



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV ELEKTROTECHNOLOGIE

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC TECHNOLOGY

# NÁVRH VYSOKONAPĚŤOVÉHO ZDROJE SINUSOVÉHO NAPĚTÍ

DESIGN OF THE SINUSOIDAL HIGH VOLTAGE SOURCE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

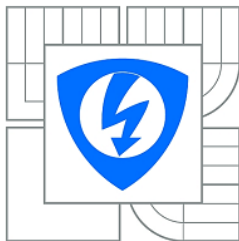
Jaromír Uherek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Martin Frk, Ph.D.

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Mikroelektronika**

**Student:** Bc. Jaromír Uherek

**ID:** 119654

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2012/2013

## NÁZEV TÉMATU:

### Návrh vysokonapěťového zdroje sinusového napětí

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte možné varianty návrhu vysokonapěťových střídavých zdrojů. Provedte analýzu vhodnosti jednotlivých způsobů řešení pro využití v oblasti degračních zkoušek elektroizolačních materiálů. Vyberte nejvhodnější řešení a navrhnete vlastní hardwarové zapojení jednotlivých částí zdroje. Na základě teoretického návrhu a dosažených dílčích výsledků provedte optimalizaci řešení jednotlivých částí a zdroj následně realizujte.

Při návrhu a realizaci zařízení respektujte následující požadavky:

- galvanické oddělení od napájecí sítě
- výstupní sinusové napětí v rozsahu 50 - 2000 V RMS a frekvenci 50 Hz
- maximální povolený proud zdroje 1 mA s možností změny na 10 mA
- ochrana zdroje před zkratem v případě překročení limitního proudu, resp. elektrického průrazu
- možnost komunikace s osobním počítačem přes USB sběrnici.

Ověřte funkčnost sestaveného zdroje v praktických podmínkách při dlouhodobé zkoušce elektrického namáhání elektroizolačních materiálů.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce.

**Termín zadání:** 11.2.2013

**Termín odevzdání:** 30.5.2013

**Vedoucí práce:** Ing. Martin Frk, Ph.D.

**Konzultanti diplomové práce:**

**prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.**

*Předseda oborové rady*

#### UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Cílem diplomové práce je návrh zdroje pro testování izolačních materiálů s výstupním napětím 50 V - 2 kV a pevnou frekvencí 50 Hz. Zdroj je řízen pomocí osobního počítače, do kterého jsou odesílány hodnoty skutečného napětí a proudu. Pro obousměrnou komunikaci je použito rozhraní USB.

## **Klíčová slova**

Vysokonapěťový sinusový zdroj, HV zdroj, VN zdroj, VN zesilovač, zesilovač třídy AB, plovoucí tranzistor, izolovaný SE, vícevýstupový DC/DC měnič, rezonanční DC/DC měnič, STM32F105, USB rozhraní, VN testování izolantů, VN testování dielektrik.

## **Abstrakt**

Object of the diploma thesis is design of a high voltage power supply for testing insulation materials with output voltage 50 V - 2 kV at fixed frequency 50 Hz. The power supply is controlled by personal computer and measured data are sent back to the personal computer. The Universal Serial Bus (USB) is used for communication between the PC and the device.

## **Key words**

High voltage sinusoidal power supply, HV power supply, HV amplifier, amplifier class AB, floating transistor, insulated CE, multi output DC/DC converter, resonant DC/DC converter, STM32F105, USB interface, HV insulation testing, HV dielectric testing.

UHEREK, J. *Návrh vysokonapěťového zdroje sinusového napětí*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Ústav mikroelektroniky, 2013. 73 s, 16 s. příloh Diplomové práce. Vedoucí diplomové práce: Ing. Martin Frk, Ph.D.

# Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh vysokonapěťového zdroje sinusového napětí jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2013

.....  
podpis autora

# Poděkování

Děkuji technickému vedoucímu diplomové práce Ing. Tomáši Tichému za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další velmi cenné rady při zpracování projektu a vedoucímu projektu Ing. Martinu Frkovi, Ph.D.

V Brně dne 29. května 2013

.....  
podpis autora

# OBSAH

Seznam obrázků .....	VII
Seznam tabulek .....	VIII
Úvod .....	1
1 Základní požadavky na zdroj .....	2
2 Rozbor možných topologií řešení zdroje .....	3
2.1 Řešení s nízkofrekvenčním transformátorem .....	4
2.1.1 Usměrňovač .....	4
2.1.2 Zesilovač .....	4
2.1.3 Nízkofrekvenční transformátor .....	4
2.1.4 Zhodnocení řešení s nízkofrekvenčním transformátorem .....	5
2.2 Řešení s vysokofrekvenčním transformátorem .....	6
2.2.1 Usměrňovač .....	6
2.2.2 Kontrolér a spínač primárního proudu transformátoru .....	6
2.2.3 Měnič, obvyklá řešení pro nízká napětí .....	6
Lineární zesilovač .....	6
Spínaný zesilovač .....	7
2.2.4 Řízení plovoucích tranzistorů .....	9
2.2.5 Zdroj napětí pro plovoucí prvky .....	10
2.2.6 Zhodnocení řešení s vysokofrekvenčním transformátorem .....	10
3 Podrobný postup návrhu vysokonapěťového zdroje .....	11
3.1 Nejpoužívanější topologie pro izolované zdroje .....	11
3.1.1 Měnič blokujícího typu .....	11
3.1.2 Měnič propustného typu .....	12
3.1.3 Rezonanční měnič .....	13
3.2 Zdroj vysokého napětí .....	14
3.3 Zdroj napětí pro napájení obvodů .....	26
3.4 VN převodník napětí – proud (VN modul) .....	31
3.5 DC/DC měnič pro napájení plovoucích modulů .....	35
3.6 Řízení VN modulů .....	37
3.7 Řídící deska s mikroprocesorem .....	43
4 Programové vybavení .....	46
4.1 Programové vybavení v mikrokontroléru .....	46
4.2 Programové vybavení v PC .....	49
5 Oživení a testování modulů, sestavení celku .....	52
5.1 Oživení jednotlivých modulů .....	52
5.1.1 Zdroj napětí 3 kV .....	52
5.1.2 Zdroj servisních napětí pro MCU a OZ .....	53
5.1.3 Zdroj izolovaného napětí pro plovoucí VN moduly .....	53
5.1.4 Modul mikrokontroléru s komunikací USB .....	54
5.1.5 VN modul a jeho řízení .....	54
5.2 Pospojování modulů .....	55
5.3 Oživení a ověření funkčnosti celku .....	56
6 Zkušební měření vzorku izolantu .....	58
7 Závěr .....	60
Použitá literatura .....	62
Seznam symbolů, veličin a zkratk .....	64
Seznam příloh .....	66

# Seznam obrázků

obr. 2-1 a) řešení s nízkofrekvenčním transformátorem b) řešení s vysokonapětovým měničem .....	3
obr. 2-2 Zapojení s nízkofrekvenčním transformátorem.....	4
obr. 2-3 řešení zdroje s VF transformátorem a VN měničem .....	6
obr. 2-4 zapojení tříd zesilovačů, a) třída A, b) třídy B a AB se symetrickým napájením, c) třídy B a AB s nesymetrickým napájením .....	7
obr. 2-5 principiální zapojení spínaného zesilovače třídy D .....	8
obr. 2-6 zapojení sériové kombinace tranzistorů pro a) symetrické vstupní napětí b) pro jednoduché napětí v můstku.....	9
obr. 2-7 možné řešení buzení plovoucích tranzistorů.....	10
obr. 3-1 principiální zapojení zdroje typu Flyback .....	11
obr. 3-2 principiální zapojení zdroje typu Forward.....	12
obr. 3-3 principiální zapojení zdroje rezonančního typu.....	13
obr. 3-4 rozdělení vysokého sekundárního napětí na více vinutí .....	15
obr. 3-5 napětí a proud cívkou s jádrem neznámého původu.....	18
obr. 3-6 Provozní režimy měniče typu Flyback .....	20
obr. 3-7 Sestava vinutí VN transformátoru .....	22
obr. 3-8 principiální zapojení jednoho modulu a) napět'ový režim b) proudový režim.....	31
obr. 3-9 schéma zapojení VN regulačního modulu .....	33
obr. 3-10 schéma zapojení zdroje plovoucího napětí .....	36
obr. 3-11 zjednodušené schéma zapojení ovládání VN modulů .....	37
obr. 3-12 Závislost CTR optronu 4N35 na teplotě (převzato z [16]).....	38
obr. 4-1 Vývojový diagram programu v MCU .....	47
obr. 4-2 Titulní stránka programu .....	50
obr. 4-3 Záložka pro změřené hodnoty .....	50
obr. 5-1 Schéma propojení jednotlivých modulů VN zdroje .....	55
obr. 6-1 Výsledek měření vyrobeného kondenzátoru s dielektrikem FR2.....	58
obr. 6-2 Výsledek měření vyrobeného kondenzátoru s polypropylenovým dielektrikem .....	59
obr. 6-3 Výsledek měření vyrobeného kondenzátoru s dielektrikem TRIVOLTON.....	59

## Seznam tabulek

tab. 3-1 Průměry vodičů pro vinutí transformátoru.....	29
tab. 3-2 Dosažitelný výsledný odpor paralelní kombinace zvolených rezistorů.....	39
tab. 3-3 Výběr kombinace sepnutí rezistorů.....	40
tab. 3-4 Požadavky na potřebné funkce mikroprocesoru .....	43



# Úvod

Pojem „izolant“ nebo „izolace“ lze dát do souvislosti s mnoha oblastmi lidské činnosti. Může se např. jednat o tepelnou izolaci, která snižuje ztráty na vytápění nebo zabraňuje nechtěné kondenzaci. V tomto případě je požadováno, aby měla izolace vysoký tepelný odpor, tedy malou tepelnou vodivost. Dále lze zmínit zvukovou izolaci určenou k zabránění šíření zvuku nebo jeho pronikání, například izolaci motorového prostoru automobilu, izolaci v hudebním studiu pro absorpci nechtěných odrazů atd.

Úkolem izolace obecně je oddělovat od sebe dvě různá prostředí nebo stejná prostředí s různými provozními podmínkami. Z hlediska elektrotechnologie je izolace chápána jako látka, která má schopnost od sebe oddělit dva různé napěťové potenciály. Může se jednat o izolaci jednotlivých žil v kabelu určenou k zabránění zkratu (takzvaná pracovní izolace), nebo o izolaci, která má zamezit doteku s živou částí pod napětím a tím i úrazu elektrickým proudem (doplňková izolace). Každý izolant vykazuje dielektrické vlastnosti, je tedy schopen shromažďovat náboj. Tato vlastnost je vyžadována u izolačních materiálů určených pro výrobu kondenzátorů. Uvedený druh izolace se označuje jako dielektrikum a vyžaduje se u něho velká permitivita, nízká vodivost a malé dielektrické ztráty. Materiály určené k výrobě izolací pro kabely naopak musí mít malou permitivitu, aby se nezvyšovala jalová složka proudu v soustavě, a rovněž by měly mít nízkou vodivost. V ideálním případě je vodivost izolantu nulová (neexistují volné náboje, ale vyskytují se pouze vázané), této vlastnosti však s reálnými materiály nelze dosáhnout. V izolantu jsou vždy přítomné jak vázané, tak i volné náboje. Množství těchto volných nábojů není konstantní a mění se s teplotou, příměsemi (nečistotami), atmosférickými vlivy, zářením, s intenzitou elektrického pole, ale také s časem. Říkáme, že izolant degraduje. V příliš silném elektrickém poli může dojít např. k čistě elektrickému průrazu izolantu, kdy vlivem silného elektrického pole došlo k lavinové generaci volných nosičů a k vytvoření vodivé cesty. V tomto případě vznikla po průrazu pouze tenká vodivá cesta, kudy protekl proud. Druhou možností je tepelný průraz, kdy dojde k průchodu proudu volnými nosiči, které zvýší vodivost izolantu. Ten se začne lokálně zahřívat, což nadále zvýší počet volných nosičů v oblasti a nastává kladná zpětná vazba. Jakmile teplota v oblasti dosáhne kritické meze, dojde k zuhelnatění izolantu, vytvoření trvalé vodivé cesty, k jeho vznícení a tím i k jeho nevratnému poškození.

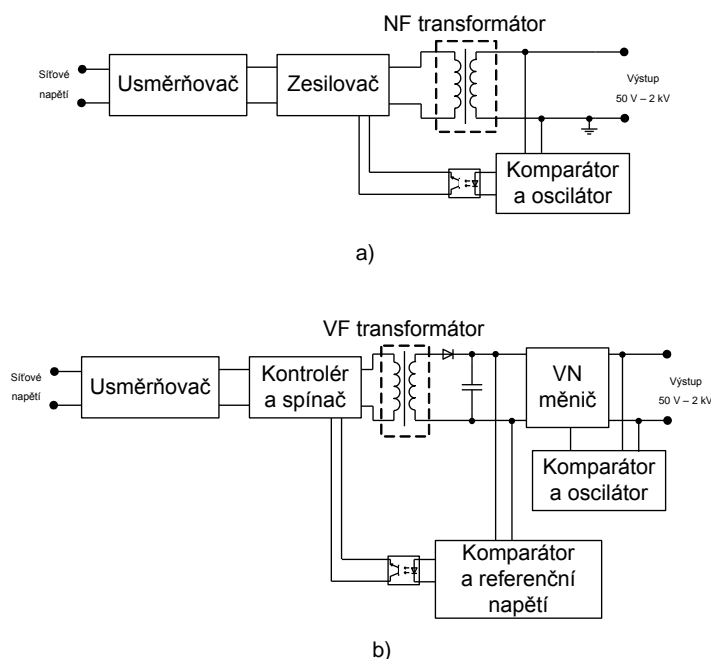
Životnost izolantu nelze stanovit na základě jednoduchého měření svodového proudu. Je potřeba provést dlouhodobá měření, kdy je izolant vystaven po stanovený čas ztíženým podmínkám, a na základě změny parametrů je poté možno odhadnout jeho životnost. Jedním z mnoha testů je připojení izolantu na napětí po stanovený čas a měření svodového proudu. Toto napětí může být stejnosměrné (dojde k polarizaci dielektrika – izolace a látkou protéká pouze svodový proud zapříčiněný volnými náboji) nebo střídavé. Při použití střídavého napětí je izolace namáhána více. Změnou směru elektrického pole dochází k natáčení domén, což s sebou nese energetické ztráty, tedy ohřev dielektrika. Ten může být příčinou tepelného průrazu izolantu, a proto je dobré znát bezpečnou hranici ohřevu dielektrika (izolantu) a vyhnout se možnému selhání zařízení.

# 1 Základní požadavky na zdroj

Aby mohlo být provedeno testování elektrické odolnosti izolanů, je nezbytné mít zdroj napětí. Potřebné výstupní napětí závisí na druhu testovaných materiálů. V tomto případě se jedná o zdroj nastavitelného výstupního napětí v rozsahu 50 V až 2 kV sinusového průběhu o frekvenci 50 Hz. Zdroj by měl být odolný vůči zkratu (ochránění zdroje pro případ průrazu testovaného vzorku izolantu) a maximální proud by měl být omezen na takovou úroveň, aby nedošlo k úrazu elektrickým proudem, ale kapacita testovaného vzorku by zároveň neměla způsobit limitaci proudu. Tuto hodnotu zatím nelze přesně určit, závisí totiž na velikosti přiložených elektrod, permitivitě testovaného vzorku a jeho tloušťce. Budeme pracovat s hodnotou 15 mA. Nastavení zdroje se bude provádět pomocí osobního počítače po sběrnici USB. Do tohoto řídicího počítače se bude odesílat informace o skutečné (změřené) hodnotě proudu a napětí. Výstupní napětí musí být z bezpečnostních důvodů galvanicky odděleno od síťového napětí.

## 2 Rozbor možných topologií řešení zdroje

Možná řešení pro získání vysokého napětí jsou znázorněna na obr. 2-1. Bloková schémata neobsahují blok určený ke komunikaci s PC. Tato část bude společná pro obě diskutovaná řešení.



obr. 2-1 a) řešení s nízkofrekvenčním transformátorem b) řešení s vysokonapětovým měničem

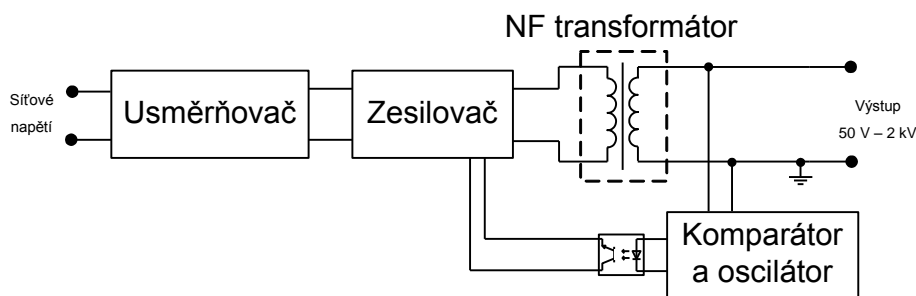
Varianta a) využívá nízkofrekvenčního transformátoru, jenž je napájen ze zesilovače pracujícího s usměrněným síťovým napětím. Zpětná vazba je zavedena ze sekundární strany přímo do zesilovače, který mění primární napětí. Na sekundární straně se vyskytuje pouze dělič pro měření výstupního napětí.

Varianta b) používá vysokofrekvenční transformátor pro získání vysokého napětí. Na primární straně je kontrolér a spínač (tranzistor), který vytváří vysokofrekvenční napětí pro transformátor. Usměrněné sekundární napětí je porovnáváno s referenčním a rozdílový signál je zpracován primárním kontrolérem. Musí se přitom provést takový zásah, aby se výstupní napětí doregulovalo na požadovanou úroveň. Usměrněné vysoké napětí je vysokonapětovým měničem převedeno na střídavé.

V následujících částech této práce budou jednotlivé možnosti a části analyzovány.

## 2.1 Řešení s nízkofrekvenčním transformátorem

Blokové schéma popisovaného řešení je znázorněno na obr. 2-2. Toto řešení předpokládá použití nízkofrekvenčního zesilovače umístěného na primární straně. Sekundární strana porovnává výstupní signál s referenčním, který je generován oscilátorem. Oscilátor je nastavován z osobního počítače (v blokovém schématu není zakresleno).



obr. 2-2 Zapojení s nízkofrekvenčním transformátorem

V následujícím textu jsou stručně popsány jednotlivé části.

### 2.1.1 Usměrňovač

Síťové napětí bude připojeno na usměrňovač, za nímž je vyhlazovací kondenzátor. Na jeho svorkách bude stejnosměrné napětí 325 V, nebo 2x 162 V za předpokladu, že bude použito symetrického napájení.

### 2.1.2 Zesilovač

Jeho úkolem je převedení stejnosměrného napětí na sinusové o požadované frekvenci pro napájení transformátoru. Do tohoto zesilovače je zavedena zpětná vazba ze sekundárního obvodu. Jedná se o signál z rozdílového zesilovače, podle kterého se bude nastavovat velikost a frekvence napětí pro primární vinutí transformátoru.

### 2.1.3 Nízkofrekvenční transformátor

Použití transformátoru provozovaného na požadované výstupní frekvenci, tedy 50 Hz, je tou nejjednodušší volbou. Výstupní výkon lze vypočítat podle vzorce:

$$P = U \cdot I = 2000 \cdot 0,015 = 30 \text{ W} \quad (2-1)$$

V [1] je uvedena účinnost transformátoru v závislosti na přenášeném výkonu. Je nižší pro menší výkony, protože je použit tenčí vodič pro vinutí, které má větší sériový odpor. Předpokládáme-li, že účinnost transformátoru bude 70%, pak budeme počítat s výstupním výkonem 43 W. Výhodou transformátoru je galvanické oddělení, které je pro tuto aplikaci požadováno. Výpočet jádra a počtu závitů je proveden dle [1]. Použitím komplementární dvojice tranzistorů pro buzení transformátoru (viz dále) se stane konstrukce zesilovače

jednodušší, ale transformátor je buzen pouze polovinou vstupního napětí. Vezmeme-li v úvahu minimální vstupní napětí 200 V<sub>AC</sub>, pak minimální napětí pro transformátor je:

$$U_{tr} = \frac{U_{ac}}{2} = \frac{200}{2} \cong 100 \text{ V} \quad (2-2)$$

Primární vinutí transformátoru je připojeno na napětí 100 V. Počet závitů transformátoru pro 1 V je:

$$n = \frac{U_i}{4,44 \cdot B \cdot S_{Fe} \cdot f} = \frac{1}{4,44 \cdot 1,2 \cdot 0,0006 \cdot 50} \cong 9,384 \text{ V} \cdot \text{z}^{-1} \quad (2-3)$$

pak počet primárních závitů vychází:

$$N_{prim} = U_{prim} \cdot n \cdot \left(1 - \frac{k_u}{2}\right) = 100 \cdot 9,384 \cdot \left(1 - \frac{0,16}{2}\right) \cong 863 \text{ z} \quad (2-4)$$

Počet sekundárních závitů:

$$N_{sec} = U_{sec} \cdot n \cdot \left(1 - \frac{k_u}{2}\right) = 2100 \cdot 9,384 \cdot \left(1 - \frac{0,16}{2}\right) \cong 18130 \text{ z} \quad (2-5)$$

kde:

$k_u$  = Činitel poklesu napětí = 0,16 (viz [1])

$B$  = Povolené sycení jádra = 1,2 T

$S_{Fe}$  = Efektivní plocha zvoleného jádra

## 2.1.4 Zhodnocení řešení s nízkofrekvenčním transformátorem

Z výpočtů vyplývá, že počet primárních závitů je přiměřený, ale počet sekundárních závitů je pro výrobu transformátoru v domácích podmínkách příliš velký. Z výše uvedených vzorců vychází, že snížení počtu závitů je možné provést zvětšením plochy jádra  $S_{Fe}$ . Pokud by se zvolilo jádro o průřezu pětkrát větším,  $S_{FE} = 30 \text{ cm}^2$ , dosazením do vzorců (2-3) až (2-5) by vyšlo:

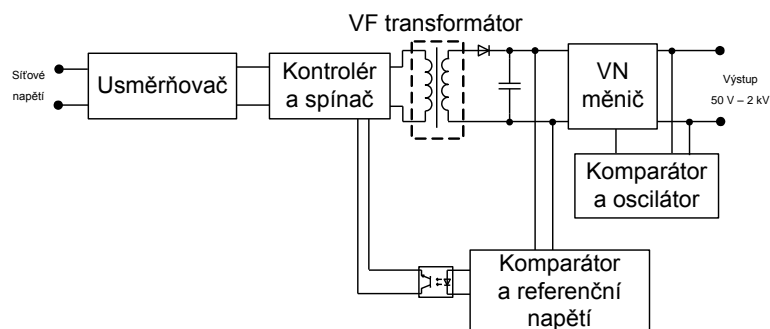
Počet závitů na 1 V	1,251 V·z <sup>-1</sup>
Počet primárních závitů	115 z
Počet sekundárních závitů	2417 z

Průřezu sloupku 30 cm<sup>2</sup> odpovídá rozměr sloupku jádra přibližně 55x55 mm, tedy by se jednalo o velké a rozměrné jádro, které by bylo v aplikaci nevyužitě.

Z výše uvedených důvodů se tato možnost nejeví jako optimální a dále se o ní nebude uvažovat.

## 2.2 Řešení s vysokofrekvenčním transformátorem

Návrh řešení s VF transformátorem a vysokonapěťovým střídačem je na obr. 2-3.



obr. 2-3 řešení zdroje s VF transformátorem a VN měničem

### 2.2.1 Usměrňovač

Usměrňovač plní stejnou funkci jako v předchozím řešení. V tomto případě však bude stejnosměrné filtrované napětí pouze nesymetrické 325 V. Protože zdroj bude pracovat na vysoké spínací frekvenci, bude součástí usměrňovače i vstupní EMI filtr, jenž zabrání průniku VF složek ze zdroje do rozvodné soustavy.

### 2.2.2 Kontrolér a spínač primárního proudu transformátoru

Uvedený blok je primární částí spínaného zdroje. Ten převede stejnosměrné napětí na vysokofrekvenční, které je transformováno. Výhodou tohoto řešení je menší velikost transformátoru a menší počet závitů. Do bloku vstupuje přes optron ze sekundární strany zpětná vazba, jež je důležitou součástí kontroléru. Na sekundární straně je skutečná hodnota výstupního napětí porovnávána s referenční hodnotou. Rozdíl mezi nimi je zesílen a optronem je informace přenesena na primární stranu. Kontrolér informaci vyhodnotí a provede odpovídající zásah. Na rozdíl od řešení s NF transformátorem bude výstupní napětí transformátoru udržováno na konstantní úrovni.

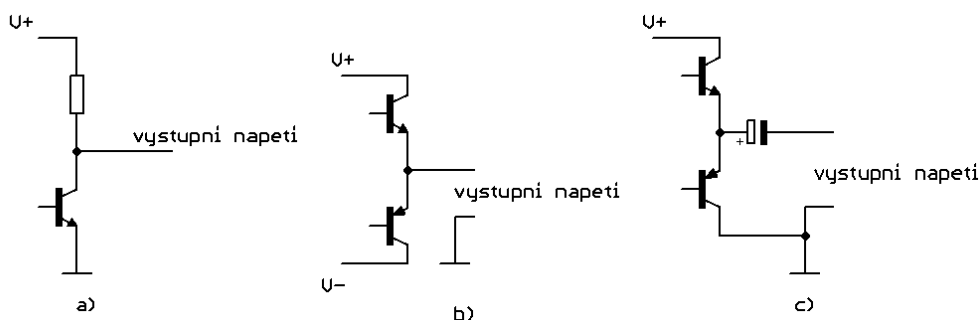
### 2.2.3 Měnič, obvyklá řešení pro nízká napětí

#### Lineární zesilovač

Může být sestaven jako zesilovač ve třídě A, B, nebo AB (viz obr. 2-4). Třída A je problematická z hlediska své účinnosti, tedy ztrát vzniklých na tranzistoru, protože tranzistorem trvale prochází značný klidový proud. Využívá pouze jednoho výkonového prvku a uplatňuje se pro zesilovače nízkého výkonu. Třída B je energeticky mnohem výhodnější. Využívá dvou výkonových prvků, z nichž každý je určen pro jednu půlvlnu výstupního napětí. Není výrazně rozšířena pro zesilování analogového signálu, neboť se vyznačuje velkým zkreslením při přechodu mezi kladnou a zápornou půlvlnou. Výhody třídy A a třídy B jsou spojeny ve třídě AB. Výstupními tranzistory prochází malý trvalý (klidový) proud, jenž sice zvyšuje ohřev a tím snižuje účinnost, ale ztrátový výkon je výrazně menší

než ve třídě A. Klidový proud se uplatní ve chvíli, kdy se výstupní napětí blíží nule. Linearita je tak výrazně lepší než ve třídě B. Většina lineárních zesilovačů určených pro audio signál pracuje ve třídě AB.

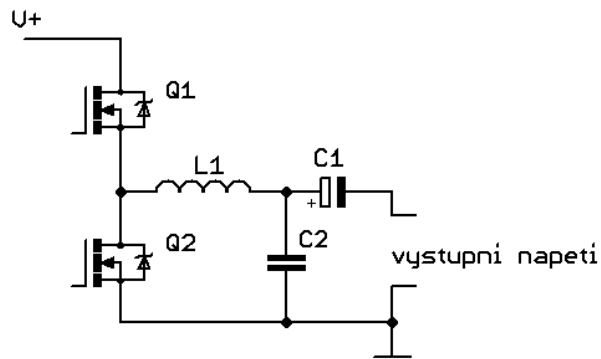
Zesilovač třídy AB může být sestaven z komplementární nebo kvazikomplementární dvojice tranzistorů. Kvazikomplementární dvojice byly rozšířeny v dobách, kdy nebyly dostupné párové tranzistory PNP-NPN. Sestava s komplementární dvojicí používá tranzistorový pár NPN a PNP. Pokud je tento koncový stupeň napájen symetrickým napětím, je potřeba hlídat výstupní napětí. V případě poruchy (proražení jednoho z tranzistorů) by se totiž mohlo výstupní napětí stát stejnosměrným. Při využití nesymetrického napájecího napětí je nutné výstup oddělit kondenzátorem pro vytvoření virtuálního středu napájení, čímž se eliminuje stejnosměrná složka výstupního signálu. Kondenzátor má však negativní vliv na přenosovou charakteristiku zesilovače v nízkých frekvencích. Další nevýhodou je jeho spuštění - pokud není kondenzátor „přednabit“, na výstupu bude měřitelná pouze jedna půlvlna napětí a ke správnému vyrovnání obou půlvln dojde až po několika periodách. Z tohoto důvodu bude výhodnější použít symetrické napájení a o řešení s oddělovacím kondenzátorem nebude uvažováno.



obr. 2-4 zapojení tříd zesilovačů, a) třída A, b) třídy B a AB se symetrickým napájením, c) třídy B a AB s nesymetrickým napájením

## Spínaný zesilovač

Jedná se o zesilovač ve třídě D, viz obr. 2-5. Výhodou tohoto řešení je výrazně větší účinnost ve srovnání s lineárním zesilovačem, a to jak při velkém výkonu, tak i při malém, protože nepotřebuje žádný klidový proud. Z principiálního hlediska se jedná o snižující měnič se synchronním usměrněním. Výstupní tranzistory jsou střídavě buzeny obdélníkovým signálem tak, aby střední hodnota napětí na kondenzátoru C2 odpovídala zesílenému vstupnímu napětí. Měnič pracuje na výrazně vyšší frekvenci než je maximální přenášená frekvence. Pracovní kmitočet je poté odfiltrován na výstupním LC článku. U tohoto typu zesilovače může vznikat vysokofrekvenční rušení.



obr. 2-5 principiální zapojení spínaného zesilovače třídy D

V aplikaci střídavého VN zdroje je napájecí napětí  $V+$  téměř 3000 V (v případě nesymetrického napájení by bylo potřeba použít 6000 V). Spínací tranzistory budou mít při spínání tak velkého napětí značné spínací ztráty. Tranzistor, který může pracovat s požadovaným napětím, není běžně dostupný, takže by se tranzistory musely pospojovat sériově. Zejména z důvodu rušení a obtížného spínání sériově řazených tranzistorů však tato navrhovaná varianta není využitelná.

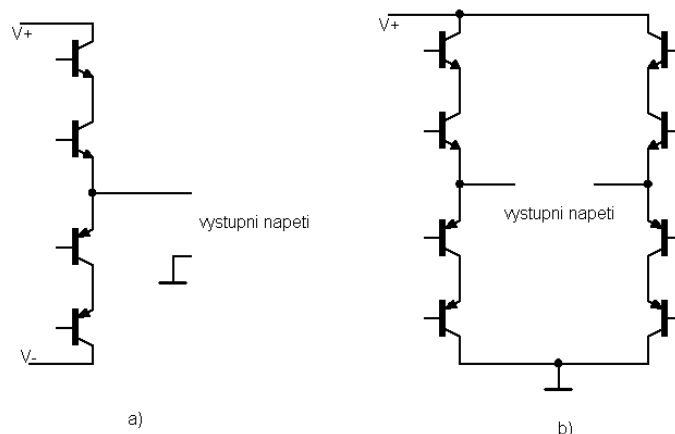
Na základě předchozích úvah výše bude střídavý VN zdroj sestaven jednou z možností a, nebo b. V dalších částech práce jsou tyto dvě možnosti analyzovány a je vybrána vhodnější varianta.

Výstupní napětí zdroje je požadováno 2 kV, maximální špičkové napětí odpovídá hodnotě:

$$V_P = U_{RMS} \cdot \sqrt{2} = 2000 \cdot \sqrt{2} \cong 2828 \text{ V} \quad (2-6)$$

Pokud by pro konstrukci střídače byl použit zesilovač třídy AB se symetrickým napájením, musel by tranzistor dokázat pracovat s dvojnásobným napětím, tedy s napětím 5656 V (například při plném záporném napětí na výstupu se napětí na tranzistoru téměř rovná napětí symetrického zdroje). Takový tranzistor není běžně k dispozici [2] [3]. Je třeba najít způsob, kterým by se dalo tak vysoké napětí regulovat, a proto upravíme konfiguraci třídy AB a spojíme více tranzistorů do série.





**obr. 2-6 zapojení sériové kombinace tranzistorů pro a) symetrické vstupní napětí b) pro jednoduché napětí v můstku**

Na obr. 2-6 je ukázáno možné zapojení sériové kombinace tranzistorů pro střídání vysokého napětí. Varianta a) vyžaduje použití symetrického napájecího napětí a sériová kombinace tranzistorů musí vydržet napětí větší než 5900 V. Její výhodou je, že výstupní napětí je vztaženo k nulové svorce, a z tohoto důvodu je měření proudu přesné a jednoduché včetně měření polarity. Varianta b) ukazuje můstkové zapojení. V tomto případě bude řízení tranzistorů složitější, protože výstupní napětí a proud již nejsou vztaženy k nulové svorce a jejich měření bude komplikované. Výhodou tohoto zapojení je poloviční hodnota napájecího napětí, postačí tak stejnosměrné napětí 2900 V. V obou případech je nutné vyřešit řízení plovoucích tranzistorů. Celkové napětí se musí rozdělit rovnoměrně mezi jednotlivé prvky. Z důvodu jednoduchosti měření a zapojení zpětné vazby je pro konstrukci vybrána varianta a). Vysokonapěťový zdroj bude dodávat napětí 2 x 3000 V.

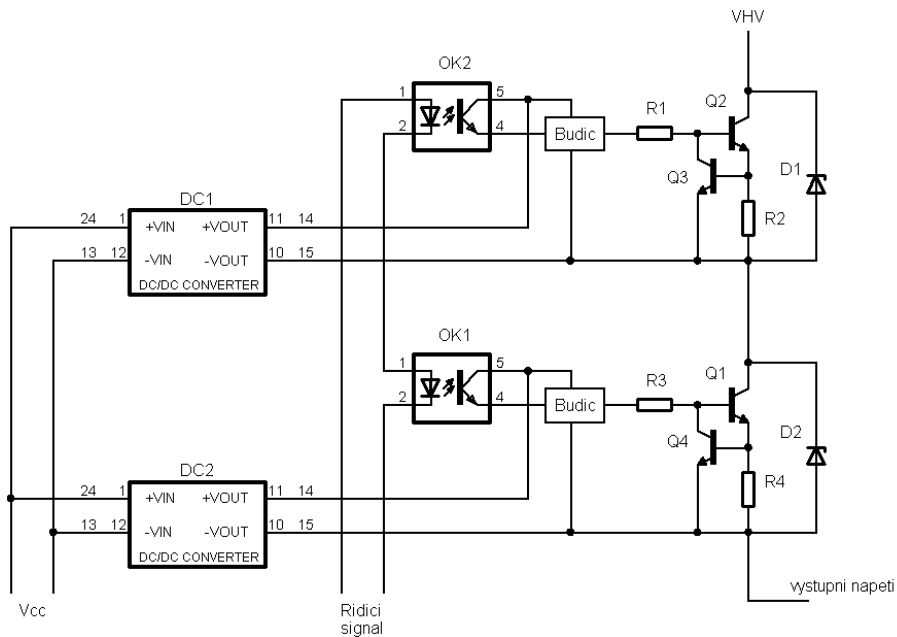
## 2.2.4 Řízení plovoucích tranzistorů

Tranzistory zapojené do série nemají vždy emitor připojený na společný potenciál, ale emitor tranzistoru je plovoucí. Jeho řízení tedy musí být také plovoucí. Bylo by možné vytvořit proudový zdroj a úbytkem napětí na rezistoru řídit proud báze. Toto řešení vyžaduje proudový zdroj, který by dokázal pracovat s vysokým napětím, tedy tranzistor, který vydrží  $U_{CE}$  až 3000 V a takový není běžně dostupný [2] [3]. Další variantou je použití optronu, který vydrží napětí 5 kV, je běžně dostupný a může sloužit k přenosu informace o požadovaném proudu k buzení plovoucí báze.

Řešení naznačené na obr. 2-7 vyžaduje použití plovoucího napětí pro napájení budiče a optronu. Toto napětí lze získat pomocí DC/DC měniče (bude vysvětleno dále).

Popis zapojení: Diody optronů zapojené do série jsou proudově buzeny budičem v nízkonapěťové části zařízení. Tato informace je pomocí optického záření převedena do vysokonapěťové plovoucí části. Budič informaci vyhodnotí a nastaví proud do báze tranzistoru Q2 (Q1). Pokud je proud procházející tímto tranzistorem tak velký, že na rezistoru R2 (R4) vytvoří úbytek napětí větší než je prahové napětí  $U_{BE}$  tranzistoru Q3 (Q4), začne tento tranzistor zkratovat bázi Q2 (Q1) a dojde tak k limitaci proudu. Tato ochrana je dostatečně rychlá a v případě zkratu zabrání zničení vysokonapěťových tranzistorů na výstupu. Zenerova dioda D1 (D2) má za úkol zabránit nárůstu napětí  $U_{CE}$  nad bezpečnou mez, protože nelze zajistit stoprocentní shodu parametrů všech prvků v zapojení a tím ani stejné

proudové omezení všech modulů. Při nerovnoměrném rozdělení napětí by mohlo dojít k průrazu tranzistoru, což by způsobilo zvýšení napětí na ostatních prvcích a lavinovou destrukci všech prvků.



obr. 2-7 možné řešení buzení plovoucích tranzistorů

## 2.2.5 Zdroj napětí pro plovoucí prvky

Nejjednodušším způsobem je použití existujícího DC/DC měniče jako součástky. Cena za jeden kus je přijatelná a běžně jsou dostupné měniče s izolační odolností 3 kV. V této aplikaci bude zřejmě potřeba až 12 kusů DC/DC měničů (při použití tranzistorů v sérii s hodnotou  $U_{CE}$  1 kV). Pro takové množství už je cena vysoká. Použití DC/DC měniče od dodavatele není jediným možným řešením a v našem případě bude výhodnější si DC/DC měnič vyrobit. Jednou z variant je použití transformátoru, který má jedno primární vinutí a 12 sekundárních. Izolační pevnost mezi jednotlivými vinutími je dána pouze izolační pevností vodiče použitého pro vinutí. Takový transformátor bude mít ale velkou rozptylovou indukčnost, jež má negativní vliv například na blokující typ měniče. Této vlastnosti lze však využít u měniče rezonančního typu, kde je rozptylová indukčnost důležitá pro jeho správnou funkci.

## 2.2.6 Zhodnocení řešení s vysokofrekvenčním transformátorem

Řešení, které počítá s použitím vysokofrekvenčního (VF) transformátoru, je ve srovnání s variantou s nízkofrekvenčním (NF) transformátorem složitější, protože je nutné použít více součástek a obvodových prvků (například DC/DC měnič). Řešení s VF transformátorem však umožňuje sestavit rychlejší ochranu proti zkratu, nevyžaduje tak náročnou konstrukci transformátoru s velkým počtem sekundárních závitů (výroba v amatérských podmínkách prakticky není možná a bylo by potřeba výrobu transformátoru zadat jako zákaznický požadavek) a dovolí snížení frekvence výstupního napětí až na nulovou hodnotu, pokud to bude potřeba.

## 3 Podrobný postup návrhu vysokonapěťového zdroje

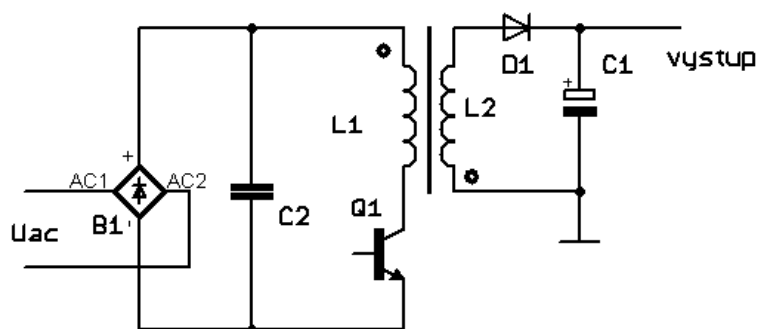
Zejména z důvodu složitosti vysokonapěťového NF transformátoru bude pro vysokonapěťový zdroj použita varianta se stejnosměrným vysokonapěťovým zdrojem a následným střídačem. V další kapitole budou podrobně popsány jednotlivé bloky konstrukce.

### 3.1 Nejpožívanější topologie pro izolované zdroje

Izolovaný zdroj napětí lze sestavit využitím jedné ze tří běžně používaných topologií. Může se jednat o měnič blokujícího, propustného nebo rezonančního typu. V následujícím textu budou jednotlivé měniče zevrubně charakterizovány.

#### 3.1.1 Měnič blokujícího typu

V zahraniční literatuře většinou označován jako Flyback. Principiální zapojení tohoto typu zdroje je na obr. 3-1.



obr. 3-1 principiální zapojení zdroje typu Flyback

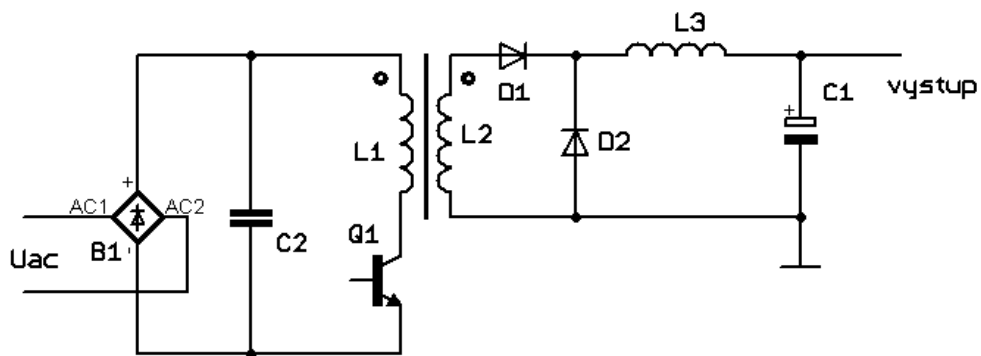
Popis funkce měniče blokujícího typu: Při sepnutí tranzistoru Q1 začne cívku L1, která tvoří primární vinutí, procházet proud. Ten začne v jádře vytvářet magnetické pole. Do kondenzátoru C1 neteče proud, protože dioda D1 je polarizována v závěrném směru. Jakmile je Q1 vypnut, napětí na sekundárním vinutí L2 změnilo polaritu a C1 je nabíjen. U tohoto typu měniče nedochází k přímému přenosu napětí na sekundární vinutí, ale pouze prostřednictvím magnetického pole. Aby bylo možno uložit do jádra potřebné množství energie v krátkém čase, vyznačuje se měnič menší primární indukčností (ve srovnání s propustným měničem). Nižší primární indukčností je dosaženo tím, že do magnetického obvodu jádra je zařazena mezeře, která způsobí jeho rozdělení na dvě části. Feromagnetická část obvodu má malý magnetický odpor, vzduchová část obvodu má velký magnetický odpor. Toto rozdělení způsobí, že větší část energie je uložena právě v mezeře jádra, a proto je možné uložit v magnetickém obvodu více energie než v samotném feromagnetickém materiálu.

Výhodou měniče je menší citlivost na změny napájecího napětí. Z tohoto důvodu je hojně využíván v zařízeních spotřební elektroniky, jako jsou nabíječky, stolní tiskárny, monitory atd., tedy v zařízeních, kde je vyžadován široký rozsah vstupních napětí.

Nevýhodou je malý výkon přenesený na sekundární stranu na jednotku objemu transformátoru. Je většinou používán pro výkony do 100 W, protože pro dosažení většího výkonu je potřeba zapojit do obvodu transformátor většího rozměru než u jiného typu měniče. Dalším problémem je rozptylová indukčnost transformátoru, která nedovolí průchod sekundárnímu proudu, dokud energie z rozptylové indukčnosti není odvedena. Většinou je vyzářena ve formě tepla. Z toho vyplývá, že čím větší je rozptylová indukčnost, tím je účinnost zdroje menší. Je proto potřeba zvolit vhodnou konstrukci transformátoru.

### 3.1.2 Měnič propustného typu

V anglické literatuře označován jako Forward. Principiální zapojení tohoto typu zdroje je na obr. 3-2.



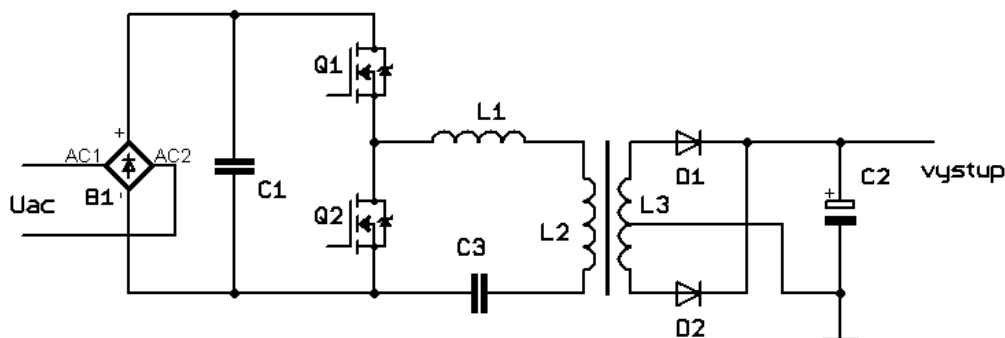
obr. 3-2 principiální zapojení zdroje typu Forward

Při sepnutí tranzistoru  $Q1$  začne cívku  $L1$ , jež tvoří primární vinutí, procházet proud. Tento proud má dvě složky. Proud, který je s převodem transformátoru transformován na sekundární stranu, prochází diodou  $D1$  přes cívku  $L3$  a nabíjí kondenzátor  $C1$ . Druhou složkou proudu je magnetizační proud jádra. Tento proud je nežádoucí a měl by být co nejmenší. Indukčnost primárního vinutí je proto větší než u blokujícího měniče (ideálně nekonečně velká). Při rozpojení tranzistoru  $Q1$  se přeruší proud tekoucí diodou  $D1$ . Akumulovaná energie v cívce  $L3$  se snaží udržet směr proudu, který se uzavírá přes diodu  $D2$ . V této periodě je nutné odvést z jádra transformátoru energii vytvořenou magnetizační složkou proudu, která se buď pomocí odporu vyzáří ve formě tepla, nebo se uloží do kondenzátoru (vyžaduje další tranzistor a kondenzátor), anebo se pomocí rekuperačního vinutí uloží zpět do  $C2$  (demagnetizace jádra není zakreslena). Tyto měniče většinou mají periodu omezenou na 50 %. Větší periody je možno dosáhnout různým poměrem závitů primárního a demagnetizačního vinutí. Detailní popis měniče přesahuje rámec této diplomové práce.

Výhodou měniče je menší jádro pro stejný výstupní výkon ve srovnání s měničem blokujícího typu a menší zvlnění proudu výstupním kondenzátorem  $C1$ , který pak může být menší. Nevýhodou je složitější konstrukce, použití více součástí a menší povolený rozsah vstupních napětí, protože maximální výstupní napětí je dáno převodem transformátoru.

### 3.1.3 Rezonanční měnič

Principiální zapojení tohoto typu zdroje je na obr. 3-3.



obr. 3-3 principiální zapojení zdroje rezonančního typu

Při konfiguraci uvedené na obr. 3-3 se jedná o zapojení LLC (konfigurace rezonanční indukčnosti, primární indukčnosti transformátoru a rezonančního kondenzátoru v sérii) v půl můstku. Půl můstek je tvořen tranzistory Q1 a Q2. Rezonanční obvod se skládá z indukčnosti L1, indukčnosti primárního vinutí L2 a rezonančního kondenzátoru C3. Indukčnost L1 se nemusí v zapojení vyskytovat, pokud je použito speciální kostičky transformátoru umožňující navinout transformátor s dostatečnou rozptylovou indukčností, která indukčnost L1 nahradí. Sekundární strana může být vytvořena jako vinutí s vyvedeným středem a usměrňovačem D1 a D2, nebo může být použito jednoduché vinutí s můstkovým usměrňovačem. Měnič se vyznačuje vysokou účinností, protože spínací ztráty jsou velmi nízké. Tranzistory Q1 (Q2) jsou spínány v okamžiku nulového napětí mezi Drain a Source. Pomocí tohoto typu měniče by bylo možné dosáhnout vysokého sekundárního napětí, pokud by pracovní kmitočet odpovídal rezonančnímu kmitočtu LLC. Primární strana měniče vyžaduje dva tranzistory. Při poklesu pod určitou úroveň výstupního výkonu je potřeba přejít na přerušovaný režim provozu (Skip mode). Tento druh měniče se většinou používá pro výkon vyšší než 100 W.

Další zapojení jsou spíše určena pro větší výkony a jsou uvedena pouze pro úplnost.

- Půl můstek – half bridge: vyžaduje dva tranzistory a dva kondenzátory. Napájecí napětí transformátoru se rovná maximálně poloviční hodnotě usměrněné hodnoty. Je používáno pro počítačové zdroje.
- Plný můstek – full bridge: kondenzátory, které tvořily napěťový střed v půl můstku, jsou nahrazeny dalšími dvěma tranzistory. Zdroj tedy vyžaduje čtyři výkonové tranzistory. Primární napětí transformátoru je pak rovno usměrněnému napájecímu. Výhodou půl můstku i plného můstku je lepší využití transformátoru. Magnetizační křivka nabývá kladných i záporných hodnot.

## 3.2 Zdroj vysokého napětí

Na základě předchozích úvah se ukázalo, že vhodnou topologií měniče pro vysokonapěťový zdroj je topologie blokujícího typu. Vyznačuje se jednoduchou konstrukcí primární strany a transformátoru, je pro ni dostupná široká škála řídicích obvodů, umožňuje široký rozsah vstupního napětí, jednoduché měření proudu na primární straně a pro požadovaný výkon je zcela dostačující.

Nevýhodou jsou větší rozměry transformátoru a rozptylová indukčnost mezi primárním a sekundárním vinutím. Je třeba zvolit vhodný postup pro výrobu transformátoru, aby se dosáhlo co nejmenší rozptylové indukčnosti.

Prvním krokem při návrhu transformátoru je stanovení převodového poměru. Převodový poměr určuje velikost napětí (součet výstupního napětí a transformovaného napětí), jakému budou vystaveny diody na sekundární straně v době sepnutí primárního tranzistoru, a současně i velikost napětí (reflektované napětí plus usměrněné napětí sítě), kterému bude vystaven tranzistor na primární straně v okamžiku, kdy je vstupní tranzistor rozepnut. Tyto dva požadavky jdou proti sobě. Vezmeme-li v úvahu snižující měnič, pak nevhodně zvolený převodový poměr ( $N_{\text{prim}} \gg N_{\text{sek}}$ ) zajistí, že je možno použít na sekundární straně diody s nízkým závěrným napětím, ale na primární straně bude velké reflektované napětí a spínací tranzistor bude muset toto velké napětí vydržet. Pokud je zvolena opačná situace ( $N_{\text{prim}} \ll N_{\text{sek}}$ ), pak je tranzistor na primární straně při vypnutém stavu vystaven malému napětí, ale při sepnutém stavu musí diody na sekundární straně vydržet velké závěrné napětí. Je potřeba zvolit vhodný kompromis. Jak bylo řečeno, zdroj vysokého napětí musí dodávat napětí 2x3000 V. Pokud spínací tranzistor na primární straně bude schopen vydržet napětí 800 V, bude možno ho používat při napětí až 700 V. Je přitom vhodné ponechat malou rezervu mezi pracovním a maximálním dovoleným napětím.

$$U_{\text{refl}} = U_{\text{trmax}} - U_{\text{bulk}} = 700 - 253 \cdot \sqrt{2} = 342 \text{ V} \quad (3-1)$$

Kde:

$U_{\text{refl}}$  – maximální povolené reflektované napětí ze sekundární strany

$U_{\text{trmax}}$  – maximální povolené napětí spínacího tranzistoru

$U_{\text{bulk}}$  – usměrněné napětí sítě včetně rezervy

Ze vzorce (3-1) vyplývá, že maximální dostupné napětí pro transformaci je 342 V. Pokud požadujeme sekundární napětí 3000 V, pak převodový poměr vychází:

$$M_{\text{transfl}} = \frac{U_{\text{refl}}}{U_{\text{vyst}} + U_f} = \frac{342}{3000 + 0,6} = 0,114 \quad (3-2)$$

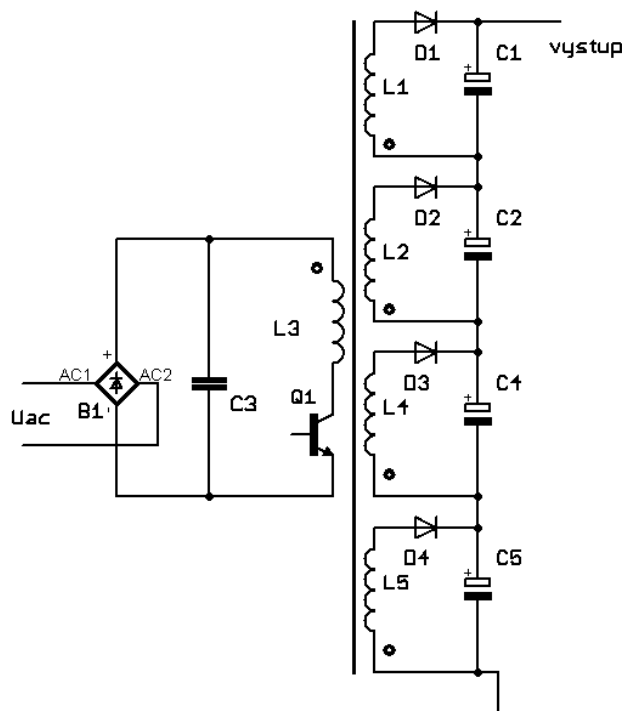
Transformované napětí při sepnutém primárním tranzistoru bude:

$$U_{\text{sectransf}} = \frac{U_{\text{bulk}}}{M_{\text{transf}}} = \frac{253 \cdot \sqrt{2}}{0,114} = 3139 \text{ V} \quad (3-3)$$

Napětí, na které musí být dioda na sekundární straně dimenzovaná, je součtem transformovaného napětí a výstupního napětí.

$$U_{rsdiody} = U_{vystupni} + U_{sectransf} = 3000 + 3139 = 6136 \text{ V} \quad (3-4)$$

Ze vzorce (3-4) vyplývá, že sekundární dioda bude namáhána napětím 6136 V. Diodu s tak velkým závěrným napětím by bylo možné koupit, ale jako problematická se jeví filtrace usměrněného napětí. Kondenzátory konstruované na takové napětí a s potřebnou kapacitou se běžně nevyskytují. Z tohoto důvodu bude výhodnější rozdělit sekundární napětí 3000 V na 4 části, každou po 750 V (obr. 3-4). Rozdělení umožní zapojení diod s nižším závěrným napětím a jako filtrační kapacitu lze použít kombinaci dvou elektrolytických kondenzátorů zapojených do série.



obr. 3-4 rozdělení vysokého sekundárního napětí na více vinutí

Při konstrukci měniče z rovnice (3-2) vyplývá, že vyšší dovolené primární napětí znamená vyšší sekundární napětí, což dovoluje použít menší počet závitů na sekundární straně. Z tohoto důvodu bude na primární straně použit tranzistor IGBT, který dovoluje kolektorové napětí až 1200 V. Volbou tohoto tranzistoru je, dle rovnice (3-1), k dispozici napětí 842 V. Spínací tranzistor ale nelze provozovat na jeho maximální hodnotě, protože případné zákmity by znamenaly překročení maximálních hodnot dovolených výrobcem a snížení jeho spolehlivosti. Maximální napětí na primární straně transformátoru stanovíme na 600 V. Rovněž je nezbytné vzít v úvahu rozptylovou indukčnost transformátoru, jež má za následek vznik vysokonapěťových špiček na kolektoru spínacího tranzistoru. Aby se zabránilo poškození tranzistoru vzniklými špičkami, je potřeba zvolit vhodný omezovač napětí. Omezovač může být sestaven pomocí diody, kondenzátoru a rezistoru, nebo může být využit transil. V tomto případě budou zapojeny 3 kusy transilů na napětí 200 V v sérii. Celkové napětí omezovacího obvodu je pak 600 V. Aby nedocházelo k nechtěné aktivaci transilů a snížila se tak výkonová ztráta na těchto součástkách, bude pro výpočet převodu transformátoru použito primární napětí 500 V.

Opětovným použitím vzorců (3-2) až (3-4) získáme nové hodnoty pro:

Převod transformátoru:  $M_{\text{transf}} = 0,6656$

Převedené vstupní napětí na sekundární stranu:  $U_{\text{sectransf}} = 538 \text{ V}$

Potřebné závěrné napětí sekundární diody:  $U_{\text{rsdiody}} = 1075 \text{ V}$

Protože hodnota závěrného napětí sekundární diody je stále dost vysoká, bude v této aplikaci použito dvou diod zapojených v sérii se závěrným napětím 1000 V, které jsou běžně dostupné.

Dalším krokem v návrhu blokujícího měniče je výpočet střídání spínání primárního tranzistoru (Duty Cycle - DC). Před samotným výpočtem je nutné znát poměr doby sepnutí primárního tranzistoru a doby, po kterou dochází k demagnetizaci jádra ze sekundárního vinutí (čas sepnutí sekundární diody). Vyjdeme z indukčního zákona:

$$-U = \frac{d\Phi}{dt} = N \cdot S \cdot \frac{dB}{dt} \quad (3-5)$$

Kde:

$U$  – indukované napětí

$\Phi$  – intenzita magnetického toku

$t$  – čas

$N$  – počet závitů

$S$  – plocha smyčky (průřez jádra)

$B$  – magnetická indukce

Primární i sekundární strana mají společné jádro, mají tedy společnou plochu jádra (zanedbáváme vzniklou mezeru mezi vinutím a samotným jádrem) a velikost magnetické indukce. Rovnici (3-5) můžeme upravit

$$B \cdot S = \frac{U \cdot t}{N} \quad (3-6)$$

Levá strana rovnice je stejná pro primární i sekundární stranu, pravá strana je platná pro každou stranu zvlášť. Označíme je rozdílně.

$$\frac{U_{pmin} \cdot t_{on}}{N_p} = \frac{U_s \cdot t_{off}}{N_s} \Rightarrow \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{pmin} \cdot t_{on}}{U_s \cdot t_{off}} \quad (3-7)$$

Kde:

$N_p$  – počet primárních závitů

$N_s$  – počet sekundárních závitů

$t_{on}$  – doba sepnutí primárního tranzistoru

$t_{off}$  – doba demagnetizace jádra (doba sepnutí výstupní diody)

$U_s$  – sekundární napětí

$U_{pmin}$  – hodnota minimálního primárního napětí

Hodnota  $N_p/N_s$  je známá z rovnice (3-2), později přepočítána na sekundární napětí 750 V a má hodnotu  $M_{\text{transf}} = 0,6656$ . Tento parametr dosadíme do (3-7).



$$M_{transf} = \frac{U_{pmin} \cdot t_{on}}{U_s \cdot t_{off}} \Rightarrow \frac{t_{on}}{t_{off}} = M_{transf} \cdot \frac{U_s}{U_{pmin}} \quad (3-8)$$

$$t_{on/off} = \frac{t_{on}}{t_{off}} = M_{transf} \cdot \frac{U_s + U_f}{U_{pmin}} = 0,6656 \cdot \frac{750 + 1,2}{180 \cdot \sqrt{2}} = 1,964 \quad (3-9)$$

Z rovnice (3-9) je vypočtena střída:

$$D_{on} = \frac{t_{on/off}}{t_{on/off} + 1} = \frac{1,964}{1,964 + 1} = 0,6626 = 66,26 \% \quad (3-10)$$

Kde  $D_{on}$  = poměr doby trvání průchodu proudu primárním vinutím k době trvání délky pulsu, který je dán pracovní frekvencí.

Pracovní frekvence měniče je zvolena 35 kHz (důvod pro tuto volbu bude v práci objasněn později). Frekvenci 35 kHz odpovídá délka periody:

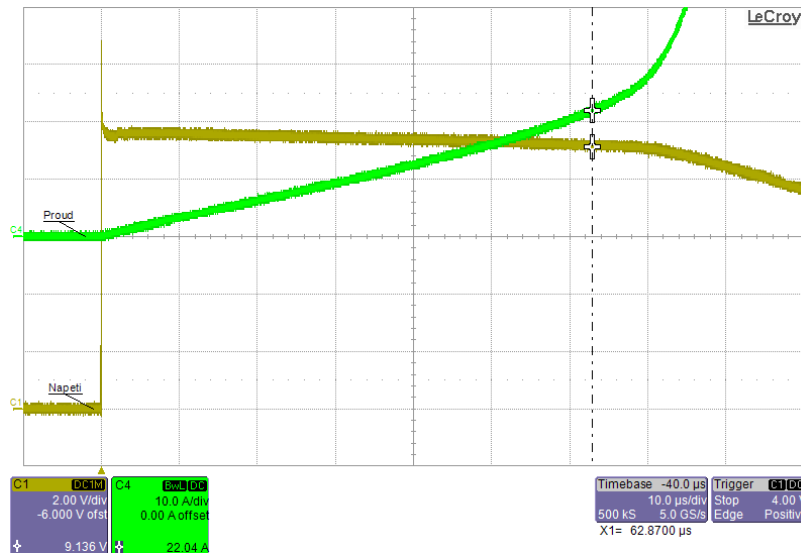
$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{35k} = 28,57 \mu s \quad (3-11)$$

Přepočtem hodnoty střídavy ze vzorce (3-9) obdržíme dobu trvání sepnutí a vypnutí tranzistoru na primární straně:

$$\begin{aligned} t_{on\_t} &= D_{on} \cdot T = 0,6626 \cdot 28,57 \mu s = 18,93 \mu s \\ t_{off\_t} &= (1 - D_{on}) \cdot T = (1 - 0,6626) \cdot 28,57 \mu s = 9,64 \mu s \end{aligned} \quad (3-12)$$

Následujícím krokem v návrhu zdroje je výběr vhodného jádra. V tuto chvíli je známo, že kromě jednoho primárního vinutí bude navinuto osm sekundárních vinutí, jedno vinutí pro napájení primární strany a jedno vinutí pro napájení sekundární strany. Celkem bude na kostřičce navinuto 11 vinutí a mezi nimi musí být izolace s izolační pevností větší než 3 kV. Bylo by možné použít jádro typu E, ale vzhledem k počtu vinutí by muselo být větších rozměrů. Z uvedeného důvodu bylo vybráno jádro typu C, které se běžně používalo ve zdroji vysokého napětí pro CRT obrazovky. Pro tento zdroj 2x3 kV se nepředpokládá sériová výroba, a proto je použité jádro vymontováno právě z takového VN transformátoru. VN zdroj pro CRT obrazovku je rovněž blokujícího typu. V magnetickém obvodu jádra je již zařazena mezera 2 x 0,25 mm. Mezera je ponechána beze změny a její význam byl již popsán v kapitole 3.1.1.

Na použitém jádře nejsou uvedeny žádné informace o typu jádra a chybí i typové označení. Nejdříve je nutné zjistit velikost magnetické indukce B, kterou je možné v jádru vyvolat, aby nedošlo k saturaci. To lze provést tak, že se na jádro navine známý počet závitů, na ně se přiloží známé napětí a pomocí osciloskopu se měří proud procházející cívkou, viz obr. 3-5. V uvedeném případě bylo na jádře navinuto 9 závitů a na cívkou bylo připojeno napětí 9 V. Proud cívkou lineárně narůstal přibližně 63  $\mu s$ , dosáhl hodnoty 22 A a poté se začal prudce zvyšovat. Právě v tomto okamžiku dosáhla velikost magnetické indukce svého maxima a došlo k saturaci magnetického materiálu.



obr. 3-5 napětí a proud cívku s jádrem neznámého původu

Pro výpočet číselné hodnoty velikosti magnetické indukce použijeme opět indukční zákon:

$$-U = \frac{d\Phi}{dt} = N \cdot S \cdot \frac{dB}{dt} \Rightarrow B = \frac{U \cdot t}{N \cdot S} \quad (3-13)$$

Kde:

B – velikost magnetické indukce

U – napětí na cívce

t – čas, po který lineárně narůstal proud (čas do saturace)

N – počet závitů

S – průřez jádra

Naměřený průřez jádra je  $170 \text{ mm}^2$ . Dosazení do vzorce (3-13):

$$B = \frac{U \cdot t}{N \cdot S} = \frac{9 \cdot 63 \mu}{9 \cdot 170 \mu} = 0,371 \text{ T} \quad (3-14)$$

Tato hodnota v sobě nezahrnuje závislost dovolené magnetické indukce na teplotě, takzvaný Currieho bod, a proto je vhodné ji snížit. Ve zmíněném případě se bude uvažovat o hodnotě dvou třetin maximální hodnoty magnetické indukce vypočtené v rovnici (3-14), tedy o hodnotě 0,24 T. Z naměřených údajů lze dále vypočíst indukčnost cívky použité při měření parametrů magnetika:

$$U = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow L = U \cdot \frac{dt}{di} = 9 \cdot \frac{63 \mu}{22} = 22,77 \mu\text{H} \quad (3-15)$$

Dále lze zjistit hodnotu Al, jež udává velikost indukčnosti cívky s použitým magnetikem, pokud je na ní právě jeden závit:

$$L = Al \cdot N^2 \Rightarrow Al = \frac{L}{N^2} = \frac{22,77 \mu}{9^2} = 0,3182 \mu\text{H} \cdot \text{z}^{-2} \quad (3-16)$$

Pro stanovení počtu primárních závitů je nezbytné znát hodnotu primárního proudu vycházejícího z výstupního výkonu a z předpokládané účinnosti měniče pro nejmenší povolené vstupní napětí, které je v tomto případě 180 V<sub>AC</sub>. Výstupní napětí bude 3 kV při proudu 15 mA.

$$P_{vyst} = U_{vyst} \cdot I_{vyst} = 3000 \cdot 0,015 = 45 \text{ W} \quad (3-17)$$

Při předpokládané účinnosti zdroje 70% vyjde primární proud transformátoru:

$$I_{vst} = \frac{P_{vyst}}{\eta \cdot U_{vst\_min}} = \frac{45}{0,7 \cdot 180 \cdot \sqrt{2}} = 0,253 \text{ A} \quad (3-18)$$

V tomto okamžiku jsou známy všechny potřebné údaje pro výpočet primární indukčnosti transformátoru. Proud vypočítaný ze vzorce (3-18) je nutné nastavit na dvojnásobek, protože má pilovitý průběh a střední hodnota odpovídá polovině jeho špičkové hodnoty. Musí být dále podělen velikostí střídavy, poněvadž pouze v tomto okamžiku je primární strana připojena k síti.

$$I_{max} = \frac{I_{RMS}}{D_{on}} \cdot 2 = \frac{0,253}{0,6626} \cdot 2 = 0,764 \text{ A} \quad (3-19)$$

Ze vzorce (3-12) je známa doba trvání sepnutí primárního tranzistoru i minimální vstupní napětí 180 V<sub>AC</sub> = 254 V<sub>DC</sub>.

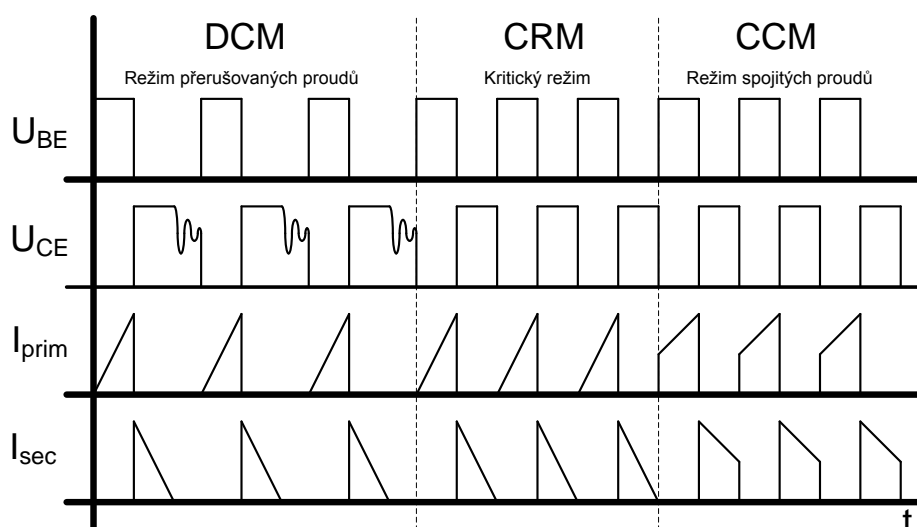
$$U = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow L = U \cdot \frac{t_{on-t}}{I_{max}} = 254 \cdot \frac{18,93\mu}{0,764} = 6,29 \text{ mH} \quad (3-20)$$

Počet primárních závitů:

$$N = \frac{L \cdot I}{B \cdot S} = \frac{6,29\text{m} \cdot 0,764}{0,24 \cdot 170\mu} = 118 \text{ z} \quad (3-21)$$

Hodnota indukčnosti vypočtená z rovnice (3-20) je platná pro provoz v kritickém režimu (Critical Mode, CRM), což znamená, že při něm dojde k sepnutí primárního tranzistoru právě v okamžiku, kdy sekundární proud dosáhne nulové hodnoty (dojde k demagnetizaci jádra). Ve výpočtech nebylo uvažováno o rozptylové indukčnosti, jež bude vzhledem ke konstrukci transformátoru poměrně vysoká. V praxi by mohlo dojít k situaci, kdy tranzistor na primární straně bude sepnut dříve, než dojde k demagnetizaci jádra, tedy k zaniknutí proudu sekundárními diodami (režim spojitého proudu, Continuous Conduction Mode, CCM). To by způsobilo opačný proud sekundárními diodami až do doby jejich zotavení a nárůst energie uložené v magnetickém poli parazitních indukčností, tedy by došlo k nárůstu rušení. Z důvodu značného rušení v CCM režimu by zdroj do tohoto módu neměl vstoupit. Bude proto zachován počet primárních závitů vypočtených ve vzorci (3-21), ale indukčnost bude změnou mezery nastavena na 5,5 mH. Střední hodnota primárního proudu se měnit nemůže, protože výkon přenášený na sekundární stranu se změnou indukčnosti nezmění. Nezmění se ani poměr doby sepnutí primárního tranzistoru a doby vodivosti sekundární diody (střídavy), protože se nemění poměr mezi primárním a sekundárním vinutím  $N_{transf}$  (viz rovnice (3-9)). Do cyklu se zařadí nová perioda, po kterou ani jeden z prvků nebude aktivní, změní se tedy frekvence a špičková hodnota primárního proudu. Měnič bude

pracovat v režimu přerušovaných proudů (Discontinuous Conduction Mode, DCM), viz obr. 3-6.



obr. 3-6 Provozní režimy měniče typu Flyback

Ze vzorce (3-2) a pozdější úpravy známe potřebný převodový poměr mezi primárním a sekundárním počtem závitů  $M_{transf} = 0,6656$ , proto můžeme dopočítat počet sekundárních závitů:

$$N_{sec} = \frac{N_{prim}}{M_{transf}} = \frac{118}{0,6656} = 176 \text{ z} \quad (3-22)$$

Sekundární část transformátoru je rozdělena na 8 galvanicky oddělených vinutí, takže celkový počet sekundárních závitů je  $N_{sec\_celkovy} = 176 \cdot 8 = 1408 \text{ z}$ .

V tomto okamžiku je znám počet primárních i sekundárních závitů, ale zatím nebyl vypočten průměr vodiče, který má být na vinutí použit. Zdroj má pracovat při frekvenci 35 kHz. Pokud vodičem prochází proud o jakékoli frekvenci, uplatňuje se jev nazývaný Skin efekt, což je proces, při kterém střídavý proud prochází pouze pláštěm vodiče, zatímco směrem ke středu jádra se jeho hustota snižuje. Zavádí se pojem Hloubka vniku. Tato hodnota říká, že proud v uvedené hloubce pod povrchem má hodnotu  $1/e \approx 0,37$  násobku hodnoty na povrchu. Hloubka vniku závisí na frekvenci, vodivosti materiálu a na jeho permeabilitě. Výpočet hloubky vniku pro měděný vodič protékáný proudem na frekvenci 35 kHz (dle [14]):

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{35\text{k} \cdot \pi \cdot 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 57 \cdot 10^6}} = 0,356 \text{ mm} \quad (3-23)$$

Kde:

$\delta$  – hloubka vniku

$\omega$  – úhlová rychlost ( $2\pi f$ )

$\mu$  – permeabilita materiálu (pro Cu je  $\mu_{Cu} = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ )

$\sigma$  – vodivost materiálu (pro Cu je  $\sigma = 57 \cdot 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ )

Pokud je zvoleno maximální povolené zatížení vodiče  $2 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$ , pak podle známého primárního proudu (rovnice (3-18)) lze vypočíst minimální potřebný průřez vodiče pro primární vinutí.

$$S_{prim} = \frac{I_{prim}}{I_{mm}} = \frac{0,253}{2} = 0,1265 \text{ mm}^2 \quad (3-24)$$

Tento průřez odpovídá průměru vodiče:

$$S_{prim} = \pi \cdot r^2 \Rightarrow d_{prim} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{prim}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,1265}{\pi}} = 0,401 \text{ mm} \quad (3-25)$$

Z rovnice (3-23) vyplývá hloubka vniku proudu do vodiče 0,356 mm. V tomto případě je vypočtený průměr vodiče 0,4 mm (poloměr vodiče = 0,2 mm), proto na této frekvenci není ještě vliv skin efektu výrazný a je možno použít jednoduchý vodič.

Sekundární vinutí je zatíženo maximálním proudem 15 mA, je zvoleno stejné zatížení vodiče jako pro primární stranu  $2 \text{ A/mm}^{-2}$ , průřez sekundárního vodiče je:

$$S_{sec} = \frac{I_{sec}}{I_{mm}} = \frac{0,015}{2} = 0,0075 \text{ mm}^2 \quad (3-26)$$

Tento průřez odpovídá průměru vodiče:

$$S_{sec} = \pi \cdot r^2 \Rightarrow d_{sec} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{sec}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,0075}{\pi}} = 0,0977 \text{ mm} \quad (3-27)$$

Sekundární vinutí je navinuto vodičem o průměru 0,1 mm.

Zbývá zjistit počet závitů pomocných vinutí. Ze známého počtu závitů a známého napětí na sekundárním vinutí lze vypočíst velikost indukovaného napětí, které připadá na jeden závit:

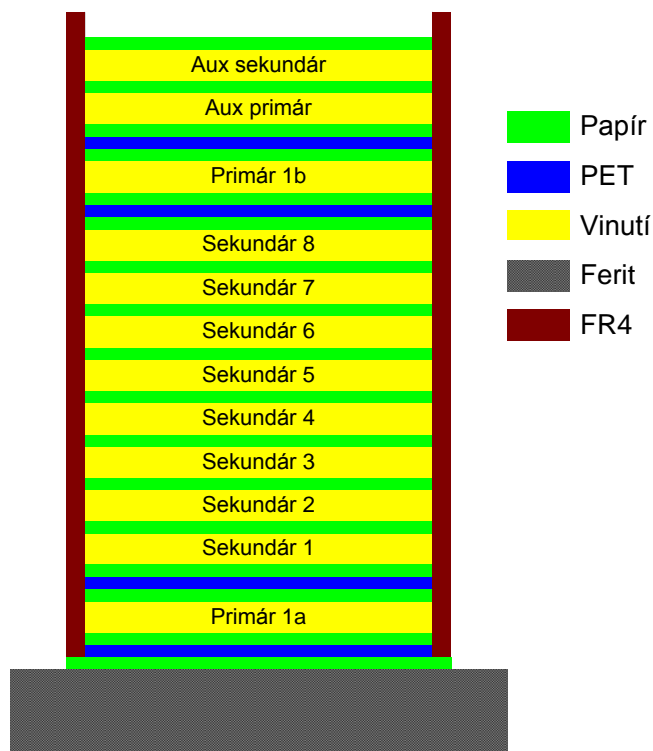
$$U_{zavit} = \frac{U_{sec}}{N_{sec}} = \frac{751,2}{176} = 4,268 \text{ V} \cdot \text{z}^{-1} \quad (3-28)$$

Pro napájení primární a sekundární strany bude použito vinutí se 4 závitů. Napětí na těchto vinutích bude mít hodnotu:

$$U_{pom\_prim}, U_{pom\_sec} = 4,268 \cdot 4 = 17,1 \text{ V} \quad (3-29)$$

Nyní je možné přistoupit k navijení transformátoru. Problémem u měniče blokujícího typu je rozptylová indukčnost mezi primárním a sekundárním vinutím, která způsobí, že po rozepnutí primárního tranzistoru je nejdříve na omezovači tvořeném transily vyzářena energie uložená v rozptylové indukčnosti a teprve poté dochází k demagnetizaci jádra do sekundární zátěže. Je vhodné, aby tato indukčnost byla co nejmenší. Ideální by bylo vinout všechna vinutí dohromady. Takový postup ale není možný z důvodu velkého napětí mezi vinutími a z důvodu bezpečného oddělení živé primární části od sekundární. Aby se dosáhlo snížení rozptylové indukčnosti, bude primární vinutí rozděleno na dvě části (každá bude mít 59

závitů), mezi které bude uloženo 8 sekundárních vinutí, viz obr. 3-7. Vinutí Sekundár 1 je připojeno na svorku -3000 V, vinutí Sekundár 8 na svorku +3000 V. Mezi jednotlivými vinutími je napětí maximálně 750 V.



obr. 3-7 Sestava vinutí VN transformátoru

Následujícím krokem v návrhu je výpočet hodnot dalších součástek měniče. Nejdříve je potřeba zvolit vhodnou součástku pro řízení měniče. Existuje celá řada obvodů určených pro blokující měniče, jedním z nejznámějších a velmi oblíbeným je UC384x. Tento obvod firmy Unitrode (později Texas Instruments) byl hojně používán v zařízeních jako TV, Video rekordéry, CD, DVD a dalších. Jeho výhodou je jednoduchá konstrukce zdroje. Pro tuto aplikaci bude použita modernější součástka, která je ověřena v jiných konstrukcích a pracuje spolehlivě. Jedná se o řídicí obvod vyráběný firmou ON Semiconductor NCP1351. Na rozdíl od UC384x nepracuje NCP1351 na pevném kmitočtu, ale kmitočet se mění podle zatížení. Doba sepnutí tranzistoru je dána primární indukčností a signálem ze zpětné vazby, doba rozepnutí je stanovena hodnotou kondenzátoru a taktéž signálem zpětné vazby. Další výhodou zmíněného obvodu je možnost nastavení doby, po kterou není obvod v regulaci, tedy většinou během startu nebo přetížení. Po uplynutí této doby, nastavitelné externím kondenzátorem, přechází obvod do zablokovaného stavu a zůstává v něm až do přerušení napájení. Další užitečnou funkcí je blokovací vstup (Latch vstup), což znamená, že při překročení napěťové úrovně na tomto vstupu přejde obvod do zablokovaného stavu. Tento vstup může být použit jako ochrana před přetížením nebo příliš velkým výstupním napětím. Více informací o NCP1351 lze nalézt v katalogovém listu [4].

Návrh dalších součástek potřebných pro správnou funkci NCP1351 bude vycházet právě z popisu v již uvedeném katalogovém listu [4].

Podle rovnice (3-19) je maximální špičkový proud primárním vinutím 764 mA. V doporučeném zapojení je hodnota snímacích rezistorů R39 a R40 stanovena na 1 Ω. Zmíněnou hodnotu ponecháme i v této aplikaci.

Úbytek napětí na snímacích rezistorech pro proud 0,764 A:

$$U_{R_{sens}} = R_{sens} \cdot I_{pkmax} = 0,5 \cdot 0,764 = 0,382 \text{ V} \quad (3-30)$$

Hodnota ofsetovacího rezistoru R41 je:

$$R_{shift} = \frac{U_{R_{sens}}}{I_{CS}} = \frac{0,382}{270\mu} = 1414 \Omega \quad (3-31)$$

Hodnota 1414  $\Omega$  není v řadě R24, proto bude použita hodnota 1,5 k $\Omega$ .

Jak bylo uvedeno výše, sekundární strana je složena z více vinutí. Jednotlivá napětí těchto vinutí jsou usměrněna a poté spojena do série. Pro zjednodušení je popsán pouze jeden blok. Napětí z transformátoru je usměrněno dvojicí diod zapojených do série D13, D14. Rezistory R1-R4 (Pobr. 1) tvoří dělič, který rozděluje usměrněné napětí rovnoměrně mezi oba filtrační kondenzátory C1, C2. Bez nich by byl kondenzátor s větším vnitřním svodem nabíjen na menší napětí a napětí na druhém by mohlo překročit maximální povolenou hodnotu. Tyto vyrovnávací rezistory odebírají z kondenzátoru proud:

$$I_{balance} = \frac{U_C}{R_{bal}} = \frac{750}{4M} = 187,5\mu\text{A} \quad (3-32)$$

Pokud počítáme s maximálním povoleným zatížením, bude proud, který vybíjí filtrační kondenzátory, dán:

$$I_{disch} = I_{max} + I_{balance} = 15\text{m} + 187,5\mu = 15,1875\text{mA} \quad (3-33)$$

Z rovnice (3-12) je známa doba, po kterou je sepnutý primární tranzistor (18,93  $\mu\text{s}$ ). Po tento čas bude energie dodávána pouze z filtračních kondenzátorů. Nyní musíme stanovit hodnotu povoleného zvlnění výstupního napětí. Pro 3 kV má být 250 mV. Tato hodnota je teoretická, v praxi se na zvlnění bude podílet i ESR (Equivalent Serial Resistance – náhradní sériový odpor kondenzátoru), který je v konstrukci pro jednoduchost zanedbán. Povolené zvlnění se rovnoměrně rozdělí mezi všechny čtyři větve, a tudíž bude zvlnění na jedné větvi čtvrtinové, tedy 62,5 mV. Nyní je možno vypočítat potřebnou velikost filtračního kondenzátoru:

$$I = C \cdot \frac{du}{dt} \Rightarrow C = I \cdot \frac{dt}{du} = 15,1875\text{m} \cdot \frac{18,93\mu}{62,5\text{m}} = 4,6\mu\text{F} \quad (3-34)$$

Hodnota kondenzátoru by měla být 4,6  $\mu\text{F}$  a je platná pro kondenzátor připojený na napětí 750 V. Tento typ kondenzátoru není běžně dostupný, a proto je nahrazen dvěma menšími na napětí 450 V zapojených v sérii. Pro sériové řazení kondenzátorů platí:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (3-35)$$

Pro jednotlivé kondenzátory je třeba použít dvojnásobnou kapacitu, v našem případě:

$$C_1, C_2 = C \cdot 2 = 4,6\mu \cdot 2 = 9,2\mu\text{F} \quad (3-36)$$

Protože kondenzátory s vypočítanou kapacitou nejsou k dispozici, bude použit kondenzátor s hodnotou 10  $\mu\text{F}$ .

Jak bylo uvedeno výše, výstupní napětí zdroje je 2x3 kV. Po zapnutí zdroje je potřeba výstupní kondenzátory nabit na nominální napětí. Výpočet doby potřebné k nabití výstupních kondenzátorů je komplikovaný, protože do tohoto procesu vstupuje několik vlivů. Napětí součástek nejsou po zapnutí zdroje stabilizována, referenční napětí na sekundární straně není dostupné a regulace proto nepracuje správně, není známá přesná účinnost zdroje (byla stanovena odhadem na 70 %) a další. Z tohoto důvodu bude výpočet doby nabíjení výstupních kondenzátorů pouze přibližný.

Z rovnice (3-17) je znám výstupní výkon zdroje, tedy množství energie, které dokáže zdroj dodat na sekundární stranu ( $E_{HVsec} = 45 \text{ W} = 45 \text{ W}\cdot\text{s}$ ). K výpočtu bude použit vztah:

$$Q = C \cdot U \text{ [C]} \quad \text{kde} \quad \text{[C]} = \text{[A}\cdot\text{s]} \quad (3-37)$$

Z rovnice výše vyplývá, že rozměr jednotky Coulomb je Ampér za sekundu, aby bylo možno počítat s nábojem jako s výkonem, je potřeba náboj vynásobit napětím:

$$E_{Cap} = C \cdot U \cdot U; \quad \text{[C]} \cdot \text{[V]} = \text{[A}\cdot\text{s]} \cdot \text{[V]} = \text{[W}\cdot\text{s]} \quad (3-38)$$

Dosazením do (3-38) se vypočítá velikost energie potřebné pro nabití výstupních kondenzátorů:

$$E_{Cap} = 8 \cdot 5\mu \cdot 750^2 = 22,5 \text{ Ws} \quad (3-39)$$

Čas potřebný pro nabití výstupních kondenzátorů:

$$t_{HVsec} = \frac{E_{Cap}}{E_{HVsec}} = \frac{22,5}{45} = 0,5 \text{ s} \quad (3-40)$$

Dále je možno vypočíst hodnotu kondenzátoru pro časovač, který zastaví zdroj, pokud se nepodaří dosáhnout regulace ve stanoveném čase. Dle rovnice (3-40) je tento čas 0,5 s.

$$I = C \cdot \frac{du}{dt} \Rightarrow C_{casovac} = \frac{I_{casovac} \cdot t}{V_{casovac}} = \frac{10,8\mu \cdot 0,5}{5} = 1,08\mu\text{F} \quad (3-41)$$

Vypočtená hodnota pro kondenzátor není ve standardizované řadě hodnot. Pro C21 je stanovena hodnota nejbližší hodnotě vypočtené, tedy 1,2  $\mu\text{F}$ .

Další nutnou součástí obvodu pro správnou funkci zdroje je regulátor výstupního napětí. Nejjednodušším řešením je použít regulátor TL431 nebo typu podobného. Jedná se o 3 pinový paralelní stabilizátor s referenčním napětím 2,5 V, viz [9]. V takovém případě by bylo výstupní napětí regulováno pouze na jedinou úroveň. V této aplikaci by se mělo výstupní sinusové napětí nastavovat v rozsahu 50 V – 2000 V. Pokud bude výstupní sinusové napětí nastaveno na minimální úroveň 50 V, není nutné, aby VN zdroj reguloval na 3 kV. Pro zajištění regulace VN zdroje pro různé úrovně byl vybrán jiný typ regulátoru, NCS1002, který



obsahuje zdroj referenčního napětí a dva operační zesilovače. Obvod je původně určen pro regulátory konstantního napětí / konstantního proudu (CV/CC), viz [10]. V této aplikaci je jeden operační zesilovač použit pro porovnávání poddělného výstupního napětí s referenčním napětím 2,5 V a druhý operační zesilovač porovnává poddělné výstupní napětí s napětím z mikroprocesoru. Výstupní napětí proto může být regulováno od 0 V až do 3 kV. Pokud by z nějakého důvodu mikroprocesor požadoval vyšší napětí než 3 kV, bude výstupní napětí porovnáváno s vnitřním referenčním zdrojem 2,5 V a výstupní napětí nikdy nepřekročí 3 kV.

Jak bylo uvedeno výše, referenční napětí regulátoru je 2,5 V, a proto je potřeba navrhnout odporový dělič, který bude dělit napětí 3 kV na referenční úroveň 2,5 V. Nevýhodou je, že pro tak vysoká napětí nejsou odpory běžné a skládat jeho hodnotu má za následek větší nepřesnost děliče. Po prostudování stránek dodavatele součástek [2] byl vybrán rezistor s hodnotou 10 MΩ na napětí 10 kV. Jak bylo již zmíněno, referenční napětí je 2,5 V, napětí na tomto 10 MΩ je:

$$U_{RH} = U_{vyst} + U_{ref} = 3000 - 2,5 = 2997,5 \text{ V} \quad (3-42)$$

Ztrátový výkon na měřicím rezistoru:

$$P_{RH} = \frac{U^2}{R} = \frac{2997,5^2}{10\text{M}} = 0,899 \text{ W} \quad (3-43)$$

Podle katalogového listu [11] lze tento rezistor zatěžovat výkonem až 1,5 W. Maximální povolené zatížení není překročeno. Proud tekoucí rezistorem 10 MΩ lze vypočítat dle Ohmova zákona:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{2997,5}{10\text{M}} = 299,75 \mu\text{A} \quad (3-44)$$

Tento proud je o 4 řády vyšší než proud, který teče do invertujícího pinu operačního zesilovače regulátoru. Dle [10] je tento proud 20 nA, a tudíž ho lze zanedbat. Hodnota proudu 10 MΩ je použita pro výpočet hodnoty odporu druhého rezistoru. Použitím Ohmova zákona:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{2,5}{299,75 \mu} = 8340,3 \Omega \quad (3-45)$$

Vypočtená hodnota není dostupná, proto bude použito paralelní kombinace dvou rezistorů 100 kΩ a 9,1 kΩ. Jejich výsledná hodnota je:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{100\text{k}} + \frac{1}{9,1\text{k}}} = 8,341 \text{ k}\Omega \quad (3-46)$$

Vypočtená hodnota 8,341 kΩ se blíží požadované hodnotě.

V regulačním obvodu je paralelní napěťová reference (na pinu) a pro správnou funkci je nezbytné, aby touto referencí protékal proud určený rezistorem R48, který s kondenzátorem C30 tvoří filtr pro potlačení šumu a zvýšení stability napěťové reference. Součástky jsou zvoleny v souladu s katalogovým listem [10]. Kondenzátor C26 filtruje usměrněné napětí z pomocného sekundárního vinutí. Toto napětí je použito pro napájení obvodů potřebných

k regulaci. Jelikož se může výstupní napětí měnit od 0 V po 3 kV, může dosahovat i napětí z pomocného vinutí hodnoty 0 V. V takovém případě by došlo ke ztrátě regulace, a tak je přes diodu D12 možno připojit externí napětí ze zdroje servisních napětí (+15 V, +5 V, -5 V), které zajistí napájení regulátoru v případech, kdy napětí z pomocného vinutí není dostatečné.

Vstupní část zdroje tvoří EMI filtr složený z L1 a CX2. Napětí je usměrněno a filtrováno na C5 a bude použito i pro zdroj provozních napětí (viz dále). Po připojení zdroje do sítě je přes rezistory R21 a R22 nabíjen kondenzátor C23. Jakmile dosáhne hodnoty pro start obvodu NCP1351, začne tento obvod generovat pulsy pro Q1 a zároveň se začne indukovat napětí v pomocném primárním vinutí. Toto napětí je usměrněno D5 a filtrováno C12 a přes D6 přivedeno na VCC pin. Jestliže je výstupní napětí na maximální úrovni 3 kV, je indukované napětí v pomocném vinutí dostatečně velké, aby zajistilo napájení NCP1351. Pokud je napětí nižší, napětí na C23 poklesne pod UVLO (Under Voltage Lock Out – ochrana proti nízkému napájecímu napětí) úroveň a řídicí obvod se vypne. Z tohoto důvodu je přidána dioda D13, přes kterou je možno připojit napájení z jiného zdroje a zajistit tak napájení NCP1351 během provozu na nižších napětích.

Výběr ostatních součástek měniče přesahuje rámec této práce a je podrobně popsán v katalogovém listu [4] nebo v popisu demonstrační desky [5].

### 3.3 Zdroj napětí pro napájení obvodů

Uvedený zdroj je určen pro napájení operačních zesilovačů, mikroprocesoru, ventilátoru atd. V této fázi návrhu nelze ještě s určitostí říci, jaký bude odběr uvedených zařízení. Návrh počítá s tím, že napětí ze zdroje bude vyvedeno vně zařízení a může být použito pro případné napájení externích zařízení. Při návrhu zdroje bude proto počítáno s výkonem 50 W. Pro zdroj takového výkonu je nejvýhodnější použít blokující typ měniče. Důvody volby včetně dalších typů topologií pro spínané zdroje byly uvedeny již výše. Podrobný popis návrhu spínaného zdroje typu Flyback byl popsán v kapitole 3.2. Návrh zdroje pro nižší napětí se nijak neliší od předchozího návrhu. V této kapitole bude použito výše zmíněného postupu s jinými hodnotami.

Základní požadavky na zdroj:

- Výstupní napětí – 15 V (2 A), 5 V (3,5 A), -5 V (0,5 A)
- Vstupní napětí 230 V<sub>AC</sub>

Výpočet primárního napětí:

$$U_{refl} = U_{tr\ max} - U_{bulk} = 480 - 253 \cdot \sqrt{2} = 122\text{ V} \quad (3-47)$$

Převodový poměr transformátoru:

$$M_{transf} = \frac{U_{refl}}{U_{vyst} + U_f} = \frac{122}{15 + 0,6} = 7,83 \quad (3-48)$$

Transformované napětí při sepnutém primárním tranzistoru:

$$U_{\text{sectransf}} = \frac{U_{\text{bulk}}}{M_{\text{transf}}} = \frac{253 \cdot \sqrt{2}}{7,83} = 45,72 \text{ V} \quad (3-49)$$

Napětí sekundární diody:

$$U_{\text{rsdiody}} = U_{\text{vystupni}} + U_{\text{sectransf}} = 15 + 45,72 = 60,72 \text{ V} \quad (3-50)$$

Poměr mezi dobou sepnutí a vypnutí primárního tranzistoru:

$$\frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{off}}} = M_{\text{transf}} \cdot \frac{U_s + U_f}{U_{p\text{min}}} = 7,83 \cdot \frac{15 + 0,6}{180 \cdot \sqrt{2}} = 0,4798 \quad (3-51)$$

Střída sepnutí primárního tranzistoru:

$$D_{\text{on}} = \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{on}} + t_{\text{off}}} = \frac{0,4798}{0,4798 + 1} = 0,3242 \quad (3-52)$$

Pracovní frekvence je zvolena na 70 kHz. Délka periody:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{70\text{k}} = 14,29 \mu\text{s} \quad (3-53)$$

Doba trvání sepnutí a vypnutí tranzistoru:

$$\begin{aligned} t_{\text{on}_t} &= D_{\text{on}} \cdot T = 0,3242 \cdot 14,29 \mu = 4,63 \mu\text{s} \\ t_{\text{off}_t} &= (1 - D_{\text{on}}) \cdot T = (1 - 0,3242) \cdot 14,29 \mu = 9,65 \mu\text{s} \end{aligned} \quad (3-54)$$

Při předpokládané účinnosti zdroje 80% vyjde primární proud transformátoru:

$$I_{\text{vst}} = \frac{P_{\text{vst}}}{\eta \cdot U_{\text{vst\_min}}} = \frac{50}{0,8 \cdot 180 \cdot \sqrt{2}} = 0,246 \text{ A} \quad (3-55)$$

Špičková hodnota proudu:

$$I_{\text{max}} = \frac{I_{\text{RMS}}}{d_{\text{on}}} \cdot 2 = \frac{0,246}{0,3242} \cdot 2 = 1,51 \text{ A} \quad (3-56)$$

Hodnota primární indukčnosti:

$$U = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow L = U \cdot \frac{t_{\text{on}_t}}{I_{\text{max}}} = 254 \cdot \frac{4,63 \mu}{1,51} = 779 \mu\text{H} \quad (3-57)$$

Pro konstrukci transformátoru bylo vybráno jádro PQ26/25 od firmy EPCOS s upravenou mezerou ve středním sloupku [13]. Hodnota  $A_l = 0,214 \mu\text{H} \cdot \text{z}^{-2}$ . Zjištění počtu závitů:

$$L = Al \cdot N^2 \Rightarrow N_{prim} = \sqrt{\frac{L_{prim}}{Al}} = \sqrt{\frac{779u}{0,214u}} = 60,3 = 60z \quad (3-58)$$

Výpočet napětí, které připadá na jeden závit:

$$U_{zavit} = \frac{U_{refl}}{N_{prim}} = \frac{122}{60} = 2,0367 \text{ V} \cdot z^{-1} \quad (3-59)$$

Počet závitů připadajících na jednotlivá sekundární vinutí a pomocné primární vinutí:

$$\begin{aligned} N_{s_{15}} &= (U_{s_{15}} + U_f) \cdot U_{zavit} = (15 + 0,6) \cdot 2,0367 = 7,66 = 8z \\ N_{s_5} &= (U_{s_5} + U_f) \cdot U_{zavit} = (5 + 0,6) \cdot 2,0367 = 2,75 = 3z \\ N_{p_{aux}} &= (U_{p_{aux}} + U_f) \cdot U_{zavit} = (14 + 0,6) \cdot 2,0367 = 7,17 = 7z \end{aligned} \quad (3-60)$$

Střední hodnota primárního proudu je dle rovnice (3-55) 246 mA. Maximální povolené zatížení vodiče je zvoleno  $2 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$ , průřez pro primární vinutí:

$$S_{prim} = \frac{I_{prim}}{I_{mm}} = \frac{0,246}{2} = 0,123 \text{ mm}^2 \quad (3-61)$$

Tento průřez odpovídá průměru vodiče:

$$S_{prim} = \pi \cdot r^2 \Rightarrow d_{prim} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{prim}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,123}{\pi}} = 0,396 \text{ mm} \quad (3-62)$$

Pracovní frekvence měniče byla zvolena 70 kHz, čemuž odpovídá hloubka vniku proudu do vodiče:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} = \sqrt{\frac{2}{70k \cdot \pi \cdot 2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 57 \cdot 10^6}} = 0,252 \text{ mm} \quad (3-63)$$

Hloubka vniku proudu do vodiče je sice větší než poloměr vodiče (0,198 mm), ale jak bylo uvedeno výše, hloubka vniku znamená, že proud v dané vzdálenosti je přibližně 0,37 násobkem proudu na povrchu vodiče. Vodič je navíc umístěn blíže jádra a je zhoršen odvod tepla. Z tohoto důvodu je vhodnější použít pro primární vinutí více vodičů a snížit tak jejich ohřev. V našem případě bude použito dvou vodičů o průměru 0,4 mm.

Sekundární vinutí budou umístěna na povrchu a jejich chlazení bude účinnější. Za těchto podmínek je možné zvolit větší proudovou hustotu vodiče -  $4 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$ . Průměry sekundárních vinutí:

$$S_{\text{sec}_{15}} = \frac{I_{\text{sec}_{15}}}{I_{\text{mm}}} = \frac{2}{4} = 0,5 \text{ mm}^2 \Rightarrow d_{\text{sec}_{15}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{\text{sec}_{15}}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,5}{\pi}} = 0,798 \text{ mm}$$

$$S_{\text{sec}_{5}} = \frac{I_{\text{sec}_{5}}}{I_{\text{mm}}} = \frac{3,5}{4} = 0,875 \text{ mm}^2 \Rightarrow d_{\text{sec}_{5}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{\text{sec}_{5}}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,875}{\pi}} = 1,056 \text{ mm} \quad (3-64)$$

$$S_{\text{sec}_{-5}} = \frac{I_{\text{sec}_{-5}}}{I_{\text{mm}}} = \frac{0,5}{4} = 0,125 \text{ mm}^2 \Rightarrow d_{\text{sec}_{-5}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{\text{sec}_{-5}}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,125}{\pi}} = 0,399 \text{ mm}$$

Pro všechna sekundární vinutí vychází hodnota hloubky vniku proudu menší než je poloměr vodiče, takže jádro vodiče se vedení proudu účastní jen minimálně. Proto je výhodné použít pro sekundární vinutí sdružené vodiče, kromě vinutí, které je zatíženo pouze 0,5 A. Vinutí transformátoru byla zvolena následovně:

**tab. 3-1 Průměry vodičů pro vinutí transformátoru**

Název vinutí	Průměr vodiče [mm]	Počet vodičů	Celkový průřez [mm <sup>2</sup> ]
Prim	0,4	2	0,251
Sec 15 V	0,6	2	0,565
Sec 5 V	0,5	5	0,982
Sec -5 V	0,5	1	0,196

Úbytek napětí na snímacích rezistorech na primární straně pro proud 1,51 A.

$$U_{R_{\text{sens}}} = R_{\text{sens}} \cdot I_{pk\text{max}} = 0,5 \cdot 1,51 = 0,755 \text{ V} \quad (3-65)$$

Hodnota offsetovacího rezistoru:

$$R_{\text{shift}} = \frac{U_{R_{\text{sens}}}}{I_{CS}} = \frac{0,755}{270\mu} = 2796 \Omega \quad (3-66)$$

Hodnota 2796  $\Omega$  není v řadě R24, proto bude použita hodnota 2,8 k $\Omega$ .

Hodnoty filtračních kondenzátorů v této aplikaci byly s ohledem na povolené zvlnění výstupního napětí a povolený zatěžovací proud empiricky stanoveny takto:

15 V	1160 $\mu\text{F}$
+5 V	1630 $\mu\text{F}$
-5 V	690 $\mu\text{F}$

Nejdříve je nutné vypočítat čas pro nabíjení těchto filtračních kondenzátorů, aby bylo možné stanovit dobu pro časovač, který nastavuje prodlevu před zablokováním řídicího obvodu blokujícího měniče. Jelikož se v aplikaci vyskytuje více napětí, nelze jednoduše použít vzorec pro nabíjení jednoho kondenzátoru jedním proudem. Všechny kapacity proto budou přepočteny tak, jako by byly připojeny na jediné napětí 15 V. Použijeme k tomu vzorec, který popisuje vztah mezi energií a kapacitou:

$$\begin{aligned}
E_{15} &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot 1,16\text{m} \cdot 15^2 = 130,5 \text{ mJ} \\
E_{+5} &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot 1,63\text{m} \cdot 5^2 = 20,4 \text{ mJ} \\
E_{-5} &= \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 = \frac{1}{2} \cdot 690\mu \cdot 5^2 = 8,6 \text{ mJ} \\
E &= E_{15} + E_{+5} + E_{-5} = 130,5\text{m} + 20,4\text{m} + 8,6\text{m} = 150,5 \text{ mJ}
\end{aligned} \tag{3-67}$$

Dále je použit stejný vzorec pro přepočítání energie na jediný kondenzátor připojený na 15 V větve:

$$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 \Rightarrow C = \frac{2 \cdot E}{U^2} = \frac{2 \cdot 150,5\text{m}}{15^2} = 1,42 \text{ mF} \tag{3-68}$$

Jak bylo zmíněno dříve, výstupní výkon zdroje je 50 W. Tento údaj je použit pro výpočet času, který je potřebný pro nabití výstupních kondenzátorů, tedy dosažení regulace. Množství energie potřebné pro nabití filtračních kondenzátorů:

$$E_{Cap} = 1,42\text{m} \cdot 15^2 = 0,32 \text{ Ws} \tag{3-69}$$

Čas potřebný pro nabití výstupních kondenzátorů:

$$t_{LV \text{ sec}} = \frac{E_{Cap}}{E_{LV \text{ sec}}} = \frac{0,32}{50} = 6,4 \text{ ms} \tag{3-70}$$

Vypočtená hodnota neuvažuje další kapacity v obvodu, proto je stanovený čas pro náběh zdroje 10 ms. Hodnota kondenzátoru pro časovač:

$$I = C \cdot \frac{du}{dt} \Rightarrow C_{casovac} = \frac{I_{casovac} \cdot t}{V_{casovac}} = \frac{10,8\mu \cdot 10\text{m}}{5} = 21,6 \text{ nF} \tag{3-71}$$

Zvolená hodnota pro časovací kondenzátor je 22 nF.

Nastavení rezistorového děliče pro snímání výstupního napětí. Pro regulaci napětí byl vybrán třívývodový paralelní stabilizátor TL431 v katalogovém zapojení, viz [9]. Referenční hodnota regulátoru je dle katalogového listu 2,5 V. Napětí, na které je připojen horní rezistor, je:

$$U_{RH} = U_{vyst} + U_{ref} = 15 - 2,5 = 12,5 \text{ V} \tag{3-72}$$

Pro tento rezistor byla zvolena hodnota odporu 47 kΩ, která není kritická a je možno vybrat jakoukoli s ohledem na ztrátový výkon a svodový proud regulátoru.

$$I = \frac{U}{R} = \frac{12,5}{47\text{k}} = 266 \mu\text{A} \tag{3-73}$$

Hodnota spodního rezistoru děliče napětí:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{2,5}{266\mu} = 9400 \Omega \quad (3-74)$$

Potřebná hodnota je vytvořená paralelní kombinací dvou rezistorů 10 kΩ a 160 kΩ.

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{160k} + \frac{1}{10k}} = 9,412k\Omega \quad (3-75)$$

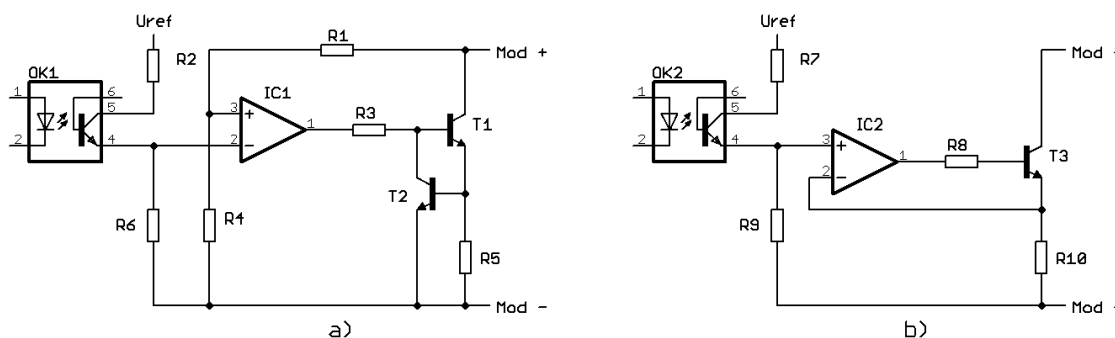
Problematika výběru ostatních součástek měniče přesahuje rámec této práce a je podrobně popsána v katalogovém listu [4] nebo v popisu demonstrační desky [5].

### 3.4 VN převodník napětí – proud (VN modul)

Jak již bylo uvedeno výše, regulace vysokého napětí zdroje bude provedena zesilovačem ve třídě AB. Regulované napětí může dosahovat až 2828 V. Pro tuto konstrukci bylo zvoleno symetrické napájení koncových tranzistorů, a proto musí výkonový prvek pracovat s napětím, které může dosahovat hodnot:

$$U_{T \max} = U_{ss\_max} - U_{vyst\_min} = 3000 - (-2828) = 5828 \text{ V} \quad (3-76)$$

Tranzistory s takovým povoleným napětím  $U_{CE}$  nejsou běžně k dispozici, a tudíž je toto napětí rozděleno mezi 6 bloků zapojených do série a každý z nich bude pracovat s napětím maximálně 1000 V. Žádný z těchto bloků nebude mít připojenu zemní svorku na společnou sekundární zem, tedy musí být všechny bloky plovoucí. Řídící signál je přenášen pomocí optronu a napájení je zajištěno pomocí DC/DC měniče (viz dále).



obr. 3-8 principiální zapojení jednoho modulu a) napětíový režim b) proudový režim

Vysokonapětíový modul může být sestaven dvěma způsoby: jako převodník proudu na napětí (obr. 3-8a), nebo jako převodník proudu na proud (obr. 3-8b).

Převodník proudu na napětí: Výhodou tohoto řešení je nezávislost nastaveného napětí mezi svorkami Mod+ a Mod- na procházejícím proudu, tedy nezávislost výstupního proudu na proudu LED v optronu. Zpětná vazba bude na změnu zátěže reagovat jen minimálně. Připojené vysoké napětí bude mezi jednotlivé moduly rozděleno téměř lineárně. Nevýhodou je nutnost použít vysokonapětíový dělič v každém modulu a potřeba omezit maximální proud v případě zkratu. Dalším problémem je nastavení pracovního bodu. Předpokládá se použití

koncového stupně v režimu zesilovače třídy AB, tedy i v případě nulového napětí na výstupu bude přes tranzistory protékat malý (klidový) proud. Napěťový zdroj ale nejde nastavit tak, aby do zátěže s nulovou impedancí dodával konstantní proud.

Převodník proudu na proud: Výhodou této druhé varianty je absence vysokonapěťového děliče, jednoduchost nastavení klidového proudu v režimu AB a přirozená odolnost vůči zkratu. Nevýhodou je, že napětí nebude rovnoměrně rozděleno mezi jednotlivé moduly. Kvůli toleranci součástek bude regulace probíhat pouze na jednom modulu. Změna zátěže způsobí velkou změnu ve zpětnovazební smyčce. U tohoto zapojení by bylo nutné vhodně omezit napětí  $U_{CE}$ , aby nedošlo k průrazu tranzistoru.

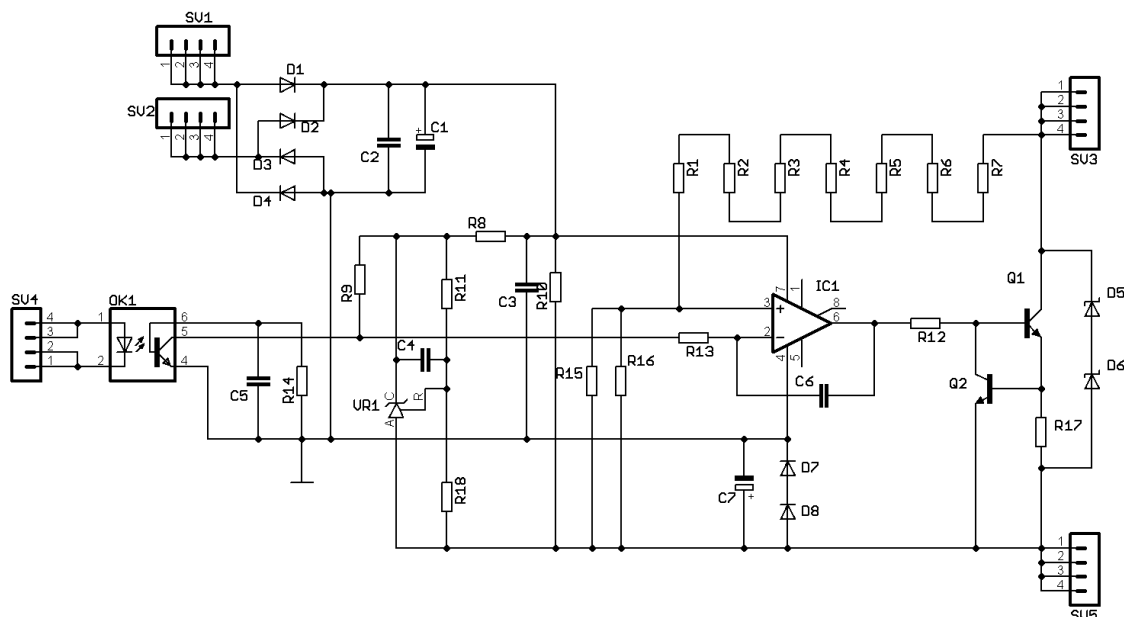
Po zvážení obou možných řešení je vybrána napěťová varianta, i u této však bude omezeno maximální napětí  $U_{CE}$  na bezpečnou úroveň.

Zjednodušené zapojení zvoleného převodníku je znázorněno na obr. 3-8a. V podstatě se jedná o paralelní napěťový regulátor řízený proudem. Regulačním prvkem je tranzistor T1, jenž musí vydržet napětí až 1 kV. Protože celé zařízení musí být odolné vůči zkratu a ochrana proti němu musí reagovat velmi rychle, byl do emitoru T1 zařazen R5. Pokud proud, který protéká T1, překročí dovolenou mez, vytvoří se na R5 takový úbytek napětí, že dosáhne hodnoty  $U_{CE}$  tranzistoru T2. Tento tranzistor se stane vodivým, začne snižovat proud do báze T1 a kolektorový proud T1 se sníží. Rezistory R1 a R4 tvoří napěťový dělič, jenž přivádí poměrnou část napětí  $U_{CE}$  T1 na neinvertující vstup operačního zesilovače. OZ je zapojen jako invertující zesilovač a porovnáva poměrnou část napětí  $U_{CE}$  s napětím z optronu.

Pokud LED v optronu protéká proud, je tento proud přenesen na optotranzistor se zesílením uvedeném v katalogovém listu (CTR parametr). Optotranzistorem začne procházet proud z referenčního zdroje a napětí na invertujícím vstupu se začne zvyšovat. Jestliže předpokládáme výchozí stav při nulovém napětí  $U_{CE}$  tranzistoru T1, pak je nulové napětí i na neinvertujícím vstupu IC1. Vyšší napětí na neinvertujícím vstupu způsobí pokles napětí na výstupu operačního zesilovače a snížení bázového proudu T1. Následkem toho dojde ke zvýšení „odporu“ tranzistoru T1, zvýšení napětí  $U_{CE}$  a po určité době také k ustálení systému a mezi svorkami Mod + a Mod – je konstantní úbytek napětí.

Abyste bylo možné dosáhnout nulového napětí na invertujícím vstupu operačního zesilovače, je potřeba připojit emitor optronu na záporné napětí, protože není možné dosáhnout nulového úbytku mezi  $U_{CE}$  použitého optronu. Záporné napětí může být vytvořeno několika způsoby. Použitím dalšího vinutí na DC/DC měniči (vyžaduje další usměrňovač), jednocestného usměrnění střídavého napětí z DC/DC měniče (dojde však k rozvážení primární strany měniče) nebo lze použít pro záporné napětí pouze úbytek na diodě. V tomto případě není potřeba přesně symetrické napětí a rozvážení primárního proudu by způsobilo potíže na primární straně DC/DC měniče (viz dále). Z uvedeného důvodu jsou pro vytvoření záporného předpětí zapojeny dvě diody v sérii, D7 a D8 (viz obr. 3-9). Ty vytvoří záporné napětí asi 1,2 V, které je pro správnou funkci IC1 i optronu plně dostačující.





obr. 3-9 schéma zapojení VN regulačního modulu

Pro správnou funkci převodu proudu na napětí je nutný napětový referenční zdroj. Referenční napětí je připraveno pomocí paralelního regulátoru TL431 (VR1 viz obr. 3-9). Pomocí rezistorů R11 a R18 je regulované napětí nastaveno na hodnotu:

$$\frac{U_{ref}}{U_{vstup}} = \frac{R18}{R18 + R11} \Rightarrow U_{vstup} = U_{ref} \cdot \frac{R11 + R18}{R18} = 2,5 \cdot \frac{4,7k + 10k}{10k} = 3,675 \text{ V} \quad (3-77)$$

Hodnota napětí stabilizátoru není kritická, je však důležité, aby byla stabilní. Dalším krokem je napočítání děliče vysokého napětí. Jak bylo už uvedeno, maximální napětí jednoho modulu by nemělo překročit 1 kV. Je vhodné ponechat malou rezervu pro případ, že dojde k přepětí vysokonapětového zdroje (regulovaná je pouze kladná větev). Z tohoto důvodu budeme předpokládat, že maximální napětí modulu bude 1200 V. Pro návrh děliče použijeme více odporů zapojených v sérii. Budou použity rezistory velikosti 0805, které dovolí maximální napětí 200 V. Dělič bude sestaven minimálně z  $1200/200 = 6$  kusů rezistorů. Aby rezistory nepracovaly s maximálním dovoleným napětím, bude dělič sestaven ze sedmi rezistorů. Dále je nezbytné zvolit maximální ztrátový výkon, který může dělič vyzářit (hodnota ztrátového výkonu je zvolena na 600 mW pro plné napětí 1200 V). Rezistory velikosti 0805 mají maximální povolený ztrátový výkon 125 mW, pro každý rezistor v děliči vychází ztrátový výkon  $600/7 = 85,7 \text{ mW}$ , takže nedojde k překročení maximální povolené hodnoty doporučené výrobcem. Výpočet hodnoty rezistoru:

$$P = \frac{U^2}{R} \Rightarrow R = \frac{U^2}{P} = \frac{(1200 - 3,675)^2}{0,6} = 2,385 \text{ M}\Omega = \frac{2,385 \text{ M}\Omega}{7} = 340,7 \text{ k}\Omega \quad (3-78)$$

Protože hodnota rezistoru vypočtená v rovnici (3-78) není v řadě hodnot R24, je zvolena hodnota 330 k $\Omega$ . Celková hodnota rezistoru je:

$$330k \cdot 7 = 2,31 \text{ M}\Omega \quad (3-79)$$

Z rovnice (3-77) je známa hodnota napětí, která má odpovídat hodnotě 1200 V, a z rovnice (3-79) také hodnota prvního rezistoru. Víme tedy všechny potřebné údaje pro výpočet hodnoty druhého rezistoru děliče:

$$\frac{U_{ref}}{U_{vstup}} = \frac{R_L}{R_H + R_L} \Rightarrow R_L = R_H \cdot \frac{U_{ref}}{U_{vstup} - U_{ref}} = 2,31M \cdot \frac{3,675}{1200 - 3,675} = 7,096 \text{ k}\Omega \quad (3-80)$$

Vypočtená hodnota není dostupná, a proto bude použita paralelní kombinace dvou hodnot 120 k $\Omega$  a 7,5 k $\Omega$ . Výsledná hodnota této kombinace je:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{120k} + \frac{1}{7,5k}} = 7,059 \text{ k}\Omega \quad (3-81)$$

Nastavení nadproudové ochrany je provedeno rezistorem R17 (obr. 3-9). Referenční hodnota pro tento regulátor je pouze  $U_{BE}$  napětí tranzistoru Q2. Hodnota  $U_{BE}$  je závislá na teplotě, ale v tomto případě se jedná o omezovač nadproudu a nikoli o regulátor, takže menší tepelná závislost je zanedbatelná. Pro výpočet hodnoty snímacího rezistoru R17 je použita referenční hodnota  $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ . Hodnota maximálního proudu vychází ze zadání (10 mA).

Pro nastavení hodnoty proudu pro nadproudovou zkratovou ochranu bude uvažována hodnota 18 mA. Hodnota je sice vyšší než maximální proud, na který je konstruován zdroj vysokého napětí (15 mA), ale tato ochrana má za úkol zabránit zkratu (kondenzátory ve VN zdroji jsou nabity). Ochrana musí být nastavena s dostatečnou rezervou, aby nedošlo k její nechtěné aktivaci i za různých teplot okolím (nastavená hodnota zkratové ochrany 18 mA bude se zvyšující se teplotou klesat, protože se vzrůstající teplotou se snižuje napětí  $U_{BE}$  tranzistoru Q2). Ochrana proti přetížení je v jiné části zařízení (viz dále).

$$R_{snim} = \frac{U_{BE}}{I_{max}} = \frac{0,6}{18m} = 33,33 \Omega \quad (3-82)$$

Hodnota snímacího rezistoru je stanovena na 33  $\Omega$ .

Na vysokonapěťový tranzistor Q1 nejsou kladeny žádné zvláštní požadavky, kromě velkého  $U_{CES}$  a dostatečného ztrátového výkonu  $P_{tot}$ . Dle dostupnosti na stránkách dodavatele elektrických součástek [2] byl vybrán tranzistor BUL216 ( $U_{CEmax} = 1600 \text{ V}$ ,  $P_{tot} = 90 \text{ W}$ ), viz [12]. Při běžném provozu nemůže napětí na tranzistoru nikdy překročit 1200 V. Pokud ale dojde k aktivaci zkratové ochrany, přejde modul do módu konstantního zdroje proudu (proud je definován rezistorem R17 a hodnotou  $U_{BE}$  tranzistoru Q2, viz obr. 3-9). V jedné větvi je použito 6 kusů modulů konstantního proudu a nelze zajistit, aby všechny pracovaly zcela shodně (ani při použití velmi přesné reference místo použití napětí  $U_{CE}$  tranzistoru Q2). Díky rozdílným hodnotám přechodu z napěťového do proudového režimu jednotlivých modulů by mohlo dojít ke zvýšení  $U_{CE}$  Q1 nad maximální dovolenou úroveň a k jeho napěťovému průrazu. K tomu může dojít u modulu, jenž přejde do proudového režimu jako první. Proudový režim má vyšší prioritu než napěťový a modul se bude snažit snížit proud zvýšením napětí na tranzistoru Q1, čímž by mohlo dojít k jeho průrazu. Proto je paralelně k Q1 připojena dvojice transilů, která zajistí, že maximální napětí  $U_{CE}$  Q1 nikdy nepřekročí dovolenou mez.

Kombinace R12, R13 a C6 tvoří filtr, jenž udává maximální frekvenci modulu. Rezistor R14 je zapojen dle katalogového listu optronu, má za úkol odvést nosiče z prostoru

báze a zvýšit přenášenou rychlost. Diody D1 až D4 tvoří můstkový usměrňovač napájecího napětí, které je následně filtrováno C1 a C2.

Celkově je v aplikaci použito 12 kusů modulů, 6 kusů pro kladnou větev a 6 kusů pro zápornou větev. Napájení je provedeno DC/DC měničem s dvanácti oddělenými vinutími. Celý modul je sestaven na jednostranné desce s plošnými spoji. Díky použití SMD součástek je rozměr modulu pouze 73 mm x 25 mm. Uchycení je provedeno pomocí pinové lišty, která se zasune do základní desky.

### 3.5 DC/DC měnič pro napájení plovoucích modulů

Jak bylo již dříve uvedeno, každý vysokonapěťový modul je vybaven operačním zesilovačem, a proto musí být připojen na zdroj napětí. Žádná část oddělené části modulu není při provozu trvale spojena se zemí a potenciál mezi jednotlivými sousedními moduly dosahuje běžně napětí až 1000 V. Tato skutečnost má za následek, že není možné použít jednoduchou odbočku z transformátoru pro napájení modulu. Je potřeba použít speciální zdroj, který bude mít 12 vzájemně oddělených výstupů, nebo samostatný měnič pro každý modul. Vzhledem k tomu, že je požadováno 12 stejných výstupních napětí, které budou zatíženy přibližně stejným proudem, bude jednodušší a cenově výhodnější použít měnič s jedním primárním vinutím a 12 sekundárními. Nejčastěji používané topologie pro izolované měniče byly popsány v kapitole 3.1. Pro izolovaný měnič byla vybrána rezonanční topologie. Tato konstrukce vychází z už dříve ověřené konstrukce.

Rezonanční topologie se vyznačuje vysokou účinností a malým rušením, protože spínání MOSFET tranzistorů se provádí pouze při nulovém napětí mezi Source a Drain (ZVS – Zero Voltage Switching). Výstupní napětí se nastavuje převodem použitého transformátoru a modulací spínací frekvence. V podstatě se jedná o frekvenčně závislý indukční dělič. Pokud měnič pracuje v oblasti ZVS, pak nižší frekvenci odpovídá vyšší zisk a výstupní napětí je vyšší, vyšší frekvenci odpovídá menší zisk a výstupní napětí klesá. Více o rezonančních měničích například v [7] nebo [8].

Pro ovládání tranzistorů rezonančního měniče je dostupná celá řada integrovaných obvodů od různých výrobců. S ohledem na jednoduchost byl vybrán kontrolér od firmy ON Semiconductor NCP1392 v pouzdře SOIC8. Výhodou je malé pouzdro, možnost použití dvou MOSFET typu N, hlídání podpětí a zabudovaný oscilátor, který je ovládaný proudem z Rt pinu (viz [6]).

Specifikace měniče:

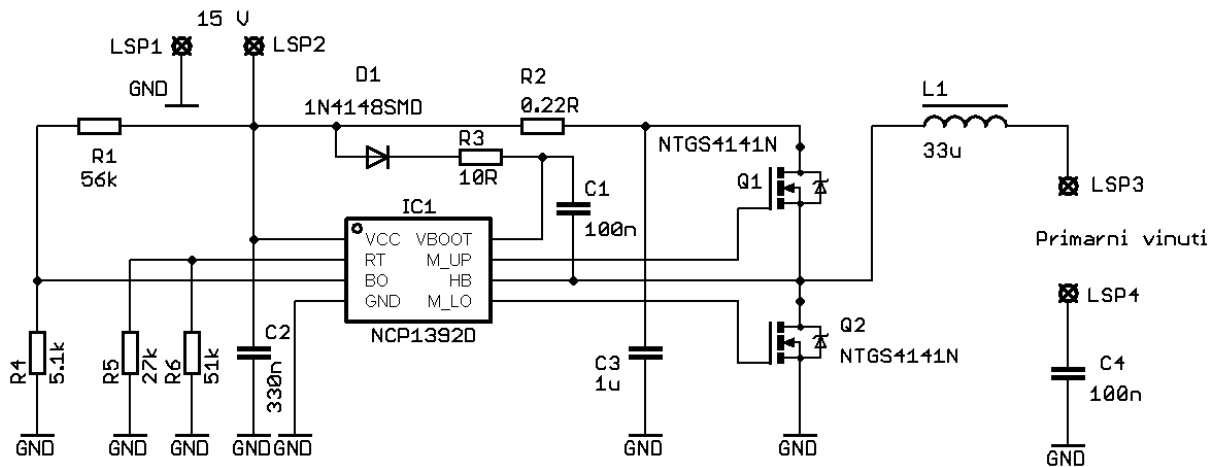
Vstupní napětí:	15 V
Výstupní napětí:	12 x 10 V, napěťová odolnost mezi vinutími > 1 kV
Přesnost napětí:	stabilizace není požadována
Výstupní proud:	12 x 10 mA
Výstupní výkon:	120 mW
Spínací frekvence:	zvolena na 100 kHz

Detailní postup návrhu rezonančního měniče LLC je popsán v [8] nebo [15]. Dle uvedené literatury byl proveden návrh rezonančního obvodu i transformátoru. Jádrem transformátoru je toroidního typu od firmy EPCOS, typ B64290L618X27. Pro celkový přenesený výkon je jádro předimenzované, bylo vybráno z důvodu snadnějšího umístění 12 sekundárních vinutí s dostatečnou napěťovou odolností. Parametry transformátoru:

Počet primárních závitů:	5
Počet sekundárních závitů:	12 x 9
Primární indukčnost:	62 $\mu$ H
Rozptylová indukčnost:	1,2 $\mu$ H
Primární vinutí:	CuL $\varnothing$ 0,5 mm

Sekundární vinutí je vytvořeno třikrát izolovaným vodičem o průměru 0,2 mm, který má napěťovou odolnost izolace až 1,5 kV. Přimo na jádro je navinuta izolační kaptonová páska, aby se zamezilo možnému průrazu mezi vinutím a jádrem (napětí mezi protějšími vinutími může dosáhnout až 6 kV).

Schéma zapojení je na obr. 3-10.

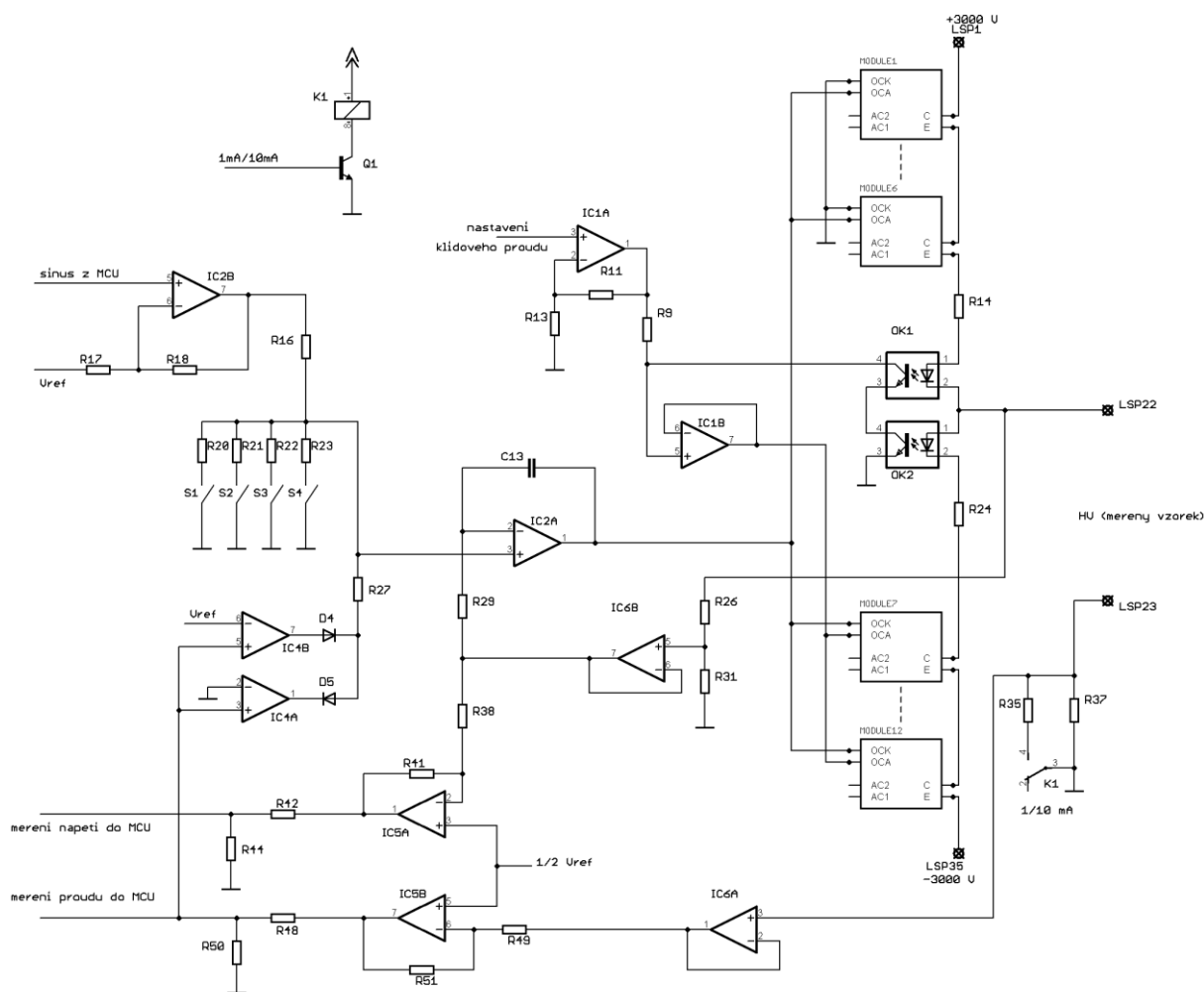


obr. 3-10 schéma zapojení zdroje plovoucího napětí

Integrovaný obvod NCP1392 vyžaduje pro správnou funkci minimum součástek. Rezistory R1 a R4 tvoří dělič přivádějící poměrnou část napájecího napětí 15 V na vstup BO, který hlídá vstupní napětí a nedovolí spustit výstupní pulsy, pokud není napětí v povoleném rozsahu. Paralelní kombinace rezistorů R5 a R6 nastavuje proud, který teče z pinu RT. Tomuto proudu (při  $V_{RT} = 3,5$  V) odpovídá pracovní frekvence výstupních tranzistorů. Kondenzátor C1 (Boot Strap Capacitor) tvoří zdroj proudu pro plovoucí budič (Vboot, M\_up a HB piny). Kondenzátor je nabíjen přes D1 a R3 v okamžiku sepnutí Q2. Tranzistory Q1 a Q2 tvoří půl můstek rezonančního měniče LLC. LLC je tvořena sériovou rezonanční cívkou L1, primárním vinutím transformátoru (body LSP3 a LSP4) a rezonančním kondenzátorem 100 nF.

### 3.6 Řízení VN modulů

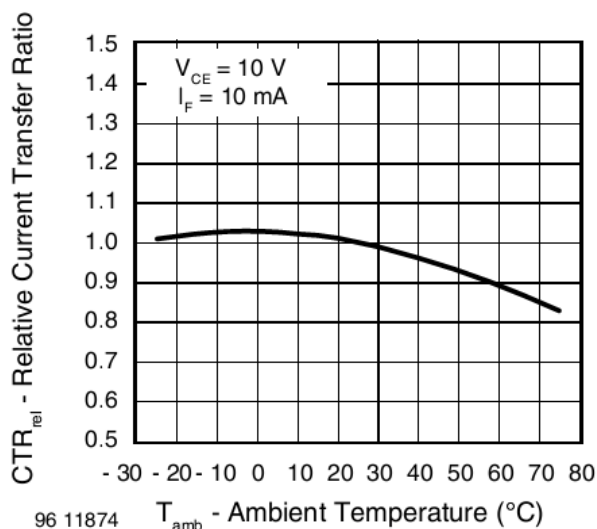
Popis funkce modulu byl proveden v kapitole 3.4. Zde bylo uvedeno, že modul je řízen proudem LED, která je připojena na nízké napětí. V této kapitole je popsán způsob řízení proudu LED v optronu a způsob regulace výstupního napětí. Zjednodušené schéma je zobrazeno na obr. 3-11.



obr. 3-11 zjednodušené schéma zapojení ovládání VN modulů

Podle uvedeného schématu jsou VN tranzistory jednotlivých modulů MODULE1 – MODULE12 zapojeny do série, mezi napájecí napětí  $\pm 3000$  V a střed je připojen naměřený vzorek. Rovnoměrné rozdělení napětí mezi jednotlivé moduly je přirozeně zajištěno tím, že jsou provozovány v napěťovém režimu (viz výše). LED diody jednotlivých optronů jsou rozděleny na dvě části a v těchto dvou skupinách spojeny paralelně. Část modulů připojená na kladné napětí (MODULE1 – MODULE6) má LED připojené katodou k zemi a anodou na regulované napětí. Moduly MODULE7 – MODULE12 jsou připojeny katodou na regulované napětí a anodou na kladné napětí. Pokud toto kladné napětí bude menší než  $V_{LED} \cdot 2$ , bude existovat oblast regulovaného napětí, v níž nepoteče ani jednovětví proud. Tím zanikne i proud tekoucí do měřeného vzorku. Na tento stav bude muset reagovat zpětná vazba, která není nekonečně rychlá, a tak se v signálu objeví nelinearita. Popsaný režim je označován jako

třída B a právě nelinearita kolem nulového napětí je jeho největší slabinou. Aby bylo možno tuto nelinearitu odstranit, je potřeba, aby všemi optrony v modulech trvale procházel proud. Tento proud bude trvale protékat mezi kladným +3000 V a záporným -3000 V napájecím napětím a nazývá se klidový proud. Zesilovač bude pracovat ve třídě AB a nelinearita nebude tolik výrazná. Klidový proud není možné nastavit implicitně proudem LED, protože převodní charakteristika použitého optronu je silně závislá na teplotě (viz obr. 3-12).



obr. 3-12 Závislost CTR optronu 4N35 na teplotě (převzato z [16])

Aby bylo možné hodnotu klidového proudu přesně nastavit a udržovat, byly do zapojení přidány další dva optrony OK1 a OK2. Popis funkce regulace klidového proudu bude proveden pouze pro kladnou větev, pro zápornou větev je funkce identická.

Proud z VN zdroje prochází přes VN moduly a LED optronu OK1. Optotranzistor v OK1 je v saturaci a mezi C a E tohoto optronu je minimální úbytek. Pokud v tomto okamžiku neprochází přes OK2 žádný proud, je na neinvertujícím vstupu IC5B velké napětí, které způsobí, že stoupne řídicí proud do modulů MODULE7 – MODULE12 a zároveň začne protékat proud přes LED optronu OK2. V systému se ustaví rovnováha, která udržuje trvalý klidový proud přes VN moduly. Klidový proud přes moduly MODULE1 – MODULE12 je nastavitelný z mikroprocesoru napětím do neinvertujícího vstupu IC1A, který zároveň pracuje jako zesilovač. Aby nemohlo dojít ke zničení OC1 a OC2 nadproudem, je paralelně k nim zařazena Zenerova dioda (viz detailní schéma zapojení na Pobr. 14).

Sinusový signál pro zdroj je generován mikrokontrolérem využitím integrovaného dvanáctibitového DA převodníku. Tento signál není symetrický a je potřeba jej před dalším zpracováním posunout, což je zajištěno operačním zesilovačem IC2B. Pokud má signál z převodníku maximální hodnotu ( $V_{REF} = 3$  V), je napětí na výstupu IC2B 3 V. Pro minimální hodnotu z převodníku (0 V) je na výstupu IC2B hodnota napětí -3 V. Z uvedeného vyplývá, že pro nulové napětí na výstupu VN zdroje je potřeba nastavit napětí z převodníku na polovinu  $V_{REF}$ , tedy 1,5 V.

Posunutím signálu na symetrický dojde ke snížení rozlišení užitečného signálu na 11 bitů. Pokud je výstupní napětí VN zdroje nastaveno na maximální hodnotu 2000 V, je napěťový krok sinusovky:

$$V_{bit} = \frac{U_{RMS} \cdot \sqrt{2}}{2^{11}} = \frac{2000 \cdot \sqrt{2}}{2048} \cong 1,381 \text{ V} \quad (3-83)$$

Pro maximální rozsah je tato hodnota dostatečná. V případě, že se výstupní napětí sníží na minimální hodnotu 50 V (viz zadání), pak:

$$pocet\_urovni = \frac{U_{RMS} \cdot \sqrt{2}}{V_{bit}} = \frac{50 \cdot \sqrt{2}}{1,381} \cong 51 \quad (3-84)$$

Výstupní signál bude složen pouze z 51 napěťových úrovní, což způsobí zkreslení ve výstupním signálu. Řešením je použití DA převodníku s vyšším rozlišením, ten by však musel být připojen jako externí. Aby bylo možno použít integrovaný převodník, byl za posouvač úrovně (IC2B) zařazen přepínatelný rezistorový dělič tvořený spínači S1 – S4, rezistory R20 – R23 a R16. Na místě spínače byl zvolen integrovaný obvod od firmy Analog Devices MAX4661, který má v sepnutém stavu vnitřní odpor pouze 2,5 Ω (viz [17]). Tento obvod v sobě obsahuje 4 spínače, které jsou ovládány z mikroprocesoru v libovolné kombinaci. Je tedy možno nastavit až 16 stavů. Za posouvačem napětí IC2B je rozsah napětí ±3 V, tomuto rozsahu odpovídá výstupní napětí ±3000 V, z čehož vyplývá, že potřebné zesílení systému je 1000. Z dostupných údajů lze sestavit tabulku, z níž se vybere kombinace rezistorů, jež bude použita pro nižší hodnoty výstupního napětí a sinusový průběh tak bude sestaven z většího množství úrovní. Základní hodnoty rezistorů byly vybrány:

$$R20 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R20 = 5,1 \text{ k}\Omega$$

$$R20 = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$R20 = 470 \Omega$$

**tab. 3-2 Dosažitelný výsledný odpor paralelní kombinace zvolených rezistorů**

Paralelní kombinace použitých rezistorů					
č. Kom.	S1 (15k)	S2 (5,1k)	S3 (1,5k)	S4 (0,47k)	Rtot [kOhm]
1	0	0	0	0	nekonečno
2	1	0	0	0	15,003
3	0	1	0	0	5,103
4	1	1	0	0	3,808
5	0	0	1	0	1,503
6	1	0	1	0	1,366
7	0	1	1	0	1,161
8	1	1	1	0	1,077
9	0	0	0	1	0,473
10	1	0	0	1	0,458
11	0	1	0	1	0,432
12	1	1	0	1	0,420
13	0	0	1	1	0,359
14	1	0	1	1	0,351
15	0	1	1	1	0,336
16	1	1	1	1	0,328

Možné kombinace použitých rezistorů jsou uvedeny v tab. 3-2. Hodnoty z uvedené tabulky jsou přepočítány podle známého zesílení a rovněž je vypočteno napětí, které připadá na jeden bit rozlišení DA převodníku při použití příslušné kombinace rezistorů:

tab. 3-3 Výběr kombinace sepnutí rezistorů

Výběr kombinace rezistorů pro spínaný dělič						
č. Kom.	R (dělič)	R [Ohm]	Vystup ac [V]	VN ac [V]	VN pk [V]	V/1bit
1	R16	4,7	2,000	2000,0	2828,4	1,381
2	R(20-23)_1	15,000	1,523	1522,8	2153,6	1,052
3	R(20-23)_2	5,100	1,041	1040,8	1471,9	0,719
4	R(20-23)_3	3,806	0,895	894,9	1265,6	0,618
5	R(20-23)_4	1,500	0,484	483,9	684,3	0,334
6	R(20-23)_5	1,364	0,450	449,8	636,1	0,311
7	R(20-23)_6	1,159	0,396	395,7	559,5	0,273
8	R(20-23)_7	1,076	0,373	372,6	526,9	0,257
9	R(20-23)_8	0,470	0,182	181,8	257,1	0,126
10	R(20-23)_9	0,456	0,177	176,8	250,0	0,122
11	R(20-23)_10	0,430	0,168	167,8	237,3	0,116
12	R(20-23)_11	0,418	0,163	163,5	231,2	0,113
13	R(20-23)_12	0,358	0,142	141,5	200,1	0,098
14	R(20-23)_13	0,350	0,138	138,4	195,8	0,096
15	R(20-23)_14	0,334	0,133	132,8	187,9	0,092
16	R(20-23)_15	0,327	0,130	130,1	184,0	0,090

V tab. 3-3 jsou žlutě označeny hodnoty napětí pro jeden bit DA převodníku, které budou použity ve zdroji. Z uvedené tabulky lze vyčíst, že se nemusí používat všechny kombinace, protože rozdíly v hodnotách napětí na 1 bit jsou velmi malé (např. 15 a 16). V aplikaci jich bude využito celkem 8. Pomocí spínaného děliče bylo dosaženo rozlišení 90 mV na 1 bit DA převodníku pro nejnižší rozsah. Použitím rovnice (3-84):

$$pocet\_urovni = \frac{U_{RMS} \cdot \sqrt{2}}{V_{bit}} = \frac{50 \cdot \sqrt{2}}{0,09} \cong 786 \quad (3-85)$$

Z rovnice (3-85) vyplývá, že 50 V sinusový signál bude sestaven z 786 úrovní, což je dostatečná hodnota pro vytvoření nezkresleného sinusového signálu.

Z výstupu přepínaného děliče popsaného výše je dostupný sinusový signál požadované velikosti, který je potřeba zesílit. Aby bylo zajištěno malé zkreslení, je použito řešení s uzavřenou smyčkou (zavedení zpětné vazby). Upravený sinusový signál je přiveden na vstup číslo 3 operačního zesilovače IC2A a ten porovnává požadovaný signál (z mikrokontroléru a děliče) s poměrnou částí signálu na výstupu zdroje. Rozdíl signálů je dostupný na vývodu č. 1 IC2A. Rozdílový signál řídí proud LED optronů ve VN modulech a ty přímo ovládají velikost výstupního napětí VN zdroje. K výstupu IC2A je připojeno vždy 6 LED, a proto je proud IC2A posílen dvojicí tranzistorů PNP-NPN (viz schéma na Pobr. 13 a Pobr. 14). Maximální frekvence zpětné vazby je omezena kondenzátorem C13 a R29.

Poměrná část výstupního signálu je odebírána přes rezistorový dělič R26 a R31 a prochází přes sledovač signálu tvořený operačním zesilovačem IC6B (důvod použití sledovače viz dále). Maximální sinusové napětí z generátoru má špičkovou hodnotu 3 V, proto je rezistorový dělič R26 a R31 nastaven tak, aby při špičkové hodnotě 3000 V bylo napětí výstupu děliče právě 3 V. Hodnota R26 byla zvolena na 10 MΩ. Napětí na tomto rezistoru je:



$$U_{RH} = U_{vyst} - U_{ref} = 3000 - 3 = 2997 \text{ V} \quad (3-86)$$

Ztrátový výkon na měřícím rezistoru:

$$P_{RH} = \frac{U^2}{R} = \left( \frac{2997}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{10\text{M}} = 0,449 \text{ W} \quad (3-87)$$

Podle katalogového listu [11] lze tento rezistor zatěžovat výkonem až 1,5 W. Maximální povolené zatížení není překročeno. Proud 10 MΩ rezistorem je dle Ohmova zákona:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{2997}{10\text{M}} = 299,7 \mu\text{A} \quad (3-88)$$

Tento proud je o 5 řádů větší než proud, který teče do invertujícího pinu operačního zesilovače regulátoru (dle [22] je maximální proud od vstupu ±4 nA), proto lze proud do tohoto pinu zanedbat. Hodnota proudu 10 MΩ protékajícího rezistorem je použita pro výpočet hodnoty odporu druhého rezistoru připojeného k zemi. Použitím Ohmova zákona:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{3}{299,7\mu} = 10010\Omega \quad (3-89)$$

Vypočtená hodnota rezistoru neleží ve standardizované řadě hodnot, a tak bude použita standardní hodnota 10 kΩ. Jak bylo již dříve konstatováno, tento signál je připojen na sledovač napětí tvořený operačním zesilovačem IC6B. Ze sledovače je signál přiveden do IC2A (viz výše) a dále do IC5A. Operační zesilovač IC5A má za úkol posunout měřené symetrické napětí v rozsahu ±3 V na rozsah napětí 0-6 V. IC5A je zapojen jako invertující a má tedy malou vstupní impedanci. Nevýhodou je, že posouvač obrací fázi signálu o 180°. Tento nedostatek není na závadu, protože pro výpočet RMS hodnoty je důležitá velikost signálu, zatímco polarita nemá na výstupní údaj vliv. Aby bylo možno použít pouze jediného děliče z vysokého napětí a z tohoto děliče napájet jak zpětnou vazbu, tak i posouvač napětí a zároveň by se tyto obvody neměly ovlivňovat, bylo nutné použít sledovač signálu IC6B. Povolené vstupní napětí AD převodníku je v rozsahu pouze 0-3 V. Z tohoto důvodu se musí posunuté napětí z výstupu 1 IC5A dělit rezistorovým děličem R42 a R44.

U zařízení je požadováno, aby bylo schopno měřit výstupní proud. V zadání práce je uveden požadavek 1 mA s možností zvýšení rozsahu na 10 mA. Nejjednodušší metodou pro měření proudu je použít snímací rezistor a na něm měřit úbytek napětí. Proud procházející snímacím rezistorem má kladnou i zápornou hodnotu, zatímco integrovaný AD převodník v mikroprocesoru má měřící rozsah 0 - 3 V. Pokud bude použit stejný posouvač úrovně jako v případě měření úrovně napětí (viz výše), pak je potřeba vytvořit na snímacím rezistoru R37 úbytek napětí 3 V.

$$R = \frac{U}{I} = \frac{3}{1\text{m}} = 3 \text{ k}\Omega \quad (3-90)$$

Snímací rezistor pro 1 mA rozsah má hodnotou 3 kΩ. Pro rozsah 10 mA se pomocí relé K1 (obr. 3-11) připojí k rezistoru 3 kΩ takový další rezistor, aby při průchodu proudu o hodnotě 10 mA byl úbytek napětí na této kombinaci 3 V:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{3}{10\text{m}} = 300 \Omega \quad (3-91)$$

Výsledná hodnota snímacího rezistoru pro rozsah 10 mA musí být 300 Ω. V aplikaci je rezistor 3 kΩ připojen trvale, a proto je nezbytné najít takovou vhodnou hodnotu rezistoru, aby výsledná kombinace byla právě 300 Ω. Pro paralelní řazení rezistorů platí:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \Rightarrow \frac{1}{R_1} = \frac{1}{R} - \frac{1}{R_2} \Rightarrow R_1 = \frac{1}{\frac{1}{R} - \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{300} - \frac{1}{3\text{k}}} = 333,3 \Omega \quad (3-92)$$

Vypočtená hodnota rezistoru R35 je 333,3 Ω. Tato hodnota však neleží ve standardizované řadě hodnot, a proto použitím vzorce (3-92) vybereme vhodnou kombinaci rezistorů pro vypočtenou hodnotu. Jako nejvhodnější kombinace se jeví paralelní zapojení rezistorů 560 Ω a 820 Ω. Těto kombinaci odpovídá výsledná hodnota:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{560} + \frac{1}{820} = 332,8 \Omega \quad (3-93)$$

Rozsah úbytku napětí na snímacím rezistoru je ±3 V a musí být posouvačem úrovně (tvořeného operačním zesilovačem IC5B) posunut do kladných hodnot. IC5B je zapojen stejným způsobem jako posouvač měření napětí, tedy jako invertující zesilovač s malým vstupním odporem, proto je nutné použít sledovač signálu IC6A, aby nedocházelo k zatížení snímacího rezistoru a ovlivnění výsledků. Výstupní napětí z posouvače v rozsahu 0 - 6 V je rezistorovým děličem R48 a R50 poděleno na správnou úroveň 0 - 3 V pro zpracování AD převodníkem v mikroprocesoru.

Informace o velikosti proudu procházejícího měřeným vzorkem je z posouvače IC5B použita i pro nadproudovou ochranu, která je tvořena operačním zesilovačem IC4. Pokud měřený proud v kladné periodě dosáhne hodnoty více než 1 mA, je napětí na neinvertujících vstupech IC4 menší než 0 V (při měřicím rozsahu 1 mA). Toto napětí je porovnáváno s nulovým napětím, které je přivedeno na invertující vstup IC4A (vstup je uzemněn). Jelikož je při nadproudu na invertujícím vstupu větší napětí než na neinvertujícím vstupu, je na výstupu operačního zesilovače záporné napětí a přes diodu D5 a rezistor R27 je snižovaná hodnota referenčního napětí pro chybový zesilovač IC2A, čímž dojde ke snížení výstupního napětí i proudu. Pro zápornou půlvlnu je při překročení maximálního povoleného proudu hodnota napětí za posouvačem kladná. Operační zesilovač IC4B porovnává napětí z posouvače s referenčním napětím 3 V, a pokud je na neinvertujícím vstupu vyšší napětí než referenční, je na výstupu IC4A kladné napětí. Toto kladné napětí zvyšuje přes diodu D4 a rezistor R27 hodnotu referenčního napětí chybového zesilovače IC2A, čímž dojde ke snížení (záporného) výstupního napětí i proudu testovaným vzorkem.

Celý modul je navržen na jednostranné desce s plošnými spoji (DPS) a z praktických důvodů je rozdělen na více částí. Vysokonapěťové moduly jsou do základní desky zasunuty v patci, která zároveň zajišťuje mechanickou pevnost. Tři VN moduly jsou uloženy odděleně na samostatné DPS z důvodu snížení rozměru. Další 6 modulů společně se sledovači pro měření napětí a proudu a s operačním zesilovačem (OZ) pro zajištění klidového proudu je umístěno na jedné desce. Poslední částí je DPS s OZ chybového zesilovače zpětné vazby, OZ posouvačů napětí z DA převodníku, OZ posouvačů měřeného napětí a proudu pro AD

převodník a OZ pro nadproudovou ochranu a integrovaný spínač pro spínání rezistorů děliče sinusového napětí.

### 3.7 Řídící deska s mikroprocesorem

Řídící deska je připojena k desce Řízení VN modulů a zajišťuje veškeré potřebné signály pro správný chod celého zařízení. Základní požadavky na řídicí desku jsou:

- Generace sinusového signálu odpovídající velikosti
- Nastavení dělicího poměru pro spínaný rezistorový dělič (viz předchozí kapitola)
- Generace referenčního napětí pro nastavení klidového proudu VN zesilovače třídy AB
- Generace referenčního napětí pro řízení VN zdroje
- Přepínání proudového rozsahu 1 mA/10 mA
- Měření napětí na testovaném vzorku materiálu
- Měření proudu testovaným vzorkem materiálu
- Komunikace po USB sběrnici

Z uvedených požadavků vyplývá, že je téměř nemožné zajistit některé funkce bez použití mikrokontroléru (zejména USB komunikaci). Protože je tedy nezbytné mikrokontrolér použít, je vhodné zvážit, které další funkce by bylo možné na něho přenést a které je nutné vyřešit samostatně. Požadavky jsou sepsány do následující tabulky:

tab. 3-4 Požadavky na potřebné funkce mikroprocesoru

Požadavek systému	Požadavek na mikroprocesor
Generace sinusového signálu	DA převodník
Nastavení dělicího poměru	4x digitální výstup
Napětí pro nastavení klidového proudu	DA převodník nebo PWM výstup
Napětí pro řízení VN zdroje	DA převodník nebo PWM výstup
Přepínání rozsahu 1/10 mA	1x digitální výstup
Měření napětí	AD převodník
Měření proudu	AD převodník
USB komunikace	USB rozhraní (alternativně UART + externí převodník UART → USB)

Požadavkům v tab. 3-4 vyhovuje například mikroprocesor od firmy STMicroelectronic, model STM32F105 [18]. Vzhledem k tomu, že není potřeba velkého počtu vývodů, postačí varianta v pouzdře s 64 vývody. Uvedený mikroprocesor disponuje rozhraním USB, dvěma AD i DA převodníky, množstvím PWM (Pulse Width Modulation – pulsně šířková modulace) výstupů, dostatečným počtem digitálních vstupních/výstupních linek a dostatečným výpočetním výkonem (až 72 MIPS). Díky možnosti použití DMA lze snížit zatížení jádra procesoru, takže bude možné počítat RMS hodnotu měřeného proudu i napětí přímo v aplikaci a snížit tak množství dat přenášených mezi PC a zařízením. Nevýhodou je rozlišení pouze 12 bitů pro AD i DA převodníky. Z tohoto důvodu byl pro generátor sinusového signálu použit spínaný dělič, s jehož pomocí se zvýšilo rozlišení (snížilo se zkreslení) pro malá výstupní napětí. Měření napětí se provádí přímo 12 bitovým převodníkem (reálná hodnota je 11 bitů, neboť se jedná o symetrický signál, viz výše). Protože se tato hodnota

během měření nebude výrazně měnit (zpětná vazba jakékoli odchylky dorovná), je uvedené rozlišení dostatečné.

Měření proudu bylo rozděleno na dva rozsahy, čímž se dosáhlo vyšší přesnosti měření.

$$I_{bit1} = \frac{I}{2^{11}} = \frac{1\text{m}}{2048} \cong 488 \text{ nA}$$

$$I_{bit10} = \frac{I}{2^{11}} = \frac{10\text{m}}{2048} \cong 4,88 \mu\text{A}$$
(3-94)

Pro zvýšení přesnosti generování sinusového signálu a měření byla zvolena externí napěťová reference 3 V od firmy Analog Devices [19]. Napájení mikroprocesoru je provedeno lineárním stabilizátorem NCP5661 (ON Semiconductor) [20], který upravuje vstupní napětí z 5 V na 3,3 V. Aby nemohlo dojít k průchodu proudu mezi zařízením a počítačem, je z bezpečnostních důvodů pro USB komunikaci použit galvanický oddělovač ADUM3160 [21]. Jelikož je mikroprocesor napájen 3,3 V, nelze použít vnitřní stabilizátor 3,3 V v USB oddělovači a spojka J1 je propojená (viz celkové schéma na Pobr. 10). Propojeny jsou i spojky SJ1 a SJ2, USB oddělovač je tím nastaven na maximální rychlost. Stabilizátor, reference i galvanický oddělovač USB sběrnice jsou zapojeny dle doporučení výrobce v katalogovém listu.

Výstup DA převodníku (PA4) je připojen na RC filtr R52 a C21 s časovou konstantou:

$$\tau = R \cdot C = 1\text{k} \cdot 1\text{n} = 1 \mu\text{s} = 1 \text{ MHz}$$
(3-95)

Tento filtr má za úkol vyhladit případné napěťové špičky, které by mohly vznikat v DA převodníku.

Pro nastavení klidového proudu a napětí stejnosměrného VN zdroje není vyžadována tak velká přesnost a postačí použití PWM regulace. Signál v rozsahu 0 V – V<sub>CC</sub> (3,3 V) je dostupný na výstupech PC6 (klidový proud) a PC7 (napětí VN zdroje). Z principu funkce PWM regulace nelze toto napětí přímo použít pro nastavení, ale je nutné použít filtr typu dolní propust, který je sestaven z R50, R51 a C20 (R48, R49 a C19). Frekvence PWM regulátoru je 17.6 kHz. Hodnoty rezistorů R50, R51 (R48, R49) byly zvoleny tak, aby při maximální hodnotě PWM (odpovídá napájecímu napětí procesoru) bylo výstupní napětí 3 V. Pokud je hodnota R51 (R49) zvolena 10 kΩ, proud tímto rezistorem pro 3 V je:

$$I = \frac{U}{R} = \frac{3}{10\text{k}} = 300 \mu\text{A}$$
(3-96)

Na rezistoru R50 (R48) musí být úbytek: 3,3 – 3 = 0,3 V, takže jeho hodnota je:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{0,3}{300\mu} = 1 \text{ k}\Omega$$
(3-97)

Časovou konstantu potřebného filtru zvolíme na 100 μs (10 kHz).

$$\tau = R \cdot C \Rightarrow C = \frac{\tau}{R} = \frac{\tau}{R50 \parallel R51} = \frac{100\mu}{1\text{k} \parallel 10\text{k}} = \frac{100\mu}{909,1} = 110 \text{ nF}$$
(3-98)

Nejblíže vypočtené hodnotě je 100 nF.

Použitý mikroprocesor STM32F105 umožňuje funkci aktualizace programu přes USB rozhraní. Výhodou této funkce je, že není potřeba žádného programátoru pro zápis do paměti programu v MCU. Program se aktualizuje pomocí protokolu DFU (Device Firmware Upgrade standard). Potřebné programové vybavení lze nalést v [26]. Tato funkce byla ověřena a program lze aktualizovat i přes použitý USB oddělovač ADUM3160. Pro nahrávání programu je třeba nejdříve spustit aplikaci DfuSE, poté spustit režim nahrávání programu na desce s MCU. To se provede současným stiskem tlačítek S1 a S2 (viz Pobr. 10) a následně uvolněním tlačítka S1 (RST) a poté tlačítka S2 (BT). Pokud je vše v pořádku, v programu DfuSE se objeví použitý MCU a ten je možné programovat.

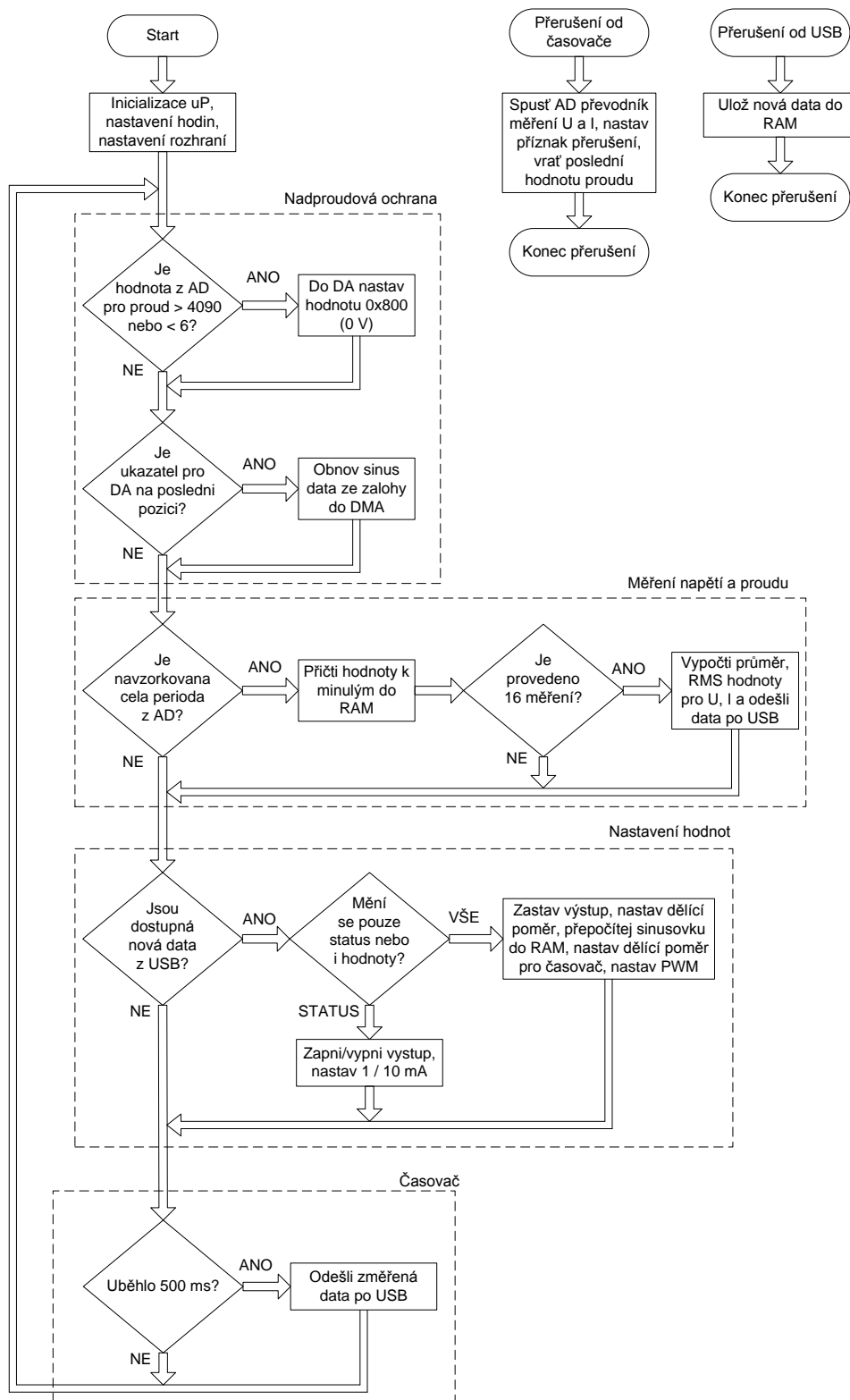
Z řídicí desky je vyveden konektor pro připojení programátoru použitý při tvorbě a ladění programu (SV2). Dále je vyveden konektor sériové linky (SV3), který by při úpravě programu mohl být použitý například pro sériovou paměť s rozhraním I<sup>2</sup>C, kam by se ukládaly výsledky měření. Zařízení by se stalo nezávislé na PC a po ukončení měření by mohly být výsledky měření přečteny z paměti. Mikroprocesor disponuje velkým počtem vývodů, které nejsou nijak využity, a proto byly některé z nich připojeny na konektor X3. Mohly by být použity například pro displej, jenž by zobrazoval okamžité údaje napětí proudu a délku záznamu, nebo by mohly být připojeny tlačítka a celé zařízení by bylo možné používat zcela nezávisle na připojení k PC. Tyto funkce nebyly uvedeny v zadání, a proto s nimi aktuální programové vybavení nepočítá.

## 4 Programové vybavení

Správná funkce zařízení vyžaduje dva programy, jeden je umístěn v mikrokontroléru a přímo ovládá zařízení (nastavení napětí, generování sinusového signálu atd.). Druhý program je v PC a pomocí sběrnice USB ovládá MCU a zpracovává přijatá data. Tyto programy jsou popsány samostatně.

### 4.1 Programové vybavení v mikrokontroléru

Již v kapitole 3.7 je stručný popis vlastností mikrokontroléru (MCU) použitého ve zdroji vysokého napětí a zmíněn i důvod této volby. Podrobný popis vlastností MCU je popsán v katalogovém listu [18]. Program pro MCU je vytvořen v jazyce C v prostředí CooCox, které je volně dostupné na [23]. Toto prostředí obsahuje několik příkladů nastavení použitého MCU. Na stránkách serveru MCU.cz [24] je uveřejněn seriál, který se věnuje této rodině MCU a je zde popsán způsob práce a některá nastavení periférií. Další informace týkající se programování zvoleného MCU lze najít přímo na stránkách výrobce [25].



obr. 4-1 Vývojový diagram programu v MCU

Program pro MCU je přiložen k této práci v elektronické podobě. Je opatřen dostatečným množstvím komentářů, a proto není potřeba jej dopodrobna rozebírat na tomto místě. Z tohoto důvodu bude popsán pouze vývojový diagram zobrazený na obr. 4-1.

Po připojení napájecího napětí dojde k inicializaci procesoru, nastavení časovačů, převodníků AD a DA, nastavení DMA, USB a nastavení vstupů a výstupů. Po inicializaci vstupuje program do hlavní smyčky, která se provádí pořád dokola a skládá se z několika podmíněných událostí.

Nadproudová ochrana: Tento blok byl přidán na základě testů, kdy se ukázalo, že nadproudová ochrana sestavená z diskretních součástek nepracuje správně. Jelikož připojením střídavého napětí na kapacitor dojde k fázovému posunu napětí a proudu tak, že proud předbíhá napětí o 90°, dojde k tomu, že hodnota maximálního proudu kapacitorem je maximální právě v okamžiku, kdy sinusové napětí je nulové. Této zákonitosti je použito pro sestavení nadproudové ochrany.

Po informaci od přerušení, že byl znovu spuštěn převod, je vyčtena z paměti poslední platná hodnota proudu a porovnána s konstantou. Pokud je údaj z AD převodníku mimo povolené meze, je údaj z převodníku vyhodnocen jako nadproud a do oblasti v paměti (ve které jsou uloženy hodnoty pro DA převodník pro generování sinusového signálu) zapíše hodnotu 800h, která odpovídá výstupnímu napětí 0 V. Tato hodnota je generována až do konce původní periody. Jakmile dojde k zápisu poslední hodnoty přeepsané sinusovky z DMA do AD, dojde k obnově původního signálu z RAM do DMA. To způsobí, že nová perioda sinusového signálu začíná vždy kladnou půlvlnou periody.

Měření proudu a napětí: Otestováním bitu DMA registru pro AD převodník se určí, jestli je navzorkovaná celá perioda napětí a proudu. Pokud není, tento blok se opouští. Pokud je navzorkována, přičtou se aktuálně změřená data k těm, která jsou v paměti z předcházejících měření. Takto se vytvoří součet 16 měření proudu a napětí. Pokud bylo provedeno 16 měření, vypočte se z dostupných dat aritmetický průměr napětí podělením hodnot číslem 16, nebo podělením číslem 8 pro hodnoty proudu (důvod použití hodnot dvakrát vyšších viz kapitola 6). Výsledkem je sinusový signál diskretních hodnot, který je průměrem 16 (případně 8) měření. Z tohoto signálu je vypočten RMS hodnota podle vzorce:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2(t) dt} \quad U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u^2(t) dt} \quad (4-1)$$

Uvedený vzorec je upraven pro výpočet s diskretními hodnotami:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n I_i^2} \quad U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n U_i^2} \quad (4-2)$$

Jakmile jsou efektivní hodnoty proudu a napětí vypočteny, jsou odeslány po USB sběrnici do PC.

Nastavení hodnot: Pokud byla z PC přijata nějaká data, ověřuje se, jestli se jedná o nové hodnoty frekvence nebo napětí, anebo zda se jedná o změnu jiných hodnot (PWM, zapnout/vypnout, proudový rozsah). Pokud je požadavek na změnu napětí anebo frekvence, je potřeba přepočítat hodnoty pro časovač určující frekvenci výstupního napětí a hodnoty pro DA převodník i spínané rezistory. Tuto operaci nelze provést za provozu a je nutné vypnout výstup. Pokud se jedná pouze o změnu stavu výstupu, proudového rozsahu nebo PWM napětí, je tato změna okamžitě promítnuta bez potřeby přepočítávání. Hodnoty v RAM, ze kterých se generuje sinusový signál, se nemění.



**Časovač:** Funkce v časovači se provede vždy po uběhnutí 500 ms od minulého provedení. Ve smyčce se pouze změní stav LED diody připojené k jednomu z výstupů MCU. Blikání diody signalizuje, že program běží správně. Pokud by dioda trvale svítila nebo nesvítila, došlo k poruše programu. Dalším úkolem ve smyčce je odeslání posledních dostupných dat po USB do PC. Do PC jsou tak periodicky každých 500 ms odesílána data. Aby bylo možno v PC odlišit nová data od předchozích, je v odeslané zprávě informace, jestli se jedná o nová nebo již odeslaná data. Důvodem k použití periodického odesílání dat je, že při nastavené frekvenci výstupního napětí 1 Hz by došlo k odeslání dat pouze jednou za 16 sekund. Během této doby by nešlo zjistit, jestli zařízení pracuje správně nebo ne.

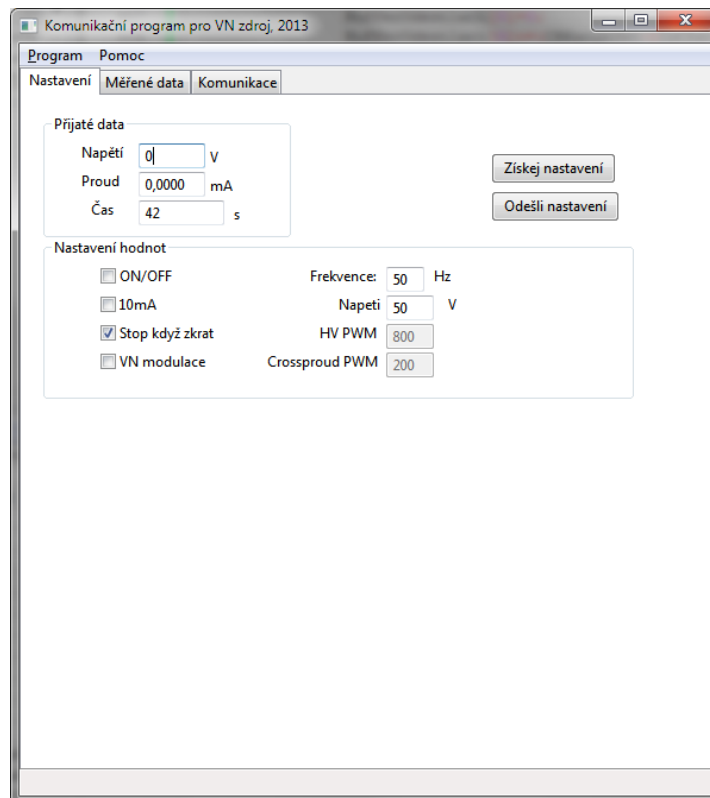
Program obsahuje část, která umožní odesílat a přijímat data po sériové lince protokolem UART. Tato část je ověřená a byla využívána během ladění programu, ale ve finální verzi je zakázána.

## 4.2 Programové vybavení v PC

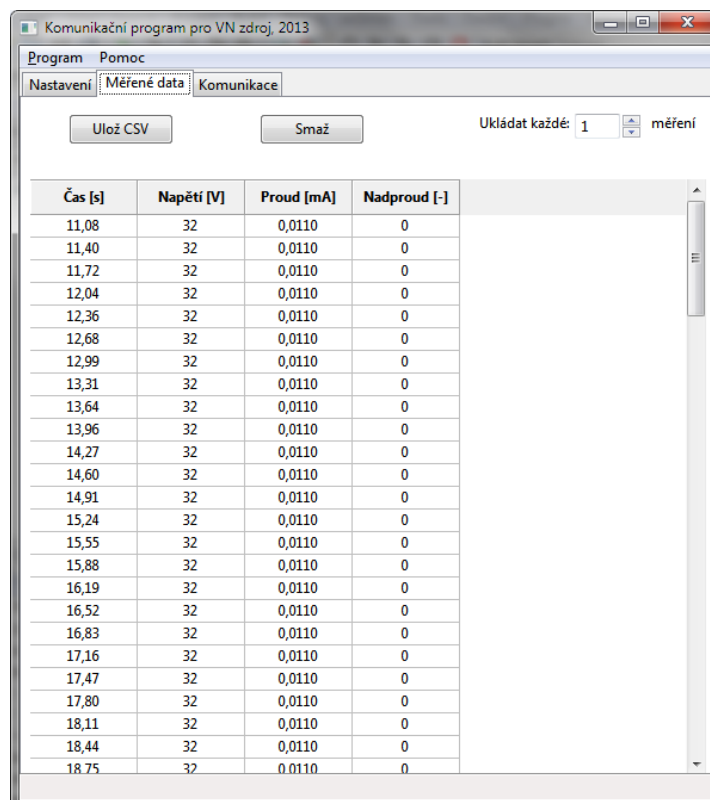
Ovládací program pro PC je důležitou součástí projektu. Je to jediný prostředek umožňující nastavení zařízení a sběr dat. Lze použít celou škálu programů, v nichž je možno vytvořit (napsat) program pro komunikaci se zařízením. Vzhledem k obsáhlosti projektu není popis a tvorba programu jeho součástí. Existuje nepřeberné množství možných řešení, která se mohou vyznačovat různou úrovní nastavení, ovládaním atd., a je nemožné vytvořit program, který by všem uživatelům vyhovoval.

V příložených dokumentech je pouze základní nástroj na ovládání a vyčítání dat ze zařízení a uložení do PC. Program je vytvořen v jazyce C++ ve volně šiřitelném prostředí Code::Blocks viz [28]. Program využívá grafických prvků sady knihoven WxWidgets a přeložen byl pomocí překladače Mingw32 4.7.1. Příložený program lze upravovat a rozšiřovat dle potřeb.

Titulní stránka ovládacího programu je na obr. 4-2. V oblasti „Přijátá data“ jsou hodnoty napětí a proudu z VN zdroje a „Čas“ ukazuje dobu připojení (pokud se ukazatel času zastaví, není komunikace mezi MCU a PC aktivní). V oblasti „Nastavení hodnot“ jsou zaškrťovací políčka pro zapnutí a vypnutí výstupu, přepínání rozsahu 1 mA (nezaškrtnuto) a 10 mA (zaškrtnuto). Zaškrťovací políčko „Stop, když zkrat“ je přednastaveno do aktivního stavu. Pokud zůstane aktivní a dojde k detekci deseti po sobě jdoucích čtení, ve kterých byl překročen maximální povolený rozsah proudu, bude výstupní napětí na testovaném vzorku materiálu nastaveno na 0 V, měření se zastaví a zobrazí se varovná hláška, která na tuto událost upozorní. Pokud se tato funkce zakáže, dojde k zaznamenání události do .csv souboru, ale zdroj bude stále zkoušet připojit napětí na testovaný vzorek. Zaškrtnutím „VN modulace“ dojde ke snížení napětí VN zdroje v závislosti na nastaveném výstupním napětí sinusového signálu. Napětí VN zdroje je vždy o 1000 V vyšší než je špičková hodnota výstupního sinusového napětí, maximálně však 3,12 kV (viz dále). Tato volba umožní zvýšení účinnosti zařízení (snížení výkonové ztráty na AB zesilovači snížením vstupního napětí). V této oblasti jsou dále dvě políčka pro nastavení požadovaného výstupního napětí a frekvence, které budou odeslány do MCU kliknutím na „Odešli nastavení“.



obr. 4-2 Titulní stránka programu



obr. 4-3 Záložka pro změřené hodnoty

Na obr. 4-3 je záložka, v níž se zobrazují změřené hodnoty. Kliknutím na „Ulož CSV“ se zobrazí výzva k zadání místa uložení a data jsou uložena v .csv formátu pro pozdější

zpracování tabulkovým procesorem (například OpenOffice Calc). Tlačítko „Smaž“ slouží ke smazání celé tabulky (lze provést i během měření). Vzhledem k velkému množství přijímaných dat je možno zvolit četnost ukládání měřených dat (rozsah hodnot 1-500). Uvedené číslo udává, kolikáté měření bude uloženo, všechna ostatní jsou zahozena. Tuto hodnotu lze měnit i v průběhu programu. Může se tedy bez přerušení měření nastavit častější ukládání po spuštění programu a méně časté po ustálení hodnot. V tabulce je uvedena hodnota času, ve kterou byla hodnota uložena. Čas je relativní, udává se v sekundách (pro jednodušší zpracování v tabulkovém procesoru) a počítá se od okamžiku zapnutí výstupu VN zdroje. Dále jsou uvedeny hodnoty napětí, proudu a číslo 0, pokud jsou uloženy hodnoty přesné (nebyl detekován nadproud), nebo číslo 1, pokud během měření došlo k detekci nadproudu (měření není přesné, protože došlo k nasnímání pouze části periody). Číslo 1 je uloženo i v případě, že došlo k detekci nadproudu u některého vzorku od okamžiku posledního záznamu. V tomto případě jsou poslední uloženy hodnoty přesné, ale hodnoty, na kterých byl detekován nadproud, jsou ztraceny.

## 5 Oživení a testování modulů, sestavení celku

Tato kapitola se věnuje oživení výše navržených modulů a po ověření jejich samostatné funkčnosti sestavení celkového zařízení.

### 5.1 Oživení jednotlivých modulů

Většina modulů byla nejdříve testována samostatně, aby se ověřila jejich funkčnost a nastavení. Hodnoty některých součástek lze jen obtížně vypočítat, a proto jsou přesně nastaveny až během testování.

#### 5.1.1 Zdroj napětí 3 kV

Schéma zapojení VN zdroje je na Pobr. 1. Po připojení síťového napětí dojde k nabití C5 na špičkovou hodnotu 325 V. Přes R22 a R21 se nabíjí C23. Jakmile hodnota na tomto kondenzátoru dosáhne startovací úrovně IC1, je sepnut Q1 a primárním vinutím transformátoru TR2 prochází proud, dokud jeho hodnota nedosáhne úrovně definované R39, R40, R41 a proudem do pinu FB (viz návrh zdroje v kapitole 3.2). Jakmile jsou podmínky splněny, dojde k vypnutí Q1 a primární vinutí je odpojeno od zdroje. Primárním vinutím však stále protéká proud přes D1 až D4, dokud energie uložená v rozptylové indukčnosti transformátoru není rovna nule. Pak začne protékat proud všemi sekundárními vinutími. Doba vypnutí Q1 je dána velikostí C19 a proudem do FB pinu. IC1 periodicky spíná a rozpíná Q1 a na sekundární straně se zvedá napětí. Pokud sekundární napětí nedosáhne požadované úrovně dříve, než se C21 nabije proudem z IC1 na 5 V, dojde k zastavení pulsů do Q1 a IC1 přejde do blokování režimu (může k tomu dojít například při zkratu na výstupu zdroje, rozpojení smyčky zpětné vazby atd.).

Napětí na sekundární straně je usměrněno D13 a D14 a filtrováno C1 a C2 (tento obvod se vyskytuje v zapojení 8x). Poměrná část výstupního napětí je přes R43 přivedena na IC3, kde je porovnávána s hodnotou referenčního zdroje. Rozdíl napětí je přes OK1 přiveden zpět na primární stranu a IC1 na základě této informace mění dobu, po kterou je Q1 sepnut i vypnut.

Pro vstupní napětí 180 V (nejnižší hodnota síťového napětí, na kterou je zdroj navržen) je průběh primárního proudu zobrazen na Pobr. 3 (zelený průběh). Žlutý průběh ukazuje napětí  $U_{CE}$  tranzistoru Q1. Je z něho zřejmé, že ani v tomto případě nepracuje zdroj v CCM režimu a je stále dostatečná časová rezerva mezi demagnetizací jádra a sepnutím Q1. Červený průběh ukazuje napětí na kondenzátoru C19 (viz výše). Doba sepnutí Q1 je podle měření 19,6  $\mu$ s a doba demagnetizace 9,9  $\mu$ s. To odpovídá poměru  $t_{on}/t_{off} = 1,98$ , vypočtená hodnota pro tento parametr je z rovnice (3-9) 1,964. Na Pobr. 4 je detail demagnetizace jádra. Z tohoto měření lze vypočítat velikost rozptylové indukčnosti transformátoru. Z uvedeného průběhu lze odečíst rozdíl proudů mezi začátkem a koncem demagnetizace (682 mA) a čas, po který tento proces probíhal (576,6 ns). Dále je známo napětí na transformátoru během demagnetizace. To lze odečíst z průběhu na osciloskopu (napětí na kolektoru mínus napětí na C5), anebo lze použít napětí, na které byly navrženy diody D1-D4 ( $3 \cdot 200 + 0,6 = 600,6$  V). Použitím rovnice (3-15):

$$U = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow L = U \cdot \frac{dt}{di} = 600,6 \cdot \frac{576,6n}{0,682} = 508 \mu H \quad (5-1)$$

Vypočtená rozptylová indukčnost tvoří  $508 \mu / 5,5m = 9,2 \%$  primární indukčnosti. Běžně dostupné transformátory pro tento typ měniče (např. [27]) mají rozptylovou indukčnost 3 %. V našem případě je transformátor navinut na jádře tvaru C, takže primární vinutí není těsně obepnuto magnetickým obvodem. Za daných okolností lze považovat rozptylovou indukčnost za vyhovující.

### 5.1.2 Zdroj servisních napětí pro MCU a OZ

Schéma zapojení zdroje je na Pobr. 2 a principiálně je shodné se zdrojem vysokého napětí. Na místě Q1 je použit běžný 600 V MOSFET (namísto 1200 V IGBT), výstupní diody a kondenzátory jsou použity na menší napětí.

V návrhu zdroje v kapitole 3.3 bylo počítáno s frekvencí 70 kHz při vstupním napětí 180 V a plném zatížení zdroje. Na Pobr. 6 je průběh proudu primárním vinutím transformátoru a napětí  $U_{DS}$  tranzistoru Q1. Z průběhů je patrné, že zdroj pracuje téměř v kritickém režimu CRM (Q1 je sepnut krátce po demagnetizaci jádra transformátoru). Změřená frekvence je 69,44 kHz (perioda 14,4  $\mu s$ ) a je velmi blízko frekvenci, na kterou byl zdroj navržen. Doba sepnutí Q1 (odečteno pomocí kurzorů) je 4,4  $\mu s$ , hodnota vypočtená v rovnici (3-54) je 4,63  $\mu s$ . Skutečný špičkový proud Q1 je 1,5 A a vypočtený proud dle rovnice (3-56) je 1,51 A. Z uvedeného vyplývá, že návrh zdroje velmi dobře souhlasí s měřením na funkčním prototypu. Stejně jako v případě VN transformátoru se i tento vyznačuje rozptylovou indukčností. Použitím stejné úvahy a vzorce jako v kapitole 5.1.1 lze tuto indukčnost vypočítat:

$$U = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow L = U \cdot \frac{dt}{di} = 200,6 \cdot \frac{480n}{1,5} = 64,2 \mu H \quad (5-2)$$

Vypočtená primární indukčnost je 779  $\mu H$ , rozptylová indukčnost vyjádřena v procentech tvoří  $64,2 \mu / 779 \mu = 8,2 \%$  primární. Tato hodnota je dost vysoká a snižuje účinnost zdroje. Hlavním důvodem tak vysoké hodnoty je, že primární vinutí není (z důvodu jednoduchosti kusové výroby) rozděleno na dvě části, ale je umístěno blízko jádra a všechna sekundární vinutí jsou umístěna na primárním, což zajistí lepší odvod tepla ze sekundárních vinutí. Nutno podotknout, že do takto změřené rozptylové indukčnosti se započítávají rovněž některé parazitní indukčnosti na DPS. Při snížení výstupního zatížení a zvýšení vstupního napětí začne obvod NCP1351 snižovat frekvenci (viz katalogový list [4]). Tato situace je zobrazena na Pobr. 8, kdy za daných podmínek frekvence klesla na 28 kHz a špičkový primární proud na 1 A. Tato vlastnost snižuje vliv magnetostrikčního jevu jádra transformátoru a tím dochází ke snížení hluku generovaného zdrojem.

### 5.1.3 Zdroj izolovaného napětí pro plovoucí VN moduly

Zdroj byl navržen dle požadavků stanovených v kapitole 3.5. V zadání byla stanovena pracovní frekvence 100 kHz. Na Pobr. 9 je změřená pracovní frekvence měniče 96 kHz, tedy se blíží požadované hodnotě. Žlutá křivka ukazuje napětí společného bodu Q1 a Q2, které má v tomto bodě obdélníkový průběh v rozsahu napájecího napětí (0 – 15 V). Tyto dva tranzistory tvoří půl můstek. Napětí z půl můstku je připojeno přes L1 na primární vinutí

transformátoru a rezonanční kondenzátor. Červená křivka ukazuje průběh napětí na rezonančním kondenzátoru. Zelená křivka zobrazuje průběh proudu primárním vinutím. Je důležité zajistit, aby sestupná hrana půl můstku nastala v okamžiku, kdy je primární proud kladný, a náběžná hrana ve chvíli, kdy je primární proud záporný. Pouze za těchto podmínek může nastat ZVS (viz 3.5). Průběh napětí na půl můstku jednoznačně potvrzuje, že je zdroj provozován v ZVS oblasti. Po každé náběžné (sestupné) hraně je vidět 300 ns překmit (podkmit). Při vypnutí tranzistoru, který vedl proud, energie uložená v L1 a primárním vinutí změni směr proudu a tím dojde k překlopení napětí půl můstku (z 0 V na 15 V, nebo z 15 V na 0 V). Napětí tedy není překlopeno po sepnutí opačného tranzistoru, ale vypnutím tranzistoru, který vedl proud. Po každém vypnutí tranzistoru zařadí IC1 prodlevu 300 ns (viz [6]). Během této doby se proudová smyčka uzavírá přes vnitřní diodu MOSFET tranzistoru (překmit nebo podkmit 0,6 V), jenž je po uplynutí prodlevy sepnut. Tím dojde k minimalizaci spínacích ztrát, protože k sepnutí MOSFET dojde při  $U_{DS} = 0,6$  V.

Není však příliš vhodné vypínat tranzistor při špičkovém proudu, protože se zvedá jalová složka proudu rezonančním obvodem a rostou vodivostní ztráty v půl můstku.

Modrá křivka ukazuje průběh jednoho ze sekundárních napětí. Toto napětí má nulovou střední hodnotu a pro usměrnění je použito můstkového zapojení diod provedené na každém VN modulu.

#### **5.1.4 Modul mikrokontroléru s komunikací USB**

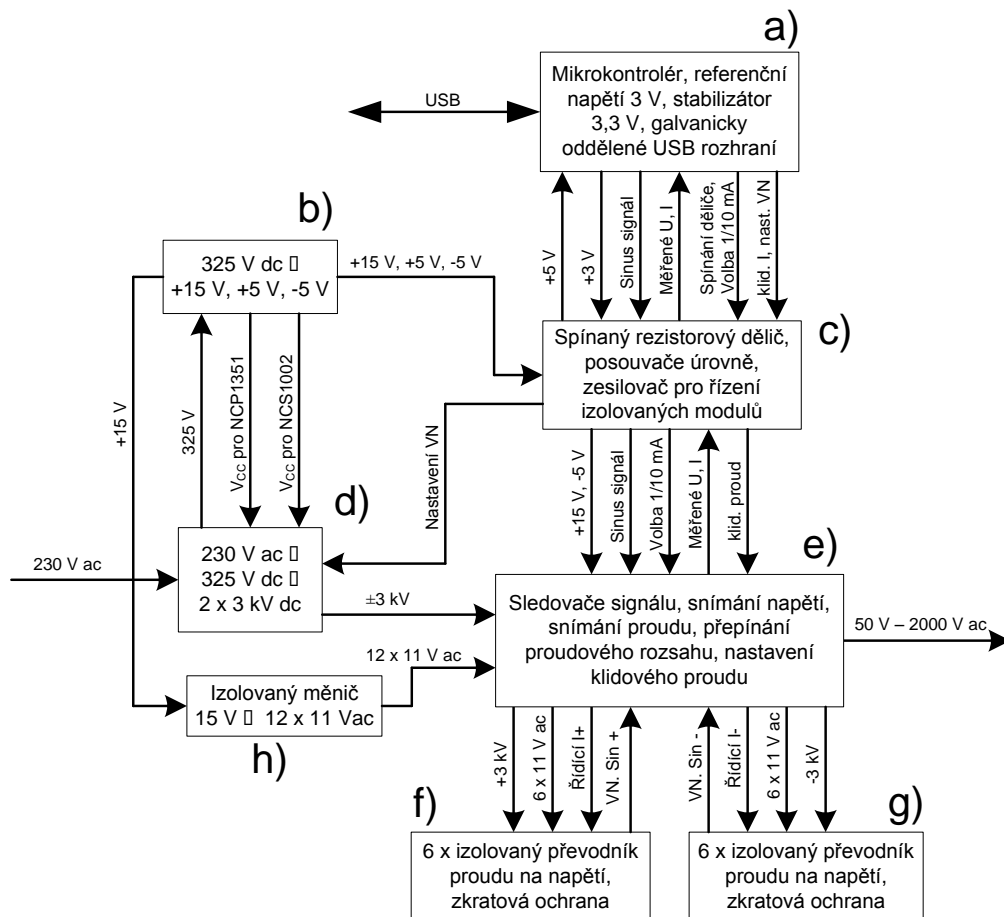
Celkové schéma zapojení modulu je na Pobr. 10. Všechny součástky na modulu jsou zapojeny dle doporučení výrobce. Celý modul obsahuje minimum součástek, jejich funkce byly uvedeny v kapitole 3.7. Průběh některých signálů v tomto modulu je na Pobr. 11. Žlutá křivka ukazuje sinusový signál generovaný DA převodníkem. Střední hodnota signálu je dle osciloskopu 1,49 V. Sinusový signál je generován se střední hodnotou 1,5 V, která odpovídá hodnotě DA převodníku 800h a znamená nulové napětí na výstupu. O posun signálu se starají následující obvody. Změřená frekvence je s minimální chybou 50 Hz. Červený průběh ukazuje výstup PWM signálu z MCU. Dle nastavení v programu by měla být frekvence 17,582 kHz (takt 72 MHz, rozlišení 12 bitů), měřená hodnota je téměř stejná (17,577 kHz). Rozdíl hodnot lze přičíst chybě měření. Modrý průběh ukazuje napětí za filtračním členem RC.

#### **5.1.5 VN modul a jeho řízení**

Návrh VN modulu byl proveden v kapitole 3.4 a návrh obvodu pro řízení modulů v kapitole 3.6. Před samotnou konstrukcí celého zařízení bylo zapojení sestaveno a ověřeno se čtyřmi VN moduly a zpětnou vazbou včetně nastavení pracovního bodu. Signál byl přiváděn z externího generátoru a napájecí napětí bylo 2 x 1 kV. Po menších úpravách se systém jevil jako schopný provozu. Průběh výstupního napětí je na Pobr. 12. Připojení dalších modulů a další testování se stávalo velmi komplikovaným a nepřehledným, a proto bylo na základě získaných poznatků zapojení rozšířeno na 12 bez předchozího ověření funkčnosti celého zařízení. Řízení modulů, nastavení pracovního bodu, sledovače a posouvače signálu jsou z praktických důvodů rozděleny na dvě desky, jejichž detailní schéma zapojení lze vidět na Pobr. 13 a Pobr. 14.

## 5.2 Pospojování modulů

Z důvodů jednodušší realizace prototypu zařízení byl celý zdroj sestaven z několika modulů, které jsou vzájemně pospojovány dle schématu na obr. 5-1.



obr. 5-1 Schéma propojení jednotlivých modulů VN zdroje

Napětí ze sítě 230 V je přivedeno do zdroje 2 x 3 kV (d). Toto vysoké napětí je přivedeno na vysokonapěťové moduly (f) a (g) přes modul (e). Z VN zdroje 2 x 3 kV je vyvedeno i usměrněné síťové napětí 325 V, které je přivedeno na zdroj servisních napětí (b). Touto konfigurací se zdroj zjednoduší o vstupní filtr a usměrňovač. Zdroj servisních napětí (b) dodává na sekundární straně +15 V, +5 V a -5 V. Na primární straně je dostupné napětí z pomocného vinutí, které je připojeno zpět do VN zdroje (d) a má za úkol udržovat zdroj v provozu v případě, kdy je požadováno výstupní napětí menší než  $\pm 3$  kV. V tomto případě by nedošlo k naindukování dostatečného napětí v pomocném vinutí VN zdroje a zdroj by se vypnul. Zdroj servisních napětí je připojen na modul posouvačů úrovně (c), ze kterého je dále napětí distribuováno do sledovačů signálu (e) a desky MCU (a). Desky (a) a (c) jsou propojeny pouze 40 žilovým plochým kabelem (deska (a) obsahuje navíc konektor pro USB sběrnici), aby se zjednodušila manipulace během měření a oživení. Všechny signály mezi moduly (a) a (c) jsou vedeny právě tímto 40 žilovým kabelem. Modul (c) řídí proud optrony v modulech (f) a (g), jež jsou propojeny pomocí modulu (e). Modul (e) tvoří základní desku s konektory, do kterých jsou moduly (f) a (g) zasunuty. Proto jsou všechny signály z (a) do VN modulů vedeny právě přes základní desku (e), včetně výstupního sinusového napětí pro připojení měřeného vzorku. Posledním modulem je měnič pro napájení plovoucích napětí (h).

Je sestaven tak, že obsahuje pouze primární stranu a sekundární vinutí, která jsou vzájemně oddělena. Výstupní napětí proto není stejnosměrné, ale střídavé. Toto řešení umožnilo zmenšení rozměrů tohoto měniče. Pro usměrnění je potřeba použít 48 diod, které jsou umístěny po 4 kusech na každém VN modulu.

### 5.3 Oživení a ověření funkčnosti celku

Po připojení střídavého napětí začnou oba zdroje dodávat proud do obvodů. V této konfiguraci je odběr zařízení asi 8 W (pokud není nastaven klidový proud VN moduly). Výchozí hodnota klidového proudu je nastavena přímo v MCU na 1 mA. Měřením se zjistilo, že pro takový klidový proud je výstupní napětí zkreslené. Vzhledem k tomu, že velikost zkreslení není v zadání definována, není zkreslení na závadu. Nevýhodou je, že v přechodové oblasti se změní směr proudu a vytváří na proudovém průběhu značné zkreslení (viz Pobr. 15, zelená křivka). Žlutá křivka ukazuje průběh napětí se zmíněnou nelinearitou v oblasti přechodu do rostoucí fáze. Modrý průběh ukazuje sinusový signál vstupující do chybového zesilovače IC2A a červený průběh je napětí na výstupu chybového zesilovače. Použitím bateriového osciloskopu bylo ověřeno napětí  $U_{CE}$  všech VN modulů. Ukázalo se, že některé moduly vstoupily do saturace dříve než ostatní. Na Pobr. 16 je vidět, jak úbytek napětí  $U_{CE}$  dosáhl nulové hodnoty, tím přešel do saturace i operační zesilovač ve VN modulu. Díky omezené šířce pásma trvalo obnovení lineárního režimu dlouhou dobu. Dalším měřením optronů byly nalezeny velké rozdíly v CTR parametru (Current Transfer Ratio – poměr proudů kolektorem tranzistoru a LED v optronu), a proto byly pro VN moduly vyměřeny takové, aby se jejich parametry podobaly co nejvíce. Zároveň bylo zvýšeno napětí 3 kV na 3,12 kV, tím se umožní větší rozdíly na jednotlivých modulech a k saturaci dojde až při vyšším výstupním napětí (které je vyšší, než maximální povolené výstupní napětí). Bylo také nezbytné zvětšit hodnotu R41 (Pobr. 1 na 1,8 k $\Omega$ ), protože se zvedlo napětí, ale proud zůstává stejný, takže se zvedne výkon zdroje. Dále je klidový proud nastaven na 1,6 mA a zvyšuje se pro vyšší frekvenci výstupního napětí. Klidový proud je poměrně vysoký (spotřeba zařízení se zvedne na 18 W), ale zajistí dobrou linearitu koncového zesilovače. Na Pobr. 17 je zobrazen průběh proudu odebíraného z +3 kV větve. Je vidět, že proud nikdy nedosáhne nulové hodnoty a v okamžiku záporné půlvlny výstupního napětí má hodnotu přibližně 1,6 mA. Zároveň je také vidět, že proud má klesající tendenci. Toto chování není ideální a je způsobeno pomalou zpětnou vazbou obvodu pro nastavení klidového proudu.

Aby bylo možné zjistit chování systému v závislosti na frekvenci, byla provedena malosignálová analýza (Bode plot). Nejdříve bylo měřeno chování v uzavřené smyčce. Na neinvertující vstup IC2A (viz Pobr. 13) byl připojen zdroj signálu z analyzátoru a na výstup IC6B (viz Pobr. 14) vstup do analyzátoru. Jelikož se očekává rozdílné chování pro kladnou a pro zápornou půlvlnu signálu (vliv zpětné vazby nastavení pracovního bodu), je výstupní měřící signál z analyzátoru superponován na stejnosměrné kladné nebo záporné předpětí. Vstupní signál do analyzátoru je podělen rezistorovým děličem R26 a R31, takže zesílení systému uvedené v grafu nebude odpovídat skutečné hodnotě, nicméně bude ukazovat průběh fáze a ukáže, jestli je zesílení stabilní nebo se mění v závislosti na přenášené frekvenci. Na výstup zařízení byla připojena zátěž 1,2 nF. Výsledek měření je na Pobr. 18. Na průběhu je patrná nula na frekvenci přibližně 320 Hz. Při analýze v otevřené smyčce tato nula způsobí malou fázovou bezpečnost (pouze 30°, viz Pobr. 19), a proto byl zpětnovazební obvod (C12, C13 a C37) upraven a následně znovu ověřen. Výsledek měření s upraveným obvodem je na Pobr. 20 a Pobr. 21. V uzavřené smyčce je stále vidět nula v přenosové soustavě, tato je však méně výrazná. V otevřené smyčce se úprava projevila tak, že se fáze v měřeném rozsahu



nemění a fázová bezpečnost dosahuje  $90^\circ$ . Jak bylo uvedeno výše, pro zápornou amplitudu je chování systému odlišné, protože se začne více uplatňovat vliv OK1, OK2, C14, R9 a IC1B (nastavení klidového proudu). Při záporné půlčlenně působí tento obvod proti vlivu zpětné vazby. Signál z analyzátoru je pro tento test stejnosměrně posunut do záporných hodnot. Vliv obvodu pro nastavení klidového proudu je vidět na Pobr. 22. Při měření se v signálu objevila nová nula ve spektru. Lze ji potlačit zvětšením hodnoty C14, ale pak je nastavení klidového proudu pomalé a vede to k nelinearitě výstupního napětí.

Jak bylo uvedeno výše, nadproudová ochrana sestavená z IC4 nepracovala správně (Pobr. 23). VN moduly pracují v napět'ovém režimu a pomocí optronu a rezistorů R14 a R24 je udržován malý klidový proud. Tato zpětná vazba pro udržování klidového proudu neprochází celou regulační smyčkou a je velmi pomalá. Zátěž netvoří kapacita, ale rezistor R14 nebo R24, a proto je smyčka stabilní. V napět'ovém režimu při tak velkém napájecím napětí, kapacitní zátěži a rychlé zpětné vazbě je obtížné tyto VN moduly udržovat v proudovém módu. Z tohoto důvodu zpětná vazba silně kmitala, a pokud se podařilo její oscilace utlumit, byla velmi pomalá, a tedy nepoužitelná. Proto byla možnost použít obvodovou nadproudovou ochranu zamítnuta a byla naprogramovaná v MCU (viz výše). Aktivace nadproudové ochrany je zachycena na Pobr. 24. Žlutá křivka zobrazuje výstupní napětí, červená ukazuje napětí na snímacím rezistoru R37 (Pobr. 14).

Výsledek měření celé aplikace po provedení uvedených úprav je na Pobr. 25. Při tomto měření byl na místě zátěže připojen foliový kondenzátor 1,2 nF. Průběhy ukazují, jak výstupní napětí (žlutý průběh) věrně kopíruje sinusový signál z MCU (modrý průběh) a na průběhu proudu (zelený průběh) nejsou vidět žádné zjevné nelinearity. Připojení zátěže je nutno provádět až po připojení zařízení do sítě, tedy v okamžiku, kdy jsou všechny vnitřní obvody stabilizovány. Připojení zátěže před zapnutím může mít za následek rozkmitání celé soustavy. Celé zařízení bylo testováno s různými hodnotami zatěžovacích kapacit a potvrdilo se, že systém je stabilní s kapacitami až do 5 nF. Vzhledem k předpokládanému rozměru testovacích elektrod (kruhové elektrody  $\varnothing$  50 mm) se tato hodnota zdá být dostatečná.

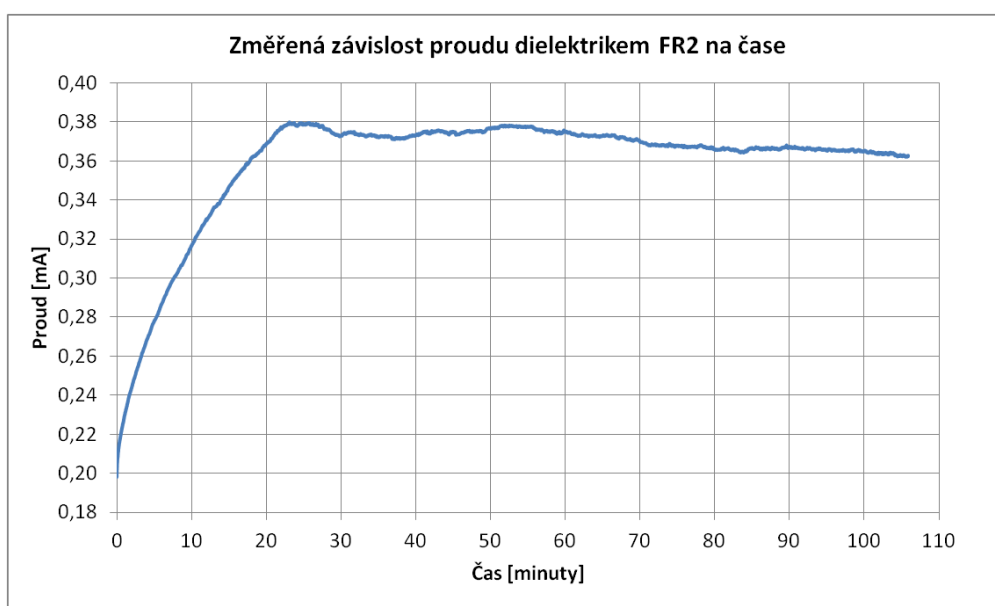
V zadání práce není uveden žádný zvláštní požadavek na účinnost zařízení, přesto se nabízí otázka, jestli by pro malá výstupní napětí (např. 200 V) nebylo možné snížit výstupní napětí VN zdroje a snížit tak ztrátový výkon VN modulů. Z tohoto důvodu byl z MCU vyveden další výstup PWM signálu a ten byl zaveden jako řídicí napětí do VN zdroje (obr. 5-1 propojení z modulu (c) do (d)). Řídicí napětí je v rozsahu 0 – 3,3 V, referenční napětí VN zdroje je 2,5 V, takže část hodnot nebude použita (na přesnosti nastavení příliš nezáleží, a proto není potřeba použít dělič a využívat celý rozsah PWM převodníku). Při změně napětí VN zdroje dochází také ke snížení klidového proudu. Tuto vlastnost je třeba kompenzovat zvýšením napětí druhé PWM regulace, aby klidový proud byl konstantní a neměnila se linearita VN zesilovače. Velikost změny hodnoty pro regulaci klidového proudu v závislosti na napětí VN zdroje byla určena měřením finální aplikace. Tato závislost vykazuje lineární průběh. Hodnota napětí pro VN zdroj se určí podle požadovaného měřicího napětí a zároveň se vypočítá hodnota PWM pro klidový proud. Tyto výpočty se provádí automaticky při každém zadání nové výstupní hodnoty v PC a nové hodnoty jsou pak odeslány do MCU.

## 6 Zkušební měření vzorku izolantu

Funkční vzorek pro testování byl sestaven ze dvou desek základního materiálu pro DPS (FR4, plátování 35  $\mu\text{m}$ , rozměr 50 x 105 mm), které slouží jako elektrody kondenzátoru. Na místě dielektrika je použit materiál FR2 (papír vytvrzený fenolformaldehydovou pryskyřicí) tloušťky 0,56 mm. Změřená kapacita kondenzátoru je 250 pF. Sestavený kondenzátor použitý pro test je na Pobr. 27. Měření vykazovalo pouze malou změnu proudu v čase. Za dobu měření 3 hodiny se proud změnil o 12  $\mu\text{A}$  (z 309  $\mu\text{A}$  na 321  $\mu\text{A}$ ). Vzhledem k rozlišení měření 1  $\mu\text{A}$  byl měřící krok velmi hrubý (údaj z měření byl záměrně zaokrouhlen, aby se poslední číslice měnila vždy o jedničku). Z tohoto důvodu byl program v MCU upraven tak, že součet 16 měření se vydělí pouze hodnotou 8, tím dojde k rozšíření počtu měřených úrovní z 2048 na 4096. Touto úpravou se dosáhlo rozlišení:

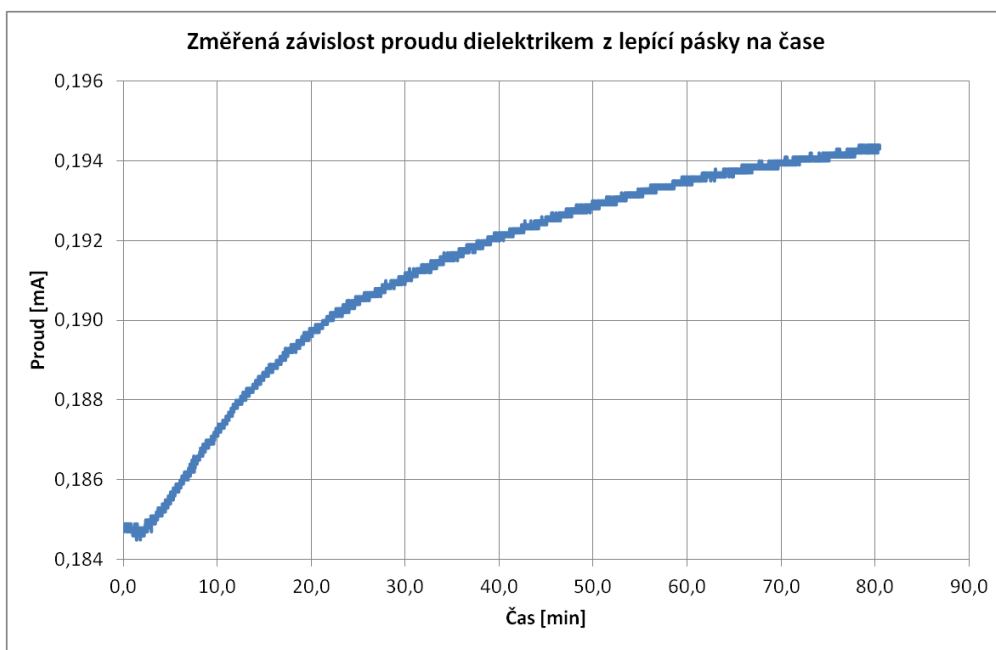
$$I_{bit1} = \frac{I}{2^{12}} = \frac{1\text{m}}{4096} \cong 244 \text{ nA} \quad (6-1)$$

Aby byl průběh změny proudu testovaným dielektrikem zřetelnější, byl testovaný vzorek materiálu na 24 hodin ponořen do vody při teplotě 50°C. Průběh změřeného proudu ukazuje obr. 6-1. Měřící napětí je 380 V, frekvence 50 Hz.



obr. 6-1 Výsledek měření vyrobeného kondenzátoru s dielektrikem FR2

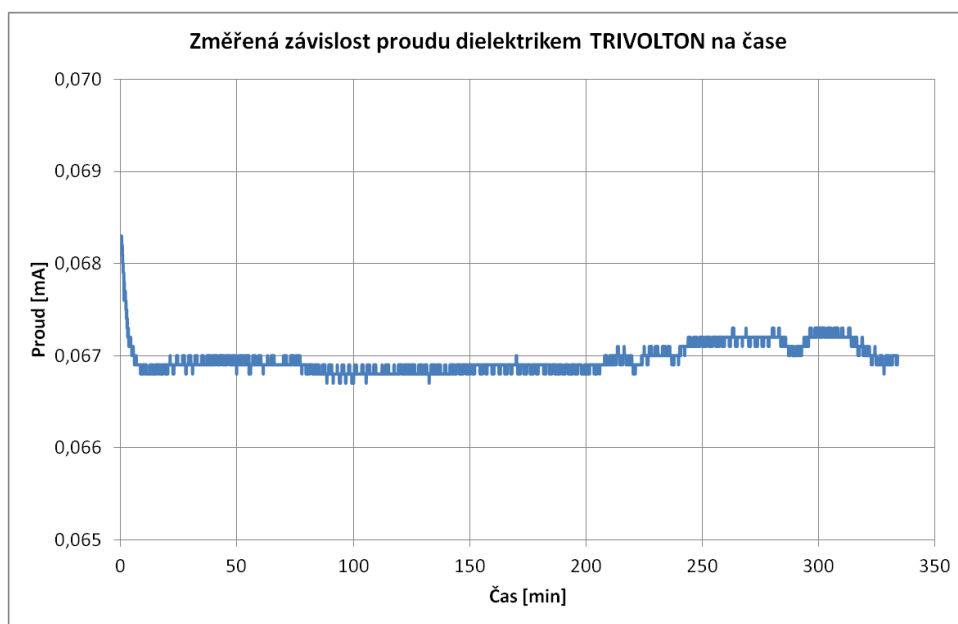
Stejné měření bylo provedeno pro polypropylenovou lepicí pásku. Rozměr elektrod je v tomto případě 25 x 65 mm, kapacita vzorku 250 pF. Výsledek měření je na obr. 6-2. Měřící napětí je 2000 V, frekvence 50 Hz.



**obr. 6-2 Výsledek měření vyrobeného kondenzátoru s polypropylenovým dielektrikem**

V případě polypropylenové lepicí pásky je změna proudu přibližně  $10 \mu\text{A}$ , a přesto není patrné rozlišení převodníku.

Posledním měřeným vzorkem je vícevrstvý izolační materiál TRIVOLTON od společnosti Krempel [29]. Rozměr elektrod  $25 \times 65 \text{ mm}$ , kapacita měřeného vzorku  $100 \text{ pF}$ , připojené napětí  $2000 \text{ V}$ , kmitočet  $50 \text{ Hz}$ . Výsledek měření je na obr. 6-3.



**obr. 6-3 Výsledek měření vyrobeného kondenzátoru s dielektrikem TRIVOLTON**

Z měření vyplývá, že materiál trivolton je velmi stabilní a hodnota proudu se nezměnila o více než  $1,5 \mu\text{A}$  za dobu testování 5 hodin a 30 minut. Kromě počátečního poklesu proudu lze změny přisoudit změně teploty okolí, protože měření nebylo prováděno v komoře se stabilní teplotou.

## 7 Závěr

Při hledání již existujících řešení regulovatelného, sinusového VN zdroje nebylo, za použití především internetových zdrojů, žádné nalezeno, a proto je celá konstrukce originální. V úvahu připadala dvě možná řešení. NF transformátor nebo VN zesilovač. NF transformátor je komplikovaný na výrobu, ale lze použít jednoduchý zesilovač napájený z usměrněného síťového napětí připojený na primární vinutí transformátoru. Hlavním důvodem pro nepoužití tohoto řešení je velký počet sekundárních závitů transformátoru, a proto se zdálo jednodušší realizovat druhé řešení; tedy sestavit spínaný zdroj stejnosměrného vysokého napětí a pak toto napětí převést na střídavé pomocí zesilovače ve třídě AB. Tranzistory potřebného napětí nejsou běžně dostupné, a proto bylo třeba zapojit více prvků sériově. Toto řešení umožní použít potřebné vysoké napětí, ale vyžaduje takovou konstrukci, která rozdělí velké napětí rovnoměrně mezi jednotlivé prvky. Jednotlivé prvky (plovoucí buňky) obsahují operační zesilovač a referenci, proto vyžadují plovoucí napájení, které bylo zajištěno malým měničem v rezonančním režimu. Měnič převádí 15 V na 11 V střídavých do dvanácti vzájemně oddělených vinutí a každé z nich napájí jeden VN modul. Potřebný řídicí signál pro VN moduly je přiveden přes optron. VN moduly v sériovém řazení slouží jako koncové prvky zesilovače ve třídě AB a jsou připojeny přímo na zátěž, kterou tvoří kondenzátor (vzorek testovaného materiálu). Z výstupu zesilovače je zavedena zpětná vazba a řídicí signál pro VN moduly (diody v optronech) tvoří rozdíl mezi skutečným napětím a napětím referenčního signálu tedy sinusového průběhu generovaného DA převodníkem. Použití mikrokontroléru s velkým množstvím integrovaných periférií výrazně zjednodušilo celou konstrukci. Některé z periférií nejsou použity, ale jsou vyvedeny na konektor a je možné je po úpravě programu využít (pro připojení paměti, zobrazovacího zařízení atd.). Měření se provádí integrovaným AD převodníkem, sinusový signál je vypočten mikrokontrolérem a generován použitím DA převodníku. Malý rozsah DA převodníku (12 bitů) je kompenzován spínaným rezistorovým děličem, jenž umožní generovat i malé napětí s dostatečným rozlišením. Použitý mikrokontrolér také obsahuje periférii USB, což je vzhledem k zadání výhodné. Z bezpečnostních důvodů byla tato sběrnice galvanicky oddělena od PC.

Celé zařízení je sestaveno z modulů, které během oživování umožňují jednoduchou úpravu zapojení. Všechny moduly jsou na jednostranné DPS z důvodu jeho jednoduché výroby v amatérských podmínkách. Pro finální zapojení by bylo jednodušší některé moduly sloučit, nebo celé zařízení sestavit na jediné DPS, čímž by zcela odpadla nutnost vzájemného propojování modulů. DPS, na kterých je zařízení sestavené, nejsou finální verzi (pouze prototypem), a proto jsou na některých místech patrné úpravy pro zajištění správné funkce. V příložených dokumentech jsou ale všechny DPS upraveny do finální podoby. DPS v prototypu proto nejsou totožné s DPS v příložených souborech.

Sestavený zdroj nelze chápat jako finální výrobek, ale spíše jako prototyp pro ověření všech požadovaných funkcí. Je nezbytné provést některé úpravy, případně vylepšení, která vzejdou z testování prototypu. Na jejich základě je pak možno zkonstruovat plně funkční zařízení. Z uvedeného důvodu není zařízení vestavěno do přístrojové skříně. Během testů se ukázalo, že použité zdroje v zařízení pracují spolehlivě (VN zdroj, zdroj servisních napětí, více výstupový DC/DC měnič). Zdroj servisních napětí je předimenzovaný a mohl být navržen na menší výkon. Deska s MCU pracuje také správně včetně funkce aktualizace programu po USB. Pokud by bylo rozlišení AD převodníku 12 b nedostatečné, je možné použít jiný MCU s lepším převodníkem nebo použít externí převodník. Ukázalo se, že nejslabším článkem je použitý optron. Pokud by byl zvolen jiný typ, zřejmě by nebylo potřeba

zvyšovat VN napětí z 3 kV na 3,12 kV, nejspíš by bylo možné snížit klidový proud a používat zařízení na vyšší frekvenci (zapojení s napájecím napětím  $\pm 1$  kV a 4 moduly pracovalo až do frekvence 200 Hz). Další vylepšení souvisí s nastavením klidového proudu. Zvolené řešení s optronem je funkční, ale není ideální. Má vliv na frekvenční charakteristiku zejména v záporné půlvlně a regulace je velmi pomalá (proud se mění během půlperrody), takže klidový proud musí být nastaven větší, aby v žádném okamžiku nedosáhl nuly. Poslední vylepšení, které lze provést bez jakýchkoli nákladů, se týká použitého programového vybavení v PC. Každý uživatel si může program vytvořit (upravit) tak, aby mu co nejvíce vyhovoval. Pokud by bylo potřeba, lze přidat grafy, varovné hlášky, nastavení doby testování, limitů atd.

S ohledem na omezený rozsah této diplomové práce nejsou zde uvedeny všechny postupy a rovnice, které vedly ke stanovení hodnot součástek. Velká část práce je věnována zejména návrhu transformátorů síťových měničů, které jsou kritickou součástí a ve většině případů je nelze koupit.

Celková funkčnost zařízení byla ověřena testováním vzorku materiálu FR2, polypropylenové lepicí pásky a izolačního materiálu Trivolton. Výsledkem měření jsou tabulky hodnot změřených napětí a proudů, z nichž jsou sestaveny grafy ukazující změnu proudu procházejícího materiálem v čase. Právě taková závislost je od měření požadována a konstruované zařízení by ji mělo poskytnout. Na základě těchto výsledků bude možné odhadnout dobu použitelnosti materiálu v praxi.

Dosažené parametry zdroje:

Vstupní napětí:	180 V – 253 V
Odběr bez zatížení:	18 W při 230 V (při plném vnitřním napětí 3,12 kV)
Výstupní napětí:	50 V – 2000 V
Výstupní proud:	1 mA, 10 mA
Max. zkratový proud:	15 mA
Max. zatěžovací kapacita:	5 nF
Výstupní frekvence:	1 Hz – 50 Hz pro rozsah napětí 50 V – 2000 V 1 Hz – 100 Hz pro rozsah napětí 50 V – 500 V
Připojení k PC:	USB (galvanicky oddělené 2,5 kV)

## Použitá literatura

- [1] NEVŘIVÝ, T. *Modelování jednofázového transformátoru malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 49 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.. [cit. 2012-12-15]. Dostupné z www: [http://www.vutbr.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=40764](http://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=40764).
- [2] Stránky dodavatele elektronických součástek Farnell. [cit. 2011-12-12]. Dostupné z www: <http://www.farnell.com/>.
- [3] Stránky dodavatele elektronických součástek Farnell. [cit. 2011-12-12]. Dostupné z www: <http://www.digikey.com/>.
- [4] Stránky výrobce elektronických součástek ON Semiconductor. [cit. 2012-04-19]. Dostupné z www: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1351-D.PDF>.
- [5] Stránky výrobce elektronických součástek ON Semiconductor. [cit. 2012-04-19]. Dostupné z www: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/AND8263-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8263-D.PDF).
- [6] Stránky výrobce elektronických součástek ON Semiconductor. [cit. 2012-04-19]. Dostupné z www: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1392B%20BD.PDF>.
- [7] ANDREYCAK, B. - *Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion*, Application note from UNITRODE [online]. Duben 2009 [cit. 2009-04-15]. Dostupné na WWW: < <http://www.ti.com> >.
- [8] BO YANG, “*Topology Investigation for Front-End dc-dc Power Conversion for Distributed Power System*”, Virginia Tech Dissertation, 2003” [on-line]. Duben 2009 [cit. 2012-04-19]. Dostupné na WWW: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-09152003-180228/>.
- [9] Stránky výrobce elektronických součástek ON Semiconductor. [cit. 2012-04-19]. Dostupné z www: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/TL431-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/TL431-D.PDF).
- [10] Stránky výrobce elektronických součástek ON Semiconductor. [cit. 2012-04-19]. Dostupné z www: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/NCS1002A-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCS1002A-D.PDF).
- [11] Stránky dodavatele elektronických součástek Farnell. [cit. 2011-12-12]. Dostupné z www: <http://www.farnell.com/datasheets/1571285.pdf>.
- [12] Stránky výrobce elektronických součástek ST Microelectronic. [cit. 2012-04-19]. Dostupné z www: [http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL\\_RESOURCES/TECHNICAL\\_LITERATURE/DATASHEET/CD00000009.pdf](http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00000009.pdf).
- [13] Stránky výrobce elektronických součástek EPCOS. [cit. 2012-04-19]. Dostupné z www: <http://www.epcos.com/inf/80/ds/b65877a.pdf>.
- [14] Stránky University of Colorado at Boulder. [cit. 2012-04-19]. Dostupné z www: <http://ecee.colorado.edu/~ecen3400/Chapter%2020%20-%20The%20Skin%20Effect.pdf>.
- [15] Stránky výrobce elektronických součástek ON Semiconductor. [cit. 2012-04-19]. Dostupné z www: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/AND8460-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8460-D.PDF).
- [16] Stránky výrobce elektronických součástek Vishay. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: <http://www.vishay.com/docs/83530/83530.pdf>.
- [17] Stránky výrobce elektronických součástek Analog Devices. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX4661-MAX4663.pdf>.

- [18] Stránky výrobce elektronických součástek STMicroelectronic. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00220364.pdf>.
- [19] Stránky výrobce elektronických součástek Analog Devices. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/ADR3412\\_ADR3420\\_ADR3425\\_ADR3430\\_ADR3433\\_ADR3440\\_ADR3450.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADR3412_ADR3420_ADR3425_ADR3430_ADR3433_ADR3440_ADR3450.pdf).
- [20] Stránky výrobce elektronických součástek ON Semiconductor. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP5661.PDF>.
- [21] Stránky výrobce elektronických součástek Analog Devices. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/ADuM3160.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADuM3160.pdf).
- [22] Stránky dodavatele elektronických součástek Farnell. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: <http://www.farnell.com/datasheets/1448171.pdf>.
- [23] Stránky společnosti vývoje software Embest Technology Co. [cit. 2013-04-11]. Dostupné z www: <http://www.coocox.org/Index.html>.
- [24] Stránky společnosti MCU.cz. [cit. 2013-04-11]. Dostupné z www: <http://mcu.cz/comment-n2072.html>
- [25] Stránky výrobce elektronických součástek STMicroelectronic. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: <http://www.st.com/web/catalog/mmc/FM141/SC1169/SS1031/LN1564/PF221023>.
- [26] Stránky výrobce elektronických součástek STMicroelectronic. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: <http://www.st.com/web/en/catalog/tools/FM147/CL1794/SC961/SS1533/PF257916>
- [27] Stránky výrobce transformátorů a cívek. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: [http://www.coilcraft.com/pdf\\_viewer/showpdf.cfm?f=pdf\\_store:ga0007.pdf](http://www.coilcraft.com/pdf_viewer/showpdf.cfm?f=pdf_store:ga0007.pdf)
- [28] Stránky společnosti vývoje software. [cit. 2013-02-27]. Dostupné z www: <http://www.codeblocks.org>.
- [29] Stránky společnosti výrobce izolačních materiálů Krempel. [cit. 2013-04-30]. Dostupné z www: <http://www.krempel-group.com/englisch/home/products/electrical-insulations/multi-layer-insulation-materials.html>.

# Seznam symbolů, veličin a zkratek

P	Výkon
U	Napětí
I	Proud
$V_{AC}$	Efektivní hodnota střídavého napětí
NF	Nízko frekvenční
VF	Vysoko frekvenční
N	Počet závitů
B	Velikost magnetické indukce
S	Efektivní plocha jádra transformátoru
f	Frekvence
EMI	Elektro magnetické rušení
NPN	Tranzistor s elektronovou vodivostí
PNP	Tranzistor s děrovou vodivostí
$V_P$	Hodnota špičkového napětí
RMS	Efektivní hodnota (Root Mean Square)
$U_{CE}$	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru
DC/DC	Měnič stejnosměrného napětí na stejnosměrné napětí
LLC	Rezonanční obvod složený ze dvou indukčností a jednoho kapacitoru
M	Poměr počtu závitů
IGBT	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
DC	Střída spínání
t	čas
$\Phi$	Magnetický tok
T	Délka periody
CRT	Katodová trubice (Cathode Ray Tube), označení vakuové obrazovky
Al	Velikost indukčnosti cívky s jádrem, které má právě jeden závit
$\eta$	Účinnost zdroje
CRM	Provoz v kritickém režimu (Critical Mode)
CCM	Provoz v režimu spojitého proudu (Continuous Conduction Mode)
DCM	Provoz v režimu přerušovaných proudů (Discontinuous Conduction Mode)
$\delta$	Hloubka vniku proudu do vodiče
$\omega$	Úhlová rychlost ( $2\pi f$ )
$\mu$	Permeabilita materiálu
$\sigma$	Elektrická vodivost materiálu
r	Poloměr
d	Průměr
R	Rezistivita, rezistor
ESR	Náhradní sériový odpor kondenzátoru (Equivalent Serial Resistance)
E	Energie
Q	Náboj
CV	Konstantní napětí (Constant Voltage)
CC	Konstantní proud (Constant Current)
UVLO	Ochrana proti podpětí (Under Voltage Lock Out)
Prim	Primární vinutí
Sec	Sekundární vinutí

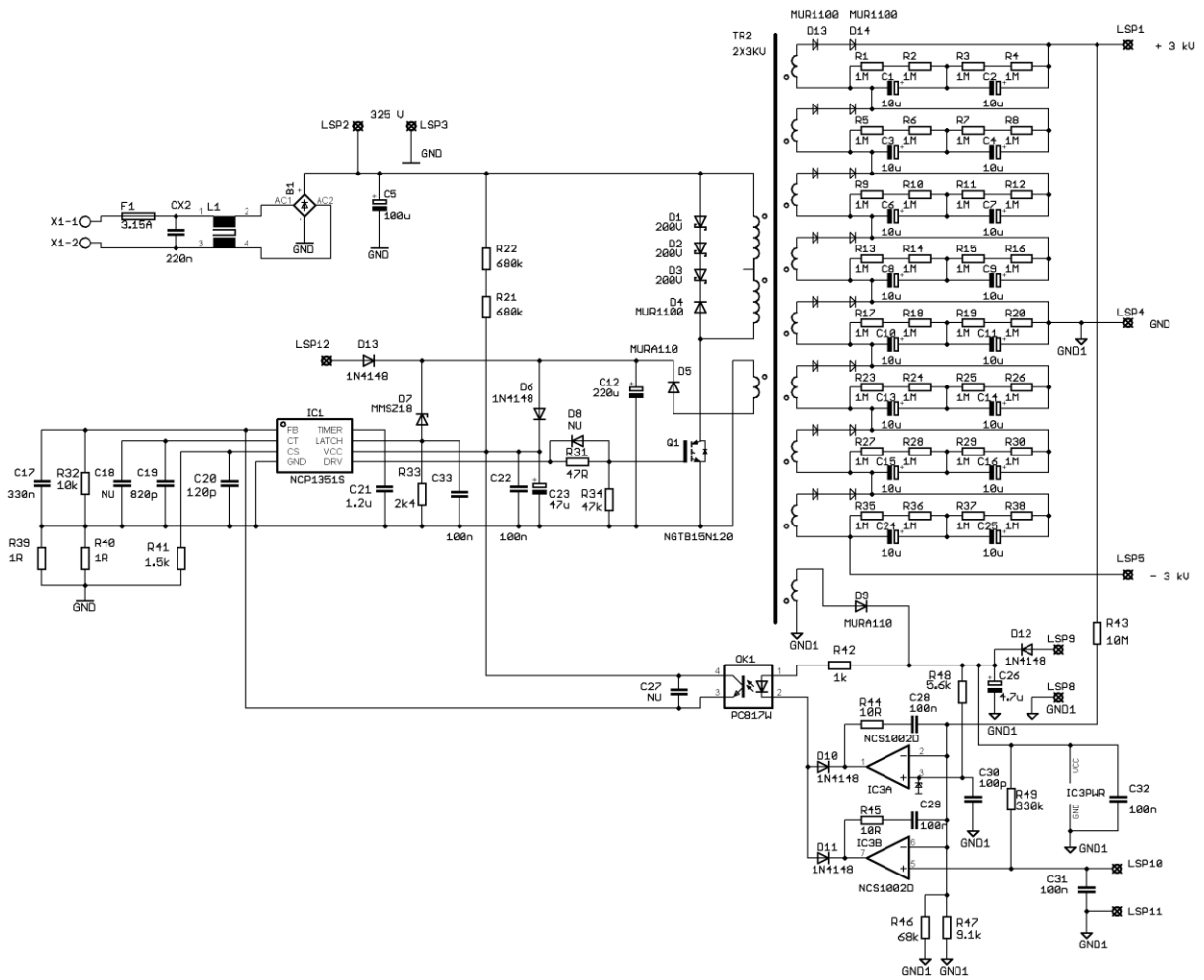


LED	Světelná dioda (Light Emiting Diode)
OZ	Operační zesilovač
CTR	Poměr proudu kolektorem a diodou optronu (Current Transfer Ratio)
0805	Rozměr součástky pro povrchovou montáž
R24	Normalizovaná řada hodnot
$U_{CES}$	Hodnota napětí mezi C a E při $U_{BE} = 0$ V
SMD	Součástka pro povrchovou montáž (Surface Mount Device)
MOSFET	Unipolární tranzistor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
ZVS	Spínání při nulové hodnotě napětí (Zero Voltage Switching)
SOIC8	SMD pouzdro s 8 piny (Small Outline Integrated Circuit)
PC	Osobní počítač (Personal Computer)
DA	Převodník z číslicového signálu na analogový (Digital to Analog)
AD	Převodník z analogového signálu na digitální (Analog to Digital)
USB	Sériová komunikační sběrnice (Universal Serial Bus)
PWM	DA převodník s mezipřevodem na střihu (Pulse Width Modulation)
DFU	Standard pro přehrání programu v zařízení (Device Firmware Upgrade standard)
UART	Asynchronní sériová sběrnice (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter)
MIPS	Milionů instrukcí za sekundu (Million Instruction Per Second)
DMA	Přímý přístup do paměti (Direct Memory Access)
RAM	Operační paměť (Random Access Memory)
$\tau$	Časová konstanta
I <sup>2</sup> C	Dvou vodičová sériová datová sběrnice (Inter Integrated Circuit)
MCU	Mikrokontrolér (Microcontroller Unit)
CooCox	Prostředí pro vývoj software
Code::Blocks	Prostředí pro vývoj software
CSV	Soubor hodnot oddělený čárkami (Comma Separated Values)
OpenOffice	Kancelářský balík
FB	Zpětná vazba (Feed Back)
Bode plot	Analýza systému v závislosti na frekvenci
DPS	Deska plošných spojů
FR2	Papír vytvrzený fenol formaldehydovou pryskyřicí (Flame Redundant)
PP	Polypropylen

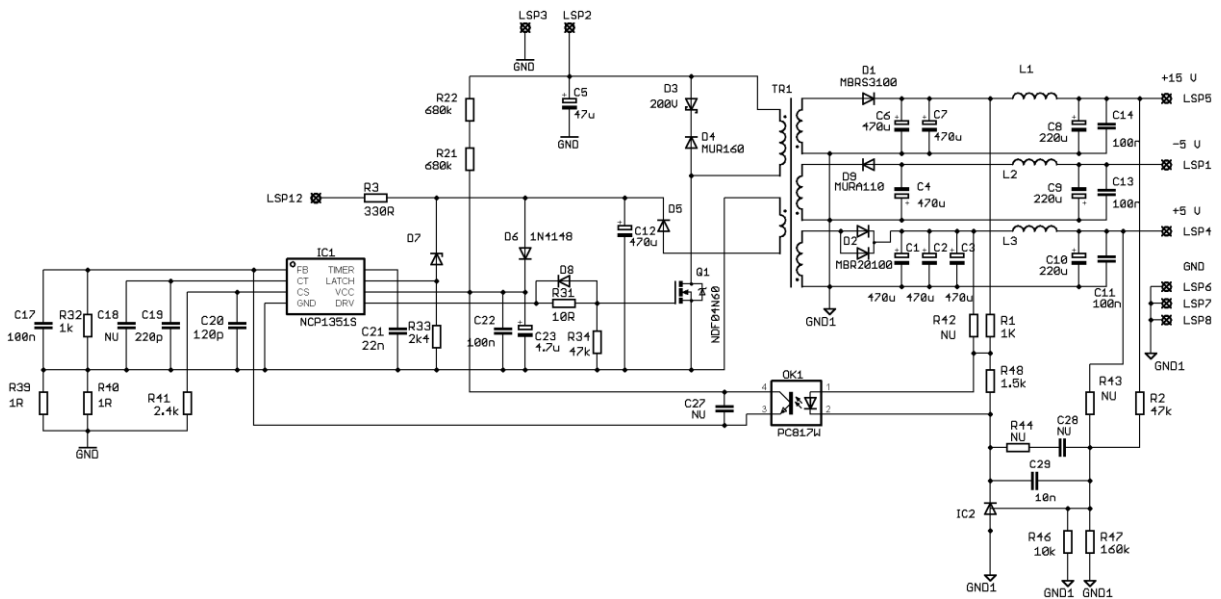
# Seznam příloh

Pobr. 1 Schéma zapojení zdroje 2 x 3 kV .....	67
Pobr. 2 Schéma zapojení zdroje napětí +15 V, +5 V a -5 V .....	67
Pobr. 3 Průběhy napětí a proudů primární části VN zdroje .....	68
Pobr. 4 Detail demagnetizace rozptylové indukčnosti .....	68
Pobr. 5 Připojení VN zdroje k síti. Doba náběhu zdroje 280 ms .....	69
Pobr. 6 Primární proud a napětí pomocného zdroje napětí .....	69
Pobr. 7 Detail demagnetizace rozptylové indukčnosti .....	70
Pobr. 8 Napětí a proudy pro zatížení 7 W a 253 V <sub>AC</sub> .....	70
Pobr. 9 Zdroj plovoucích napětí .....	71
Pobr. 10 Schéma zapojení řídicího modulu s MCU .....	71
Pobr. 11 Průběh signálů na modulu s MCU .....	72
Pobr. 12 Ověření funkčnosti zapojení, použity 4 VN moduly .....	72
Pobr. 13 Posouvače úrovně, spínané rezistory .....	73
Pobr. 14 Sledovače, nastavení klidového proudu, připojení VN modulů .....	74
Pobr. 15 Vliv malého klidového proudu .....	75
Pobr. 16 Ukázka saturace VN modulu .....	75
Pobr. 17 Odběr proudu ze zdroje v +3 kV větví (2 mA na dílek) .....	75
Pobr. 18 Bode plot při uzavřené smyčce (kladná půlvlna) .....	76
Pobr. 19 Bode plot pro otevřenou smyčku (kladná půlvlna) .....	76
Pobr. 20 Bode plot při uzavřené smyčce v upraveném zapojení (kladná půlvlna) .....	76
Pobr. 21 Bode plot pro otevřenou smyčku v upraveném zapojení (kladná půlvlna) .....	77
Pobr. 22 Bode plot pro otevřenou smyčku v upraveném zapojení (záporná půlvlna) .....	77
Pobr. 23 Nadproudová ochrana s použitím OZ .....	77
Pobr. 24 Funkce nadproudové ochrany .....	78
Pobr. 25 Průběhy proudu a napětí po dokončení zařízení (zelená 1,6 mA na dílek) .....	78
Pobr. 26 Průběh proudu keramickým kondenzátorem 1 nF 3 kV (červená 1,6 mA na dílek) .....	79
Pobr. 27 Snímek kondenzátoru pro testování dielektrika FR2 .....	79
Pobr. 28 Testovaný kondenzátor s PP dielektrikem .....	79
Pobr. 29 VN zdroj .....	80
Pobr. 30 Zdroj servisních napětí .....	80
Pobr. 31 DC/DC zdroj, strana součástek .....	80
Pobr. 32 DC/DC zdroj, strana spojů .....	80
Pobr. 33 VN buňka, strana spojů .....	80
Pobr. 34 VN buňka, strana součástek .....	80
Pobr. 35 Deska MCU, strana součástek .....	80
Pobr. 36 Deska s MCU, strana spojů .....	80
Pobr. 37 Sestavené zařízení s propojením mezi moduly .....	81

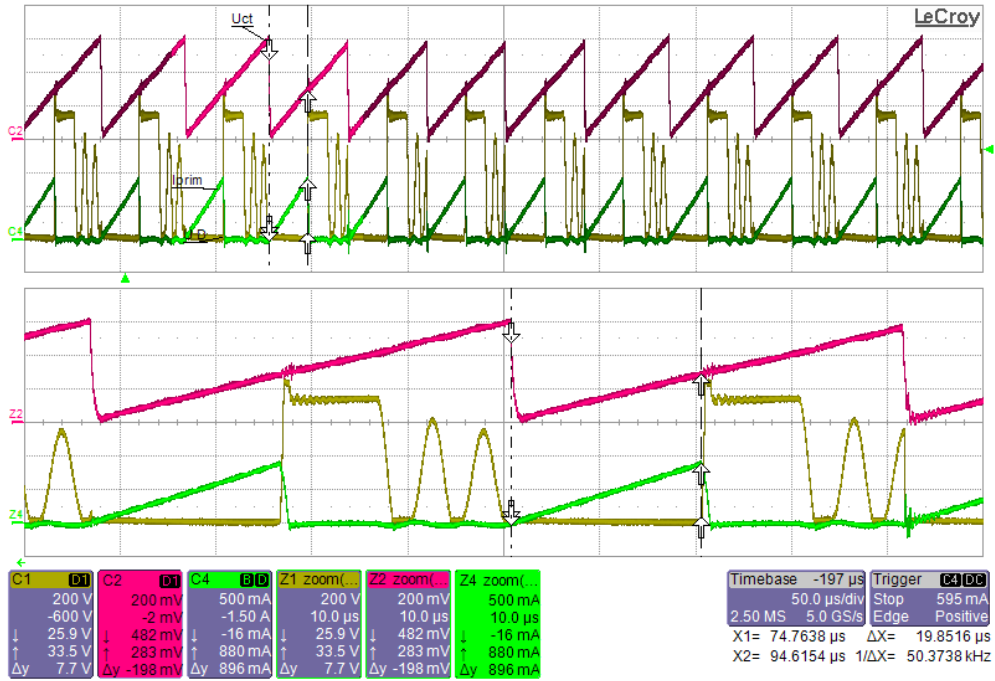
**CD s dokumentací**



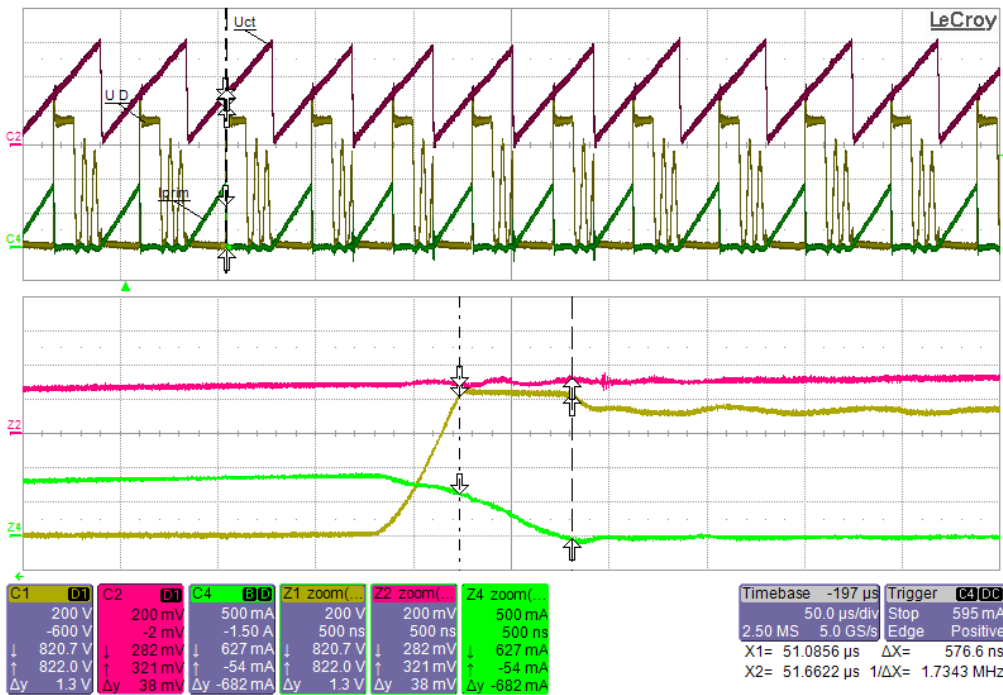
Pobr. 1 Schéma zapojení zdroje 2 x 3 kV



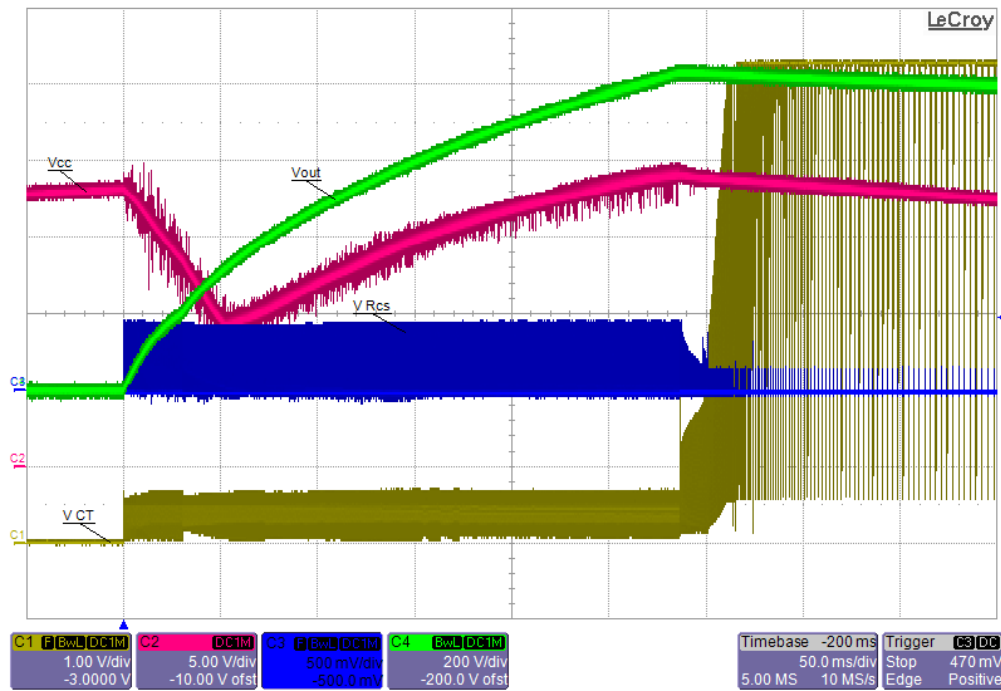
Pobr. 2 Schéma zapojení zdroje napětí +15 V, +5 V a -5 V



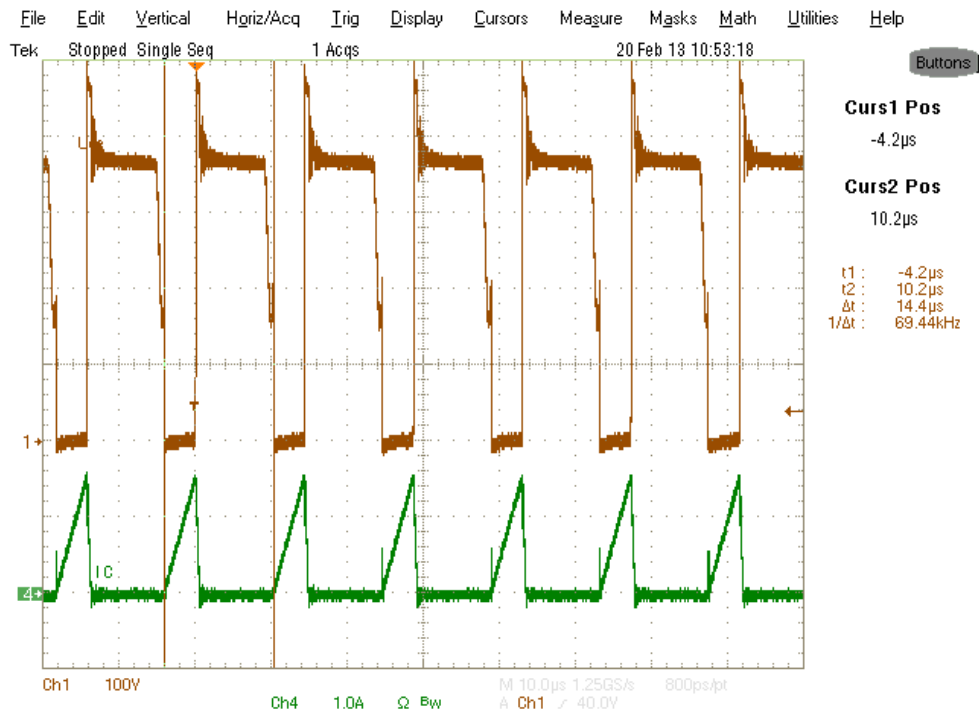
Pobr. 3 Průběhy napětí a proudů primární části VN zdroje



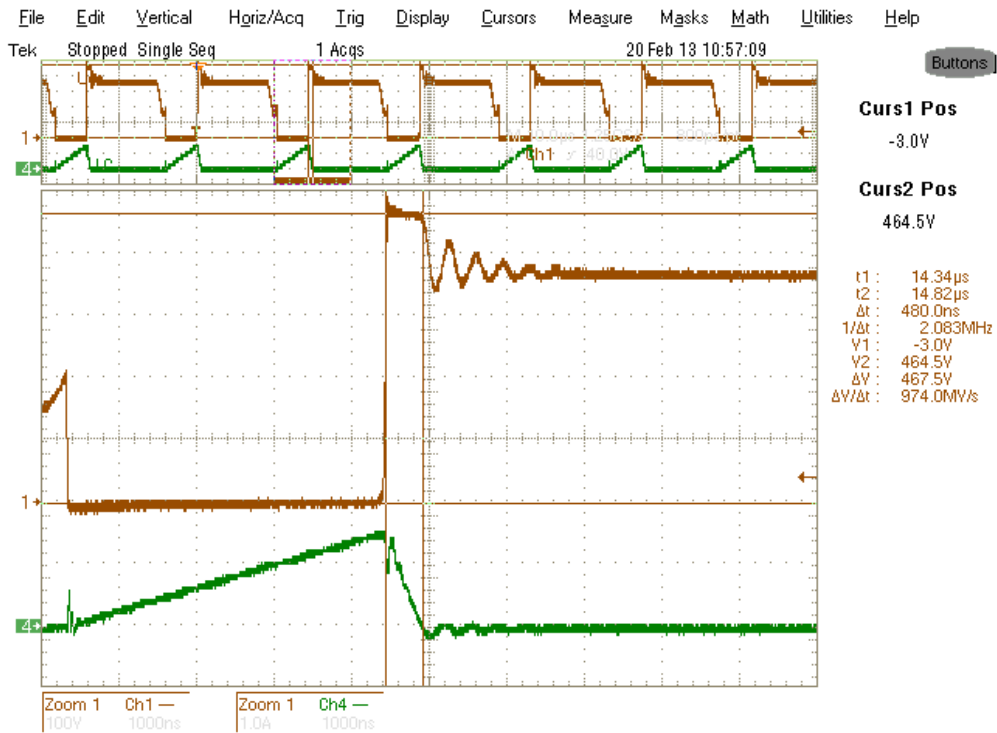
Pobr. 4 Detail demagnetizace rozptylové indukčnosti



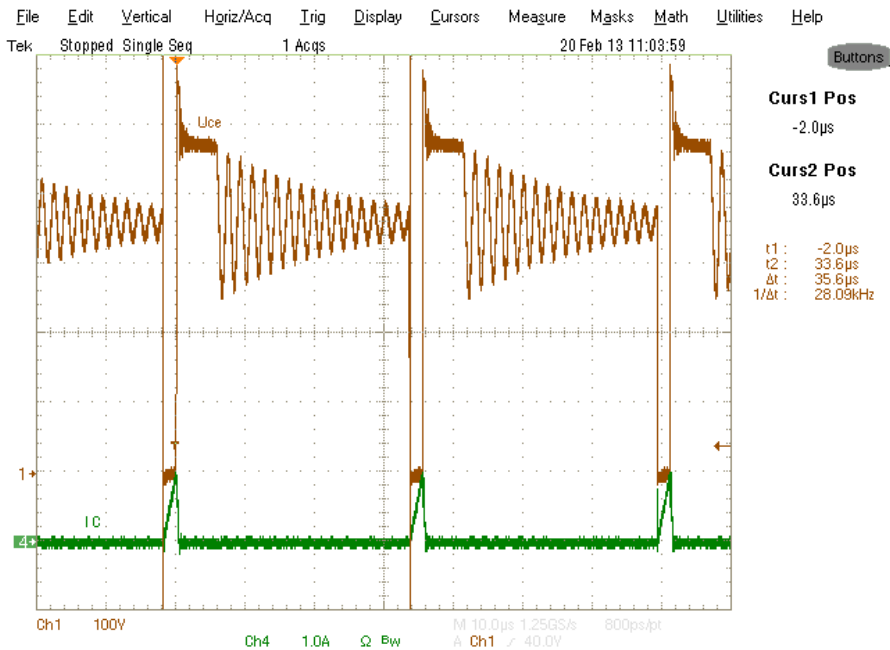
Pobr. 5 Připojení VN zdroje k síti. Doba náběhu zdroje 280 ms



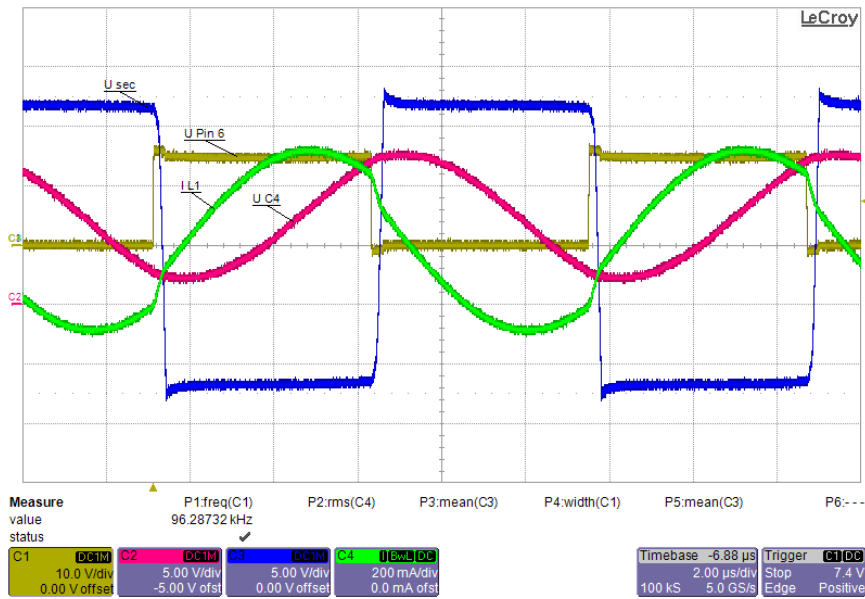
Pobr. 6 Primární proud a napětí pomocného zdroje napětí



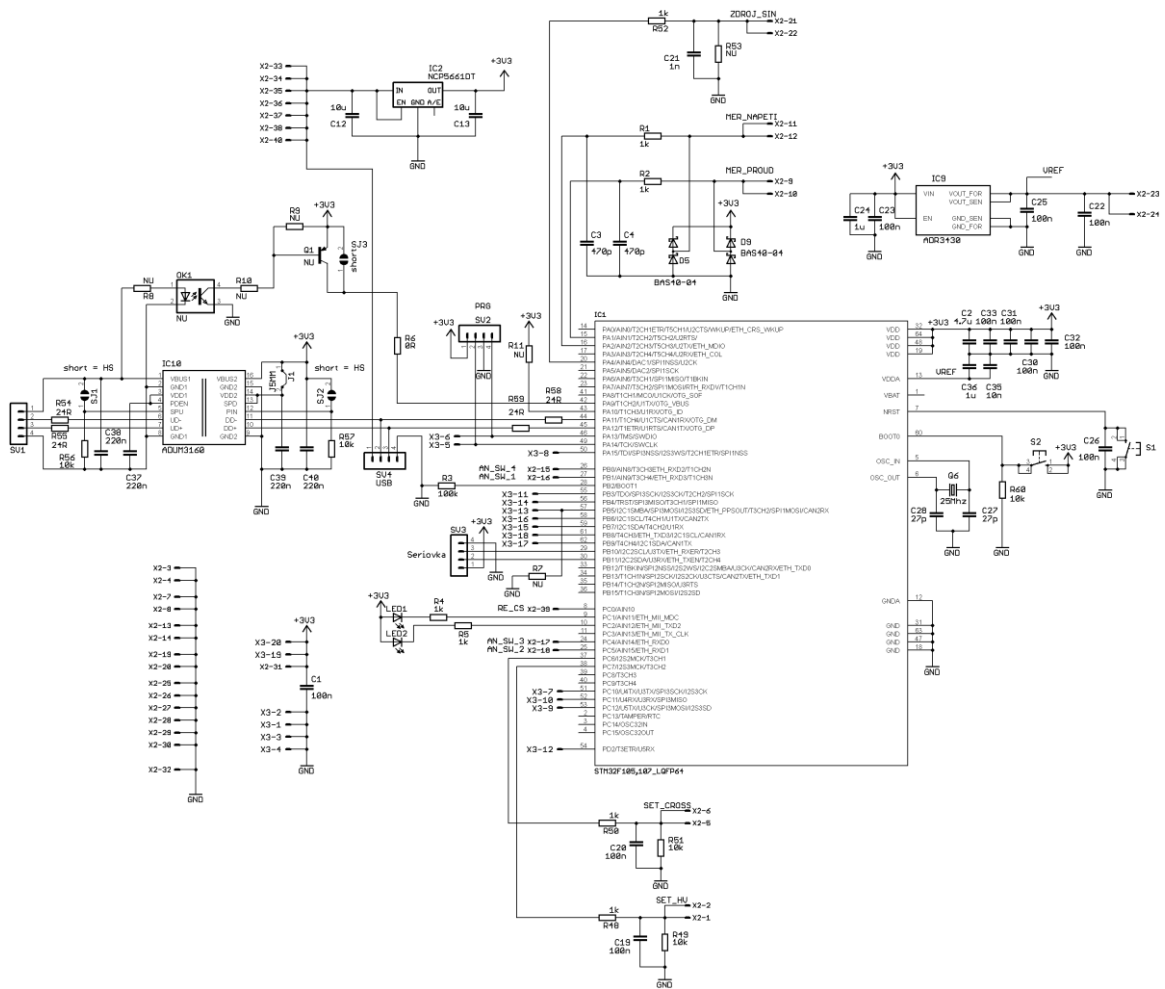
**Pobr. 7 Detail demagnetizace rozptylové indukčnosti**



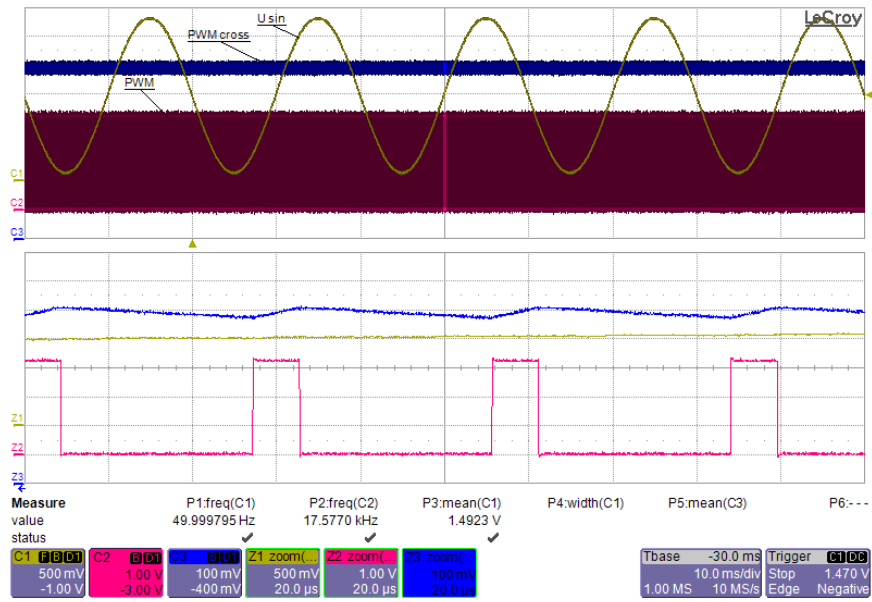
**Pobr. 8 Napětí a proudy pro zatížení 7 W a 253 V<sub>AC</sub>**



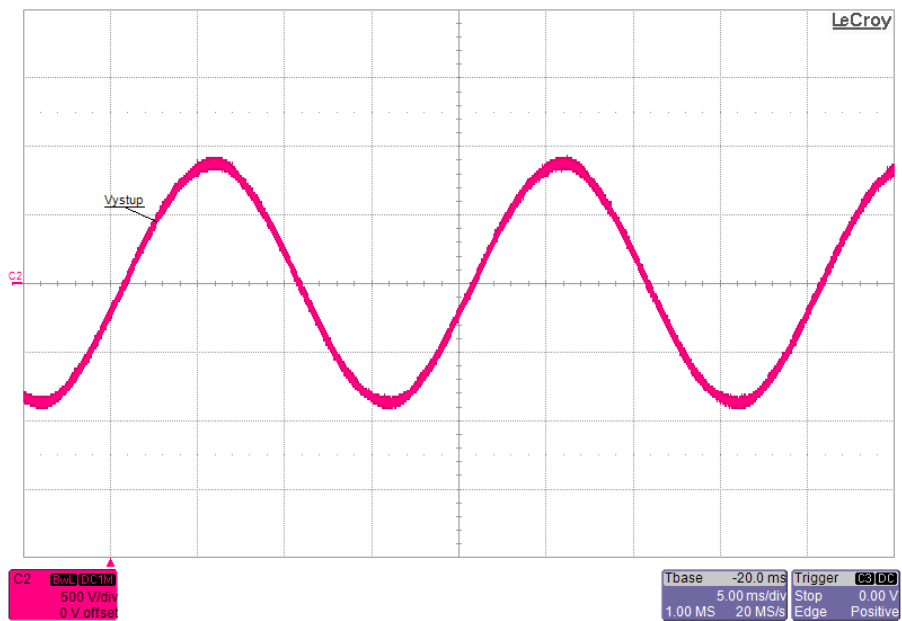
Pobr. 9 Zdroj plovoucích napětí



Pobr. 10 Schéma zapojení řídicího modulu s MCU

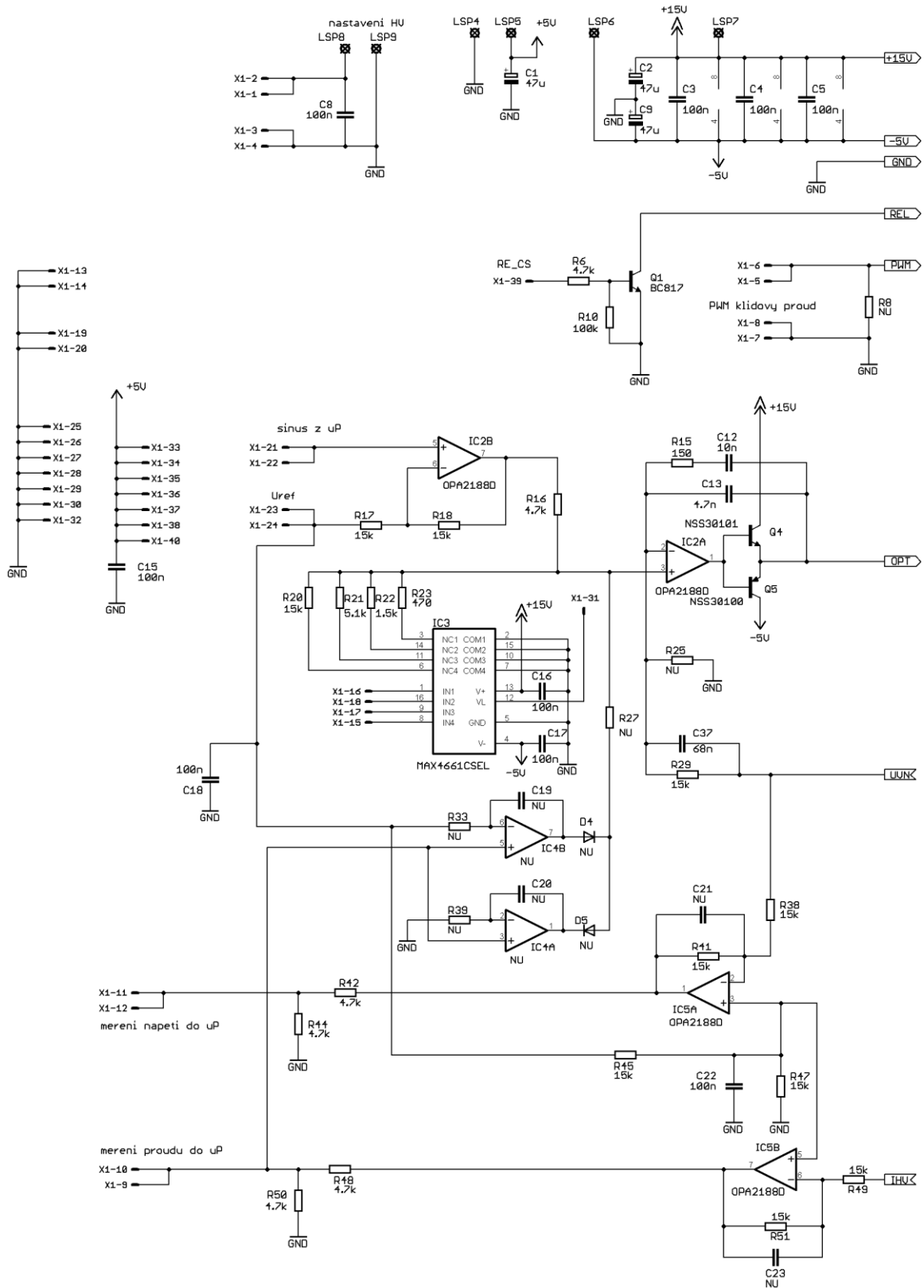


Pobr. 11 Průběh signálů na modulu s MCU

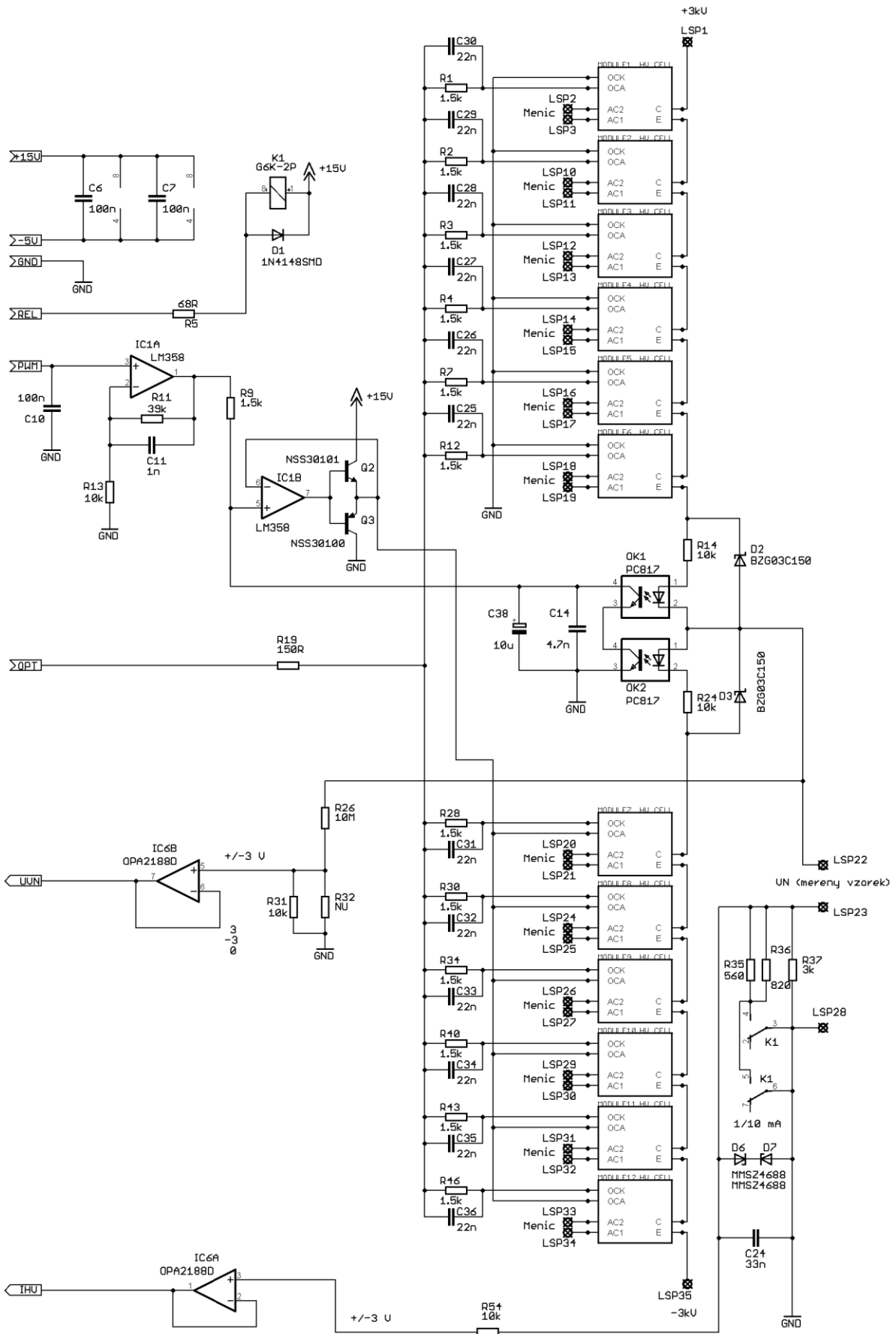


Pobr. 12 Ověření funkčnosti zapojení, použity 4 VN moduly

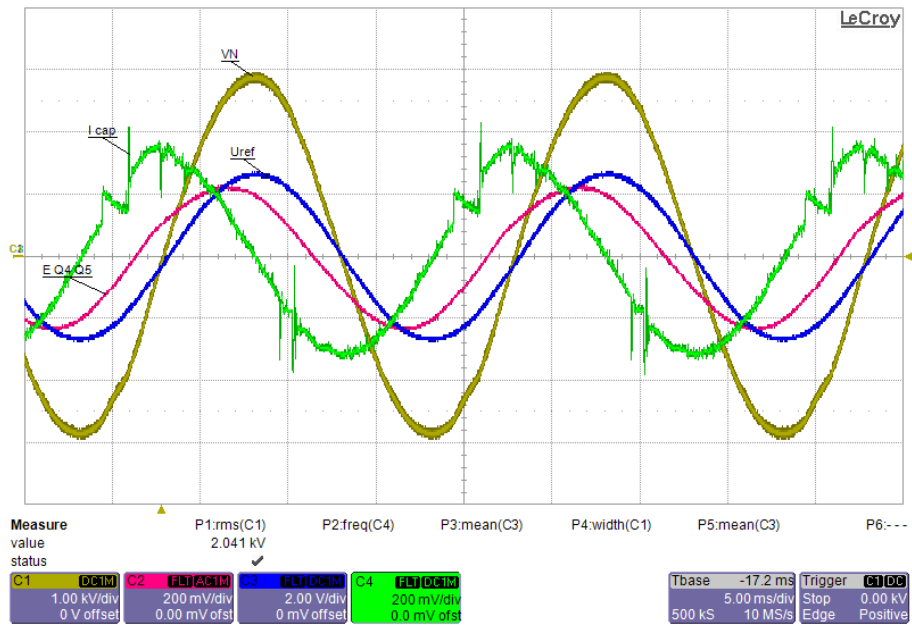




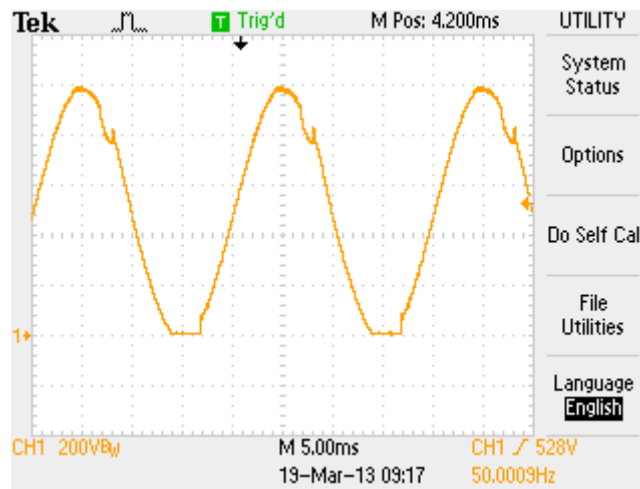
Pobr. 13 Posouvače úrovně, spínané rezistory



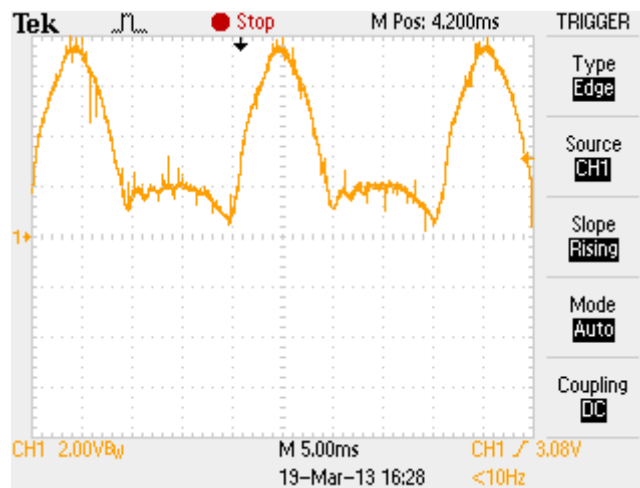
Pobr. 14 Sledovače, nastavení klidového proudu, připojení VN modulů



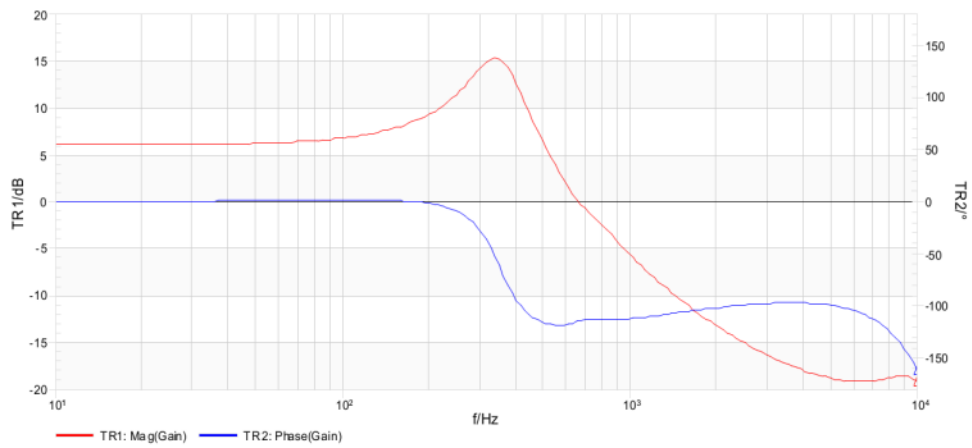
Pobr. 15 Vliv malého klidového proudu



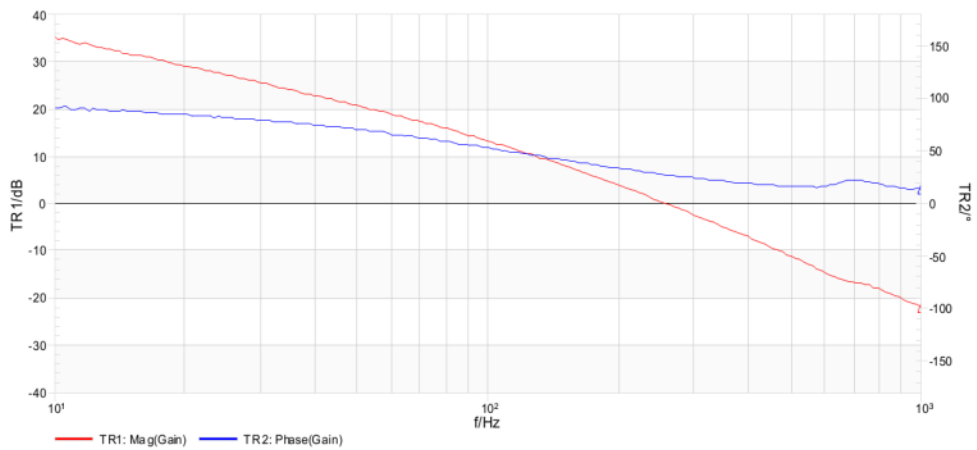
Pobr. 16 Ukázka saturace VN modulu



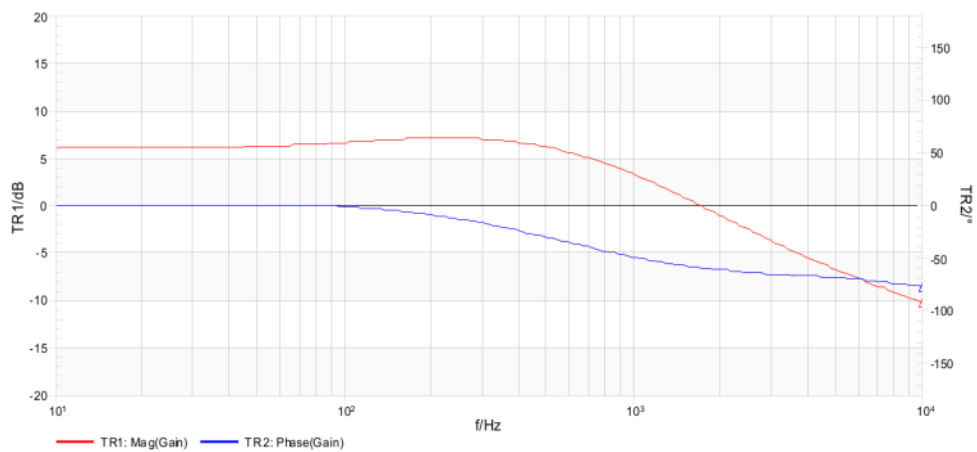
Pobr. 17 Odběr proudu ze zdroje v +3 kV větvi (2 mA na dílek)



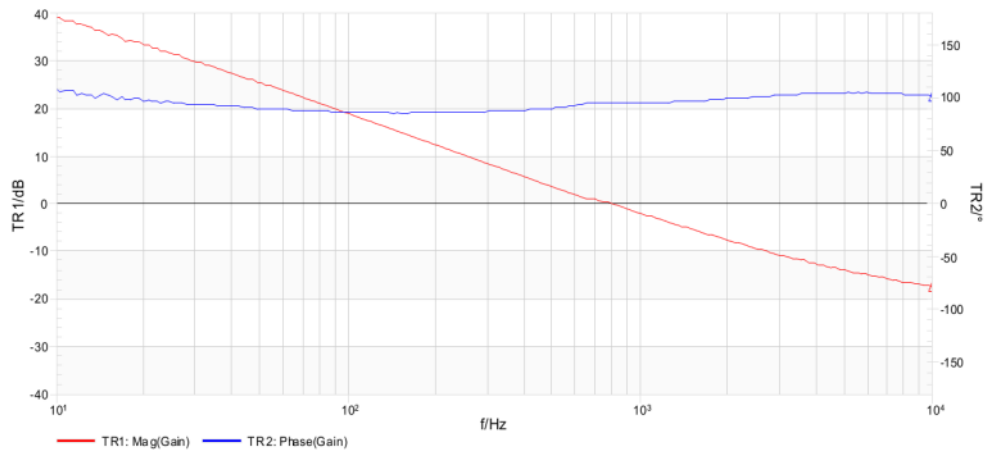
**Pobr. 18 Bode plot při uzavřené smyčce (kladná půlvlna)**



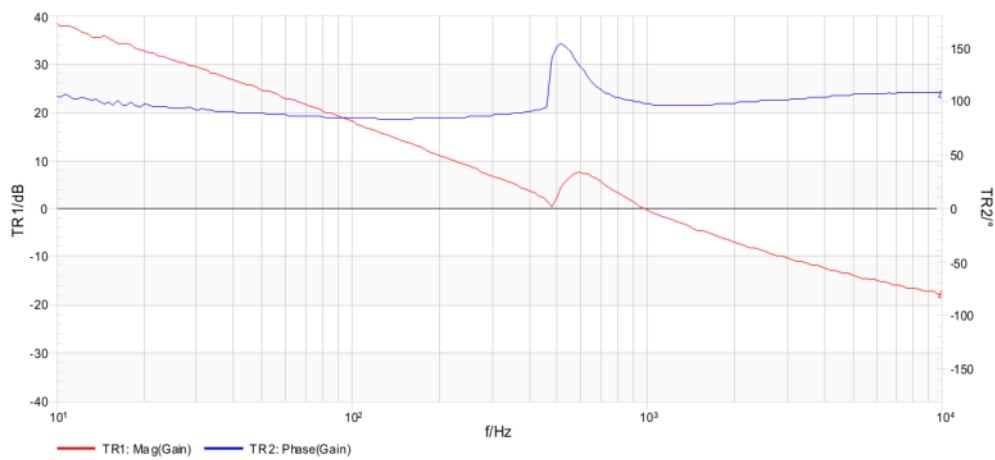
**Pobr. 19 Bode plot pro otevřenou smyčku (kladná půlvlna)**



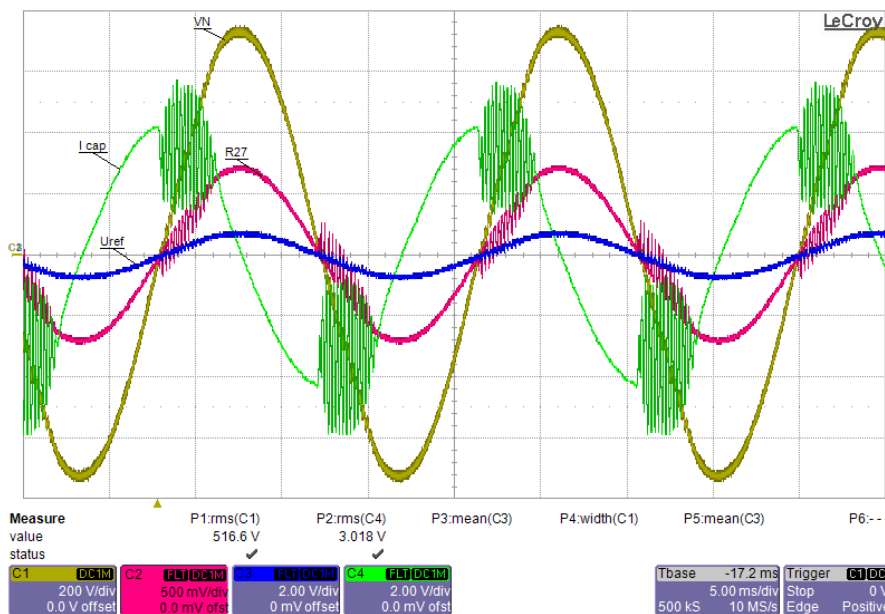
**Pobr. 20 Bode plot při uzavřené smyčce v upraveném zapojení (kladná půlvlna)**



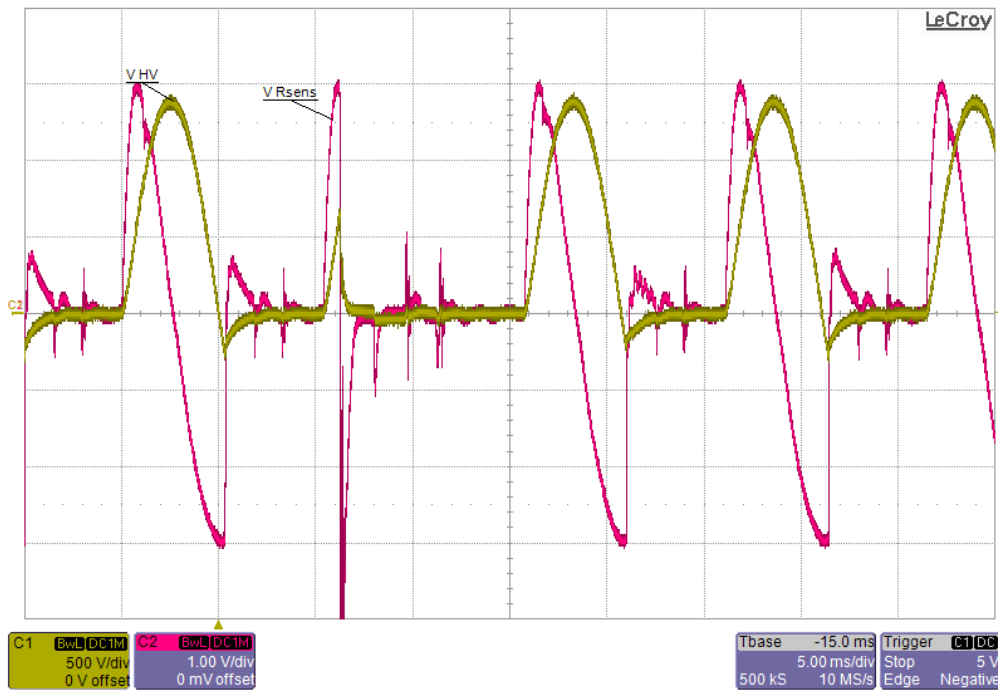
**Pobr. 21 Bode plot pro otevřenou smyčku v upraveném zapojení (kladná pólva)**



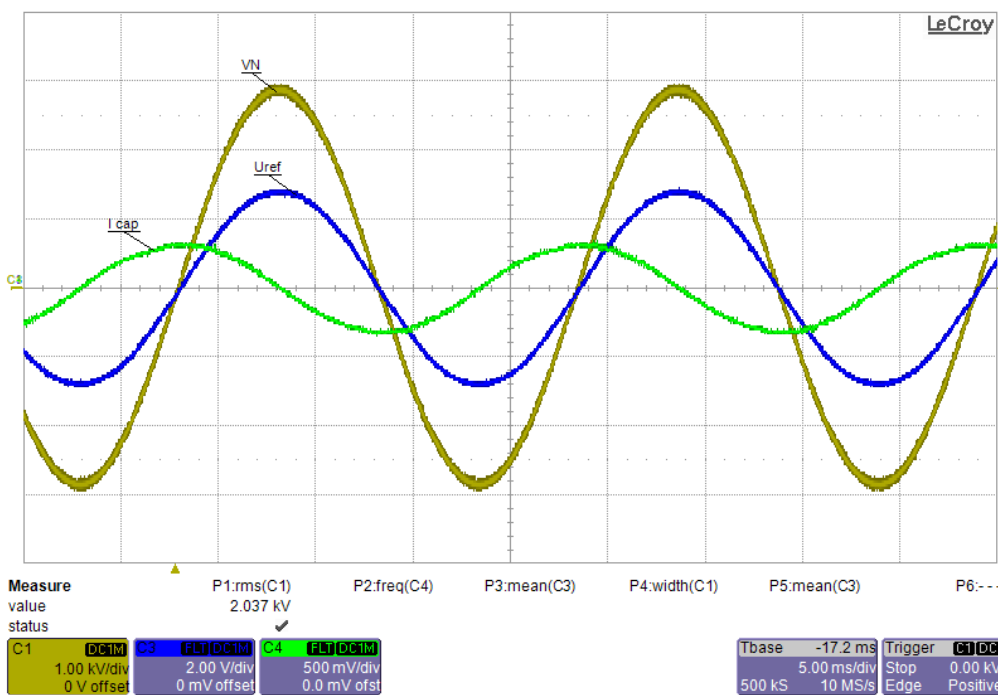
**Pobr. 22 Bode plot pro otevřenou smyčku v upraveném zapojení (záporná pólva)**



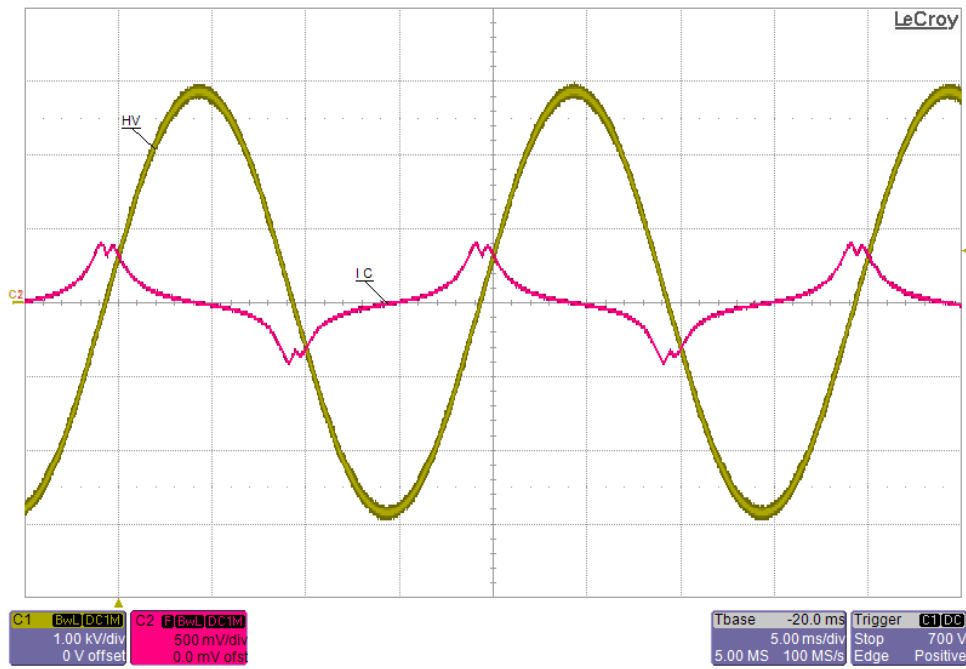
**Pobr. 23 Nadproudová ochrana s použitím OZ**



Pobr. 24 Funkce nadproudové ochrany



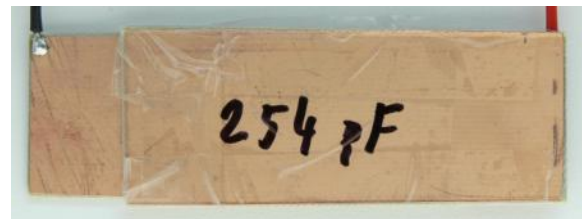
Pobr. 25 Průběhy proudu a napětí po dokončení zařízení (zelená 1,6 mA na dílek)



Pobr. 26 Průběh proudu keramickým kondenzátorem 1 nF 3 kV (červená 1,6 mA na dílek)



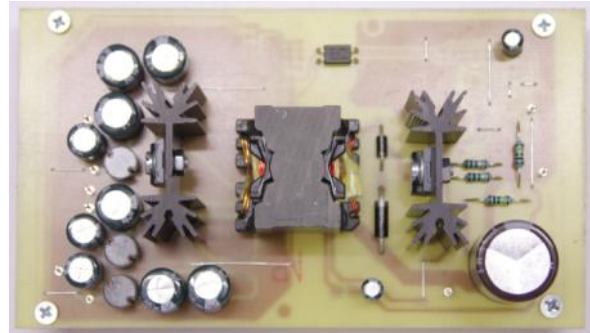
Pobr. 27 Snímek kondenzátoru pro testování dielektrika FR2



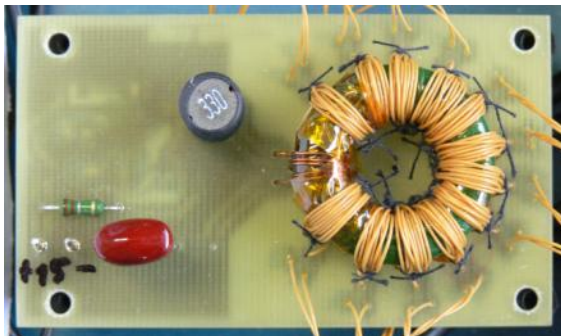
Pobr. 28 Testovaný kondenzátor s PP dielektrikem



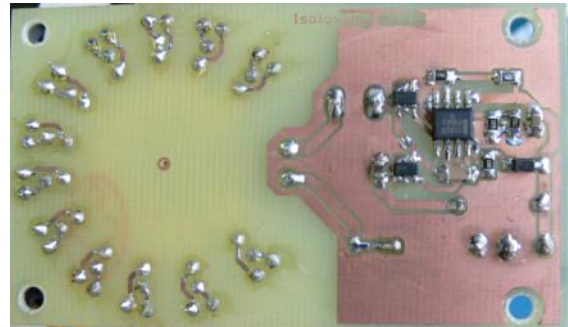
**Pobr. 29 VN zdroj**



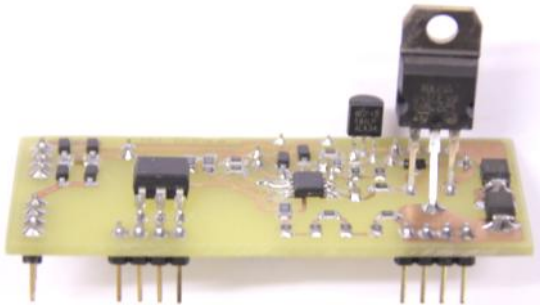
**Pobr. 30 Zdroj servisních napětí**



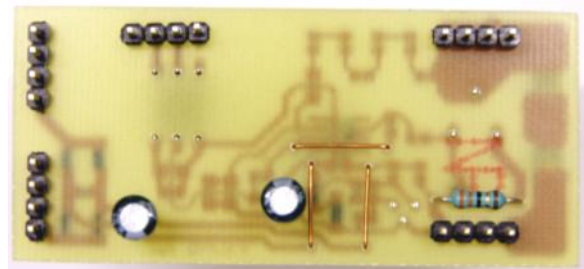
**Pobr. 31 DC/DC zdroj, strana součástek**



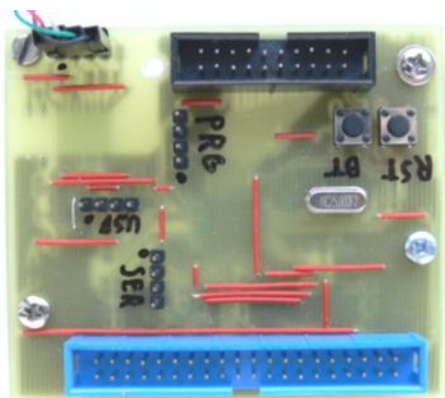
**Pobr. 32 DC/DC zdroj, strana spojů**



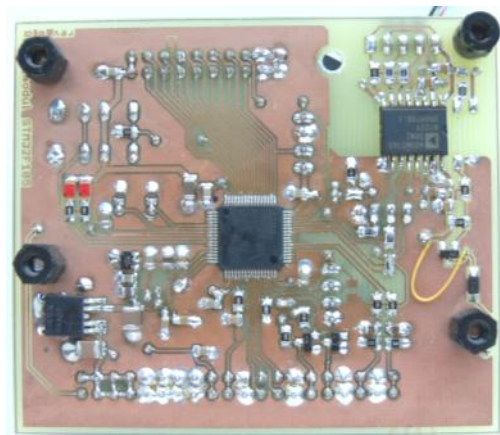
**Pobr. 33 VN buňka, strana spojů**



**Pobr. 34 VN buňka, strana součástek**

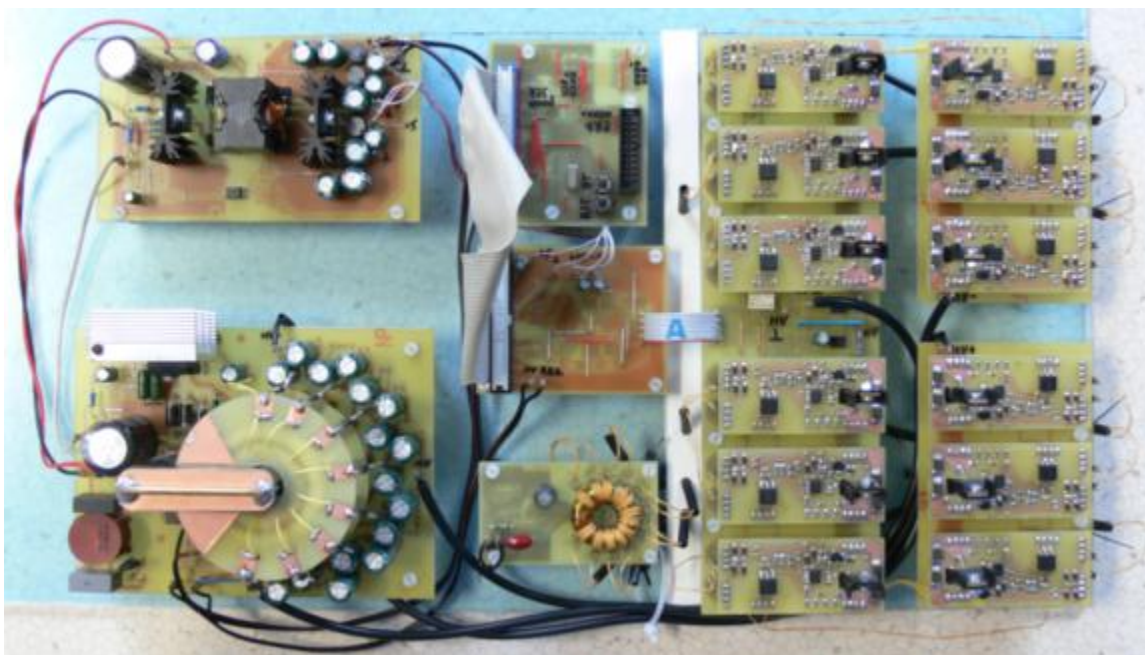


**Pobr. 35 Deska MCU, strana součástek**



**Pobr. 36 Deska s MCU, strana spojů**





**Pobr. 37 Sestavené zařízení s propojením mezi moduly**