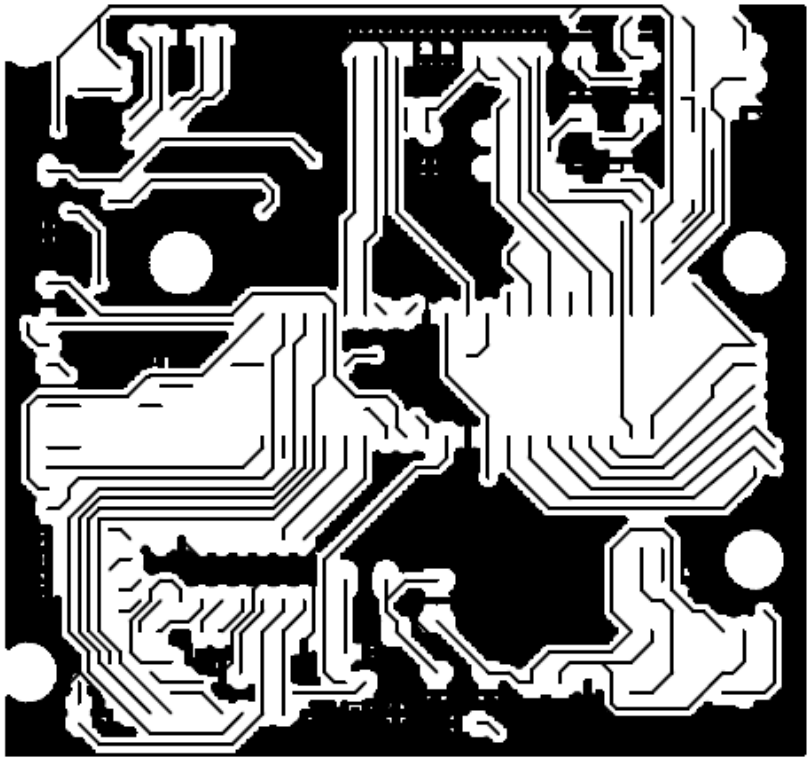
Obr. A.2 Řízení vf. transformátoru



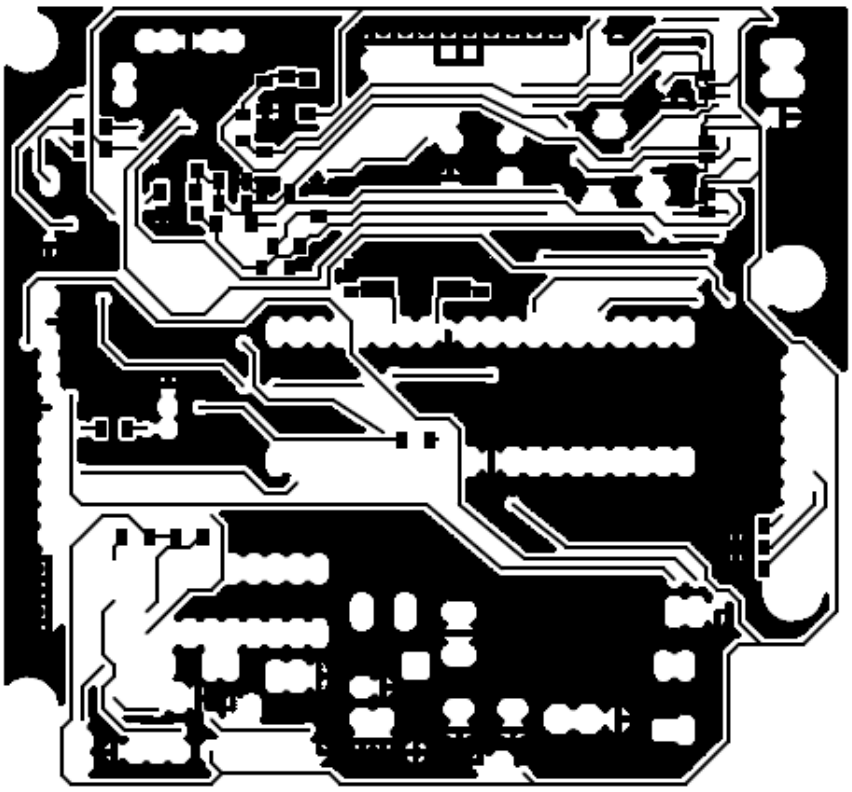
Obr. A.3 H-můstek



Obr. A.4: Řídicí deska



Obr. A.5: Spodní strana řídicí desky



Obr. A.6: Horní strana řídicí desky

Příloha B

Ukázka dílčích programů pro ovládání periferií VGF

```
sbit LCD_RS at RB4_bit;
sbit LCD_EN at RB5_bit;
sbit LCD_D4 at RB0_bit;
sbit LCD_D5 at RB1_bit;
sbit LCD_D6 at RB2_bit;
sbit LCD_D7 at RB3_bit;

sbitLCD_RS_Directionat TRISB4_bit;
sbitLCD_EN_Directionat TRISB5_bit;
sbit LCD_D4_Direction at TRISB0_bit;
sbit LCD_D5_Direction at TRISB1_bit;
sbit LCD_D6_Direction at TRISB2_bit;
sbit LCD_D7_Direction at TRISB3_bit;

char txt1[] = "VGF";

char i;

voidMove_Delay() {
Delay_ms(500);
}

voidmain(){
  ANSEL  = 0;
  ANSELH = 0;
  C1ON_bit = 0;
  C2ON_bit = 0;

Lcd_Init();

Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);
Lcd_Cmd(_LCD_CURSOR_OFF);
Lcd_Out(1,6,txt3);

Lcd_Out(2,6,txt4);
Delay_ms(2000);
Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);

Lcd_Out(1,1,txt1);
Lcd_Out(2,5,txt2);

Delay_ms(2000);

// Moving text
for(i=0; i<4; i++) {
Lcd_Cmd(_LCD_SHIFT_RIGHT);
Move_Delay();
  }

while(1) {
for(i=0; i<8; i++) {
Lcd_Cmd(_LCD_SHIFT_LEFT);
Move_Delay();
    }
```

```
for(i=0; i<8; i++) {
Lcd_Cmd(_LCD_SHIFT_RIGHT);
Move_Delay();
    }
  }
}
```

B.1 Ovládání displeje LCD

```
void main() {                              //LCD pin init
cnt = 0;
Keypad_Init();
  ANSEL  = 0;
  ANSELH = 0;
Lcd_Init();
Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);
Lcd_Cmd(_LCD_CURSOR_OFF);
Lcd_Out(1, 1, "1");
Lcd_Out(1, 1, "System_check  :");
Lcd_Out(2, 1, "Click 1 for enter the menu:");

do {
kp = 0;

// Waitforkey to bepressed and released
do
// kp = Keypad_Key_Press();
kp = Keypad_Key_Click();
while (!kp);
// Preparevaluefor output, transformkey to it's ASCII value
switch (kp) {


case  1: kp = 49; break; // 1
case  2: kp = 50; break; // 2
case  3: kp = 51; break; // 3
case  4: kp = 65; break; // A


    }

if (kp != oldstate) {
cnt = 1;
oldstate = kp;
      }
else {
cnt++;
      }

Lcd_Chr(1, 10, kp);

if (cnt == 255) {
cnt = 0;
Lcd_Out(2, 10, "   ");
      }

WordToStr(cnt, txt);
Lcd_Out(2, 10, txt);
  } while (1);
     }
```

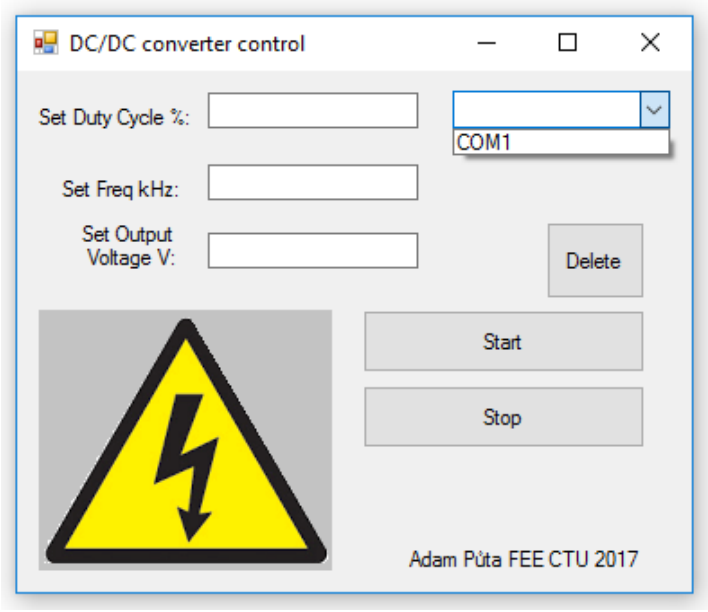
B.2 Ovládání maticové klávesnice

```
voidint(){
inttr_power       // transformerpowersetting var
measure _1 = read_ADC1
if(measure_1 != tr_power){
if(measure_1 >tr_power){
gotopush_pull_setting_dec   //pushpulldecrease PWM duty
     }
if(measure_1 <tr_power){
gotopush_pull_setting_inc           //pushpullincrease PWM duty
        }
}
}
```

B.3 Kontrola hodnoty napětí na transformátoru

```
loop:
for (int i =0; i<1024;i++){
  s = s + 1;                                  // linear ramp signaliteration
DAC1_setting_reg  = s                         //updatevalueof DAC
}
if(new_setting ==1){
gotonew_signal_settings                       // checkifnewsignalrequired
}
else{
gotoloop                                     //signalcontinue
}
```

B.4 Generování pilového signálu



B.5: Ovládací obrazovka programu pro ovládání z PC