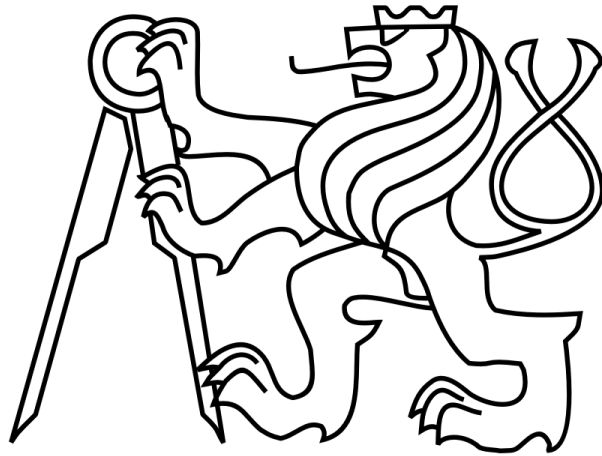


ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ v PRAZE

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

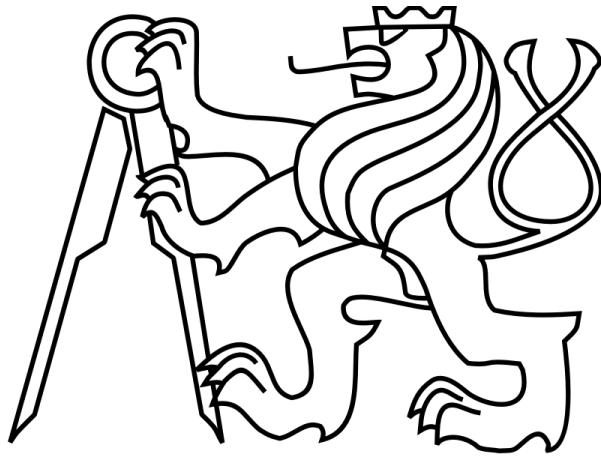


DIPLOMOVÁ PRÁCE

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ v PRAZE

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

katedra mikroelektroniky



DIPLOMOVÁ PRÁCE

Generátor proudu MT

Autor: Michal Volek

Vedoucí práce: Ing. Lubor Jirásek Csc.

ČESTNÉ PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci „Generátor proudu pro MT“ vypracoval zcela sám pouze s přispěním vedoucího práce a používal jsem literaturu uvedenou na konci textu práce. Souhlasím se zapůjčováním práce a s jejím zveřejňováním.

V Praze dne: 24.12.2017

Michal Volek

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: Volek Jméno: Michal Osobní číslo: 392922
Fakulta/ústav: Fakulta elektrotechnická
Zadávající katedra/ústav: Katedra mikroelektroniky
Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Studijní obor: Elektronika

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Generátor průběhu pro MT

Název diplomové práce anglicky:

Power Waveform Generator for MT

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s metodou nedestructivního testování vad feromagnetických dílů tzv. Magnetickou práškovou metodou (MT), kontinuální magnetizací, kombinovanou magnetizací a užívanými průběhy proudu. Zhodnoťte současné možnosti AC kombinované magnetizace pro zkoušení prostorově složitých feromagnetických dílů.
2. Na základě dle bodu 1) navrhnete a realizujete generátor průběhů vhodných pro MT a jejich regulaci pro magnetizér, který umožní dosažení vhodné magnetizace prostorově komplikovaných dílů v souladu s požadavky normy ČSN EN ISO 9934-1 a -2 a souvisejících norem.
3. Přístroj otestujte na vhodných vzorcích (se známými, nebo umělými vadami, případně měrkách SHIMS) standardním způsobem zkoušení, vyhodnoťte kritická místa, pokuste se o zobecnění.
4. Srovnajte dosažené výsledky s indikacemi vytvořenými standardním způsobem magnetizace.
5. Navrhnete doporučení, zásady, postup pro používání zdroje s Vámi navrženou regulací.

Seznam doporučené literatury:

- [1] KREJČA Josef a kol. Magnetická metoda prášková stupeň II. Podklady pro školení dle ISO 9712, SNT-TC-1A a EN4179 / NAS410, Praha: ATG s.r.o., 2013.
[2] ČSN EN ISO 9934-1 a -2 (a normy související)

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Lubor Jirásek CSc., katedra mikroelektroniky FEL

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

Datum zadání diplomové práce: 10.02.2017 Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: 10.09.2018

Podpis vedoucí(ho) práce

Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

Podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

ANOTACE

Práce se zabývá magnetickou metodou práškovou, která je jednou z technik nedestruktivního testování materiálů. V rámci textu jsou uvedeny základní fyzikální principy magnetického testování a doporučené podmínky této technologie. Na základě těchto principů a podmínek bylo v rámci práce realizováno experimentální zařízení. Zařízení řídí hodnotu magnetizačního proudu pomocí fázového řízení prostřednictvím IGBT. Účinky různě modulovaných IGBT magnetizačních proudů na vybrané mechanické součástky jsou shrnuty v závěru práce. Práce se zabývá především realizací zařízení, nikoli technologií nedestruktivního testování. Výrobní dokumentace zařízení je uvedena v rámci textu, nebo v ucelené formě v příloze k práci.

ANOTATION

The thesis studies the magnetic particle testing what is one of technologies of non-destructive testing of material. The physical principles of magnetic particle testing are described at this thesis as well as an advises conditions of this technology. The experimental device is realized on base of this simply notes. The device controls value of magnetizing current by phase control method. The phase controlling is made by IGBT. The effects of any IGBT modulated magnetizing current are showed on choosen mechanical parts and resumed at the conclusion of this work. My work is primarily concentrated about realization of device and not about technology of non-destructive testing. Documentation of device is in the text or mentioned at appendix of this thesis.

OBSAH

| | |
|---|----|
| 1 ÚVOD..... | 7 |
| 1.1 Magnetismus..... | 8 |
| 1.1.1 Diamagnetické materiály..... | 9 |
| 1.1.2 Paramagnetické materiály..... | 10 |
| 1.1.3 Magneticky uspořádané látky..... | 11 |
| 1.1.4 Hysteresní smyčka..... | 13 |
| 1.2 Vady materiálů..... | 16 |
| 1.2.1 Vady v odlitcích..... | 16 |
| 1.2.2 Vady tvářených výrobků..... | 18 |
| 1.2.3 Kovářské vady..... | 18 |
| 1.2.4 Vady svarů..... | 18 |
| 1.2.5 Vady tepelného zpracování..... | 19 |
| 1.2.6 Brusné trhliny..... | 19 |
| 1.2.7 Únava materiálu..... | 19 |
| 1.2.8 Koroze..... | 19 |
| 1.3 Magnetické pole v okolí vady..... | 20 |
| 1.4 Možnosti magnetisace materiálu..... | 22 |
| 1.4.1 Magnetisace stejnosměrným proudem..... | 24 |
| 1.4.2 Magnetisace střídavým proudem..... | 26 |
| 1.4.3 Quick Brake..... | 27 |
| 2 REALIZACE ZAŘÍZENÍ..... | 28 |
| 2.1 Činitel amplitudy..... | 30 |
| 2.2 Analýza možných magnetizačních signálů..... | 31 |
| 2.2.1 Tyristorově řízená sinusoida..... | 31 |
| 2.2.2 Transistorem modulovaná sinusoida 1..... | 32 |
| 2.2.3 Transistorem modulovaná sinusoida symetrického podle π („motýlek“)..... | 34 |
| 2.3 Výpočet a měření efektivní hodnoty..... | 36 |
| 2.4 Snímání vysoko-proudového signálu..... | 38 |
| 3 NÁVRH EL. SCHEMAT ZAŘÍZENÍ..... | 40 |

| | |
|---|----|
| 3.1 Schéma zařízení list 1: Napájení zařízení; Připojení IGBT; modul měření proudu..... | 40 |
| 3.2 Schéma zařízení list 2: Řídicí modul..... | 42 |
| 3.3 Schéma modulu zdroje stabilizovaného napětí..... | 43 |
| 3.4 Schéma modulu zesilovače..... | 46 |
| 3.5 Schéma řídicího modulu..... | 48 |
| 3.5.1 Zapojení mikrokontrolérů..... | 48 |
| 3.5.2 Vstupní obvody analogových signálů, napájení řídicího modulu..... | 51 |
| 3.5.3 Digitální vstupy..... | 53 |
| 3.5.4 Výstupní obvody řízení, SPI sběrnice..... | 56 |
| 3.6 Schéma řadiče displeje..... | 57 |
| 3.6.1 Řadič displeje; budiče segmentů..... | 57 |
| 3.6.2 Budiče digitů, zapojení displeje..... | 57 |
| 3.7 Schéma budiče IGBT..... | 58 |
| 4 POPIS PROGRAMŮ..... | 60 |
| 4.1 Program řízení IGBT..... | 60 |
| 4.1.1 Inicializace..... | 60 |
| 4.1.2 Inicializace časovačů tyristorově modulované sinusoidy..... | 61 |
| 4.1.3 Obsluha přerušení programu řízení tyristorově modulované sinusoidy..... | 62 |
| 4.1.4 Hlavní smyčka programu řízení tyristorové modulace sinusoidy..... | 63 |
| 4.1.5 Inicializace časovačů pulsně řízené sinusoidy..... | 64 |
| 4.1.6 Obsluha přerušení programu řízení pulsně modulované sinusoidy..... | 64 |
| 4.1.7 Obsluha přerušení programu řízení signálu „motýlek“..... | 66 |
| 4.2 Program měření efektivní hodnoty..... | 67 |
| 4.2.1 Inicializace..... | 67 |
| 4.2.2 Obsluha přerušení..... | 68 |
| 4.3 Program řadiče displeje..... | 69 |
| 4.3.1 Inicializace programu řadiče displeje..... | 69 |
| 4.3.2 Obsluha přerušení programu řadiče displeje..... | 70 |
| 5 ZÁVĚR..... | 72 |
| 6 SEZNAM OBRÁZKŮ..... | 74 |

| | |
|----------------------------------|----|
| 7 SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY..... | 76 |
| 8 POUŽITÝ SOFTWARE..... | 80 |
| 9 SEZNAM PŘÍLOH..... | 80 |

SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK

| | |
|--------|-------------------------------------|
| A/D | Analogově digitální převodník |
| AC | Střídavý průběh signálu |
| B | Báze transistoru |
| BJT | Bipolar Junction Transistor |
| C | Kolektor |
| D | Drain |
| DC | Stejnosměrný průběh signálu |
| DPS | Deska plošných spojů |
| E | Emitor |
| FET | Field Effect Transistor |
| FW | Full Wave; plně usměrněný signál |
| G | Gate transistoru |
| GTO | Gate Turn-Off |
| HW | Half Wave; půlvlně usměrněný signál |
| IGBT | Insulted Gate Bipolar Transistor |
| LED | Light Emitting Diode |
| MCLR | Master CLeAr Reset |
| MCU | Master Control Unit |
| MOSFET | Metal Oxide Semiconductor FET |
| MT | Magnetic partical Testing |
| NDT | Non-destructive testing |
| OZ | Operační Zesilovač |
| PC | Program Counter |
| PLL | Phase Lock Loop |
| S | Source |
| SMD | Sourface Mounted Device |
| SPI | Serial Pheripheral Interface |
| TRMS | True Root Mean Square |
| ZCD | Zero Cross Detection |

Mbps MegaBit Per Second

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ

| | | |
|-------------------|-------|---------------------------------------|
| a | (m) | Průměr magnetizační cívky |
| d | (m) | Průměr magnetovaného materiálu |
| h | | délka magnetizační cívky |
| Au | (-) | Napětové zesílení |
| B | (T) | Magnetická indukce |
| B ₀ | | Magnetická indukce na povrchu vodiče |
| CMRR | (dB) | Činitel potlačení souhlasného napětí |
| f _{cy} | (Hz) | Frekvence instrukčního cyklu |
| f _{osc} | | Frekvence oscilátoru |
| f _s | | Vzorkovací kmitočet |
| H | (A/m) | Intenzita magnetického pole |
| H _m | | Maximální intenzita magnetického pole |
| I | (A) | Elektrický proud |
| I _b | | Proud báží |
| I _c | | Proud kolektorem |
| I _{cop} | | Proud kolektorem optočlenu |
| I _d | | Proud diodou |
| I _{ef} | | Efektivní hodnota proudu |
| I _{LED} | | Proud LED |
| I _{mag} | | Magnetizační proud |
| I _o | | Proud obvodem |
| I _{peak} | | Špičková hodnota proudu |
| M _m | (T) | Maximální hodnota magnetisace |
| M _r | | Hodnota magnetické remanence |
| M _s | | Hodnota magnetické saturace |
| R | (Ω) | Elektrický odpor |
| R _m | (1/H) | Magnetický odpor |

| | | |
|-------------|------------------|---|
| S | (m^2) | Průřez |
| T_c | (K) | Curierova teplota |
| T_n | (K) | Neélova teplota |
| U | (V) | Elektrické napětí |
| $u_c(t)$ | (V) | Časově proměnné napětí na kapacitoru |
| U_{cc} | | Napájecí napětí obvodu |
| U_{ce} | | Napětí přechodu kolektor-emitor |
| U_{cesat} | | Napětí přechodu kolektor-emitor v saturaci |
| U_d | | Napětí na přechodu diody |
| U_{in} | | Vstupní napětí |
| U_{LED} | | Napětí přechodu LED |
| U_m | | Amplituda napětí |
| U_{opsat} | | Napětí na výstupu optočlenu v saturaci |
| U_{out} | | Výstupní napětí |
| U_{sek} | | Napětí na sekundárním vinutí transformátoru |
| U_{ss} | | Napájecí napětí OZ |
| U_z | | Napětí na zátěži |
| α | $(^\circ)$ | Úhel otevření |
| β | $(^\circ)$ | Úhel uzavření |
| δ | (m) | Hloubka vniku |
| μ | (H/m) | Permeabilita |
| μ_0 | | Permeabilita vakua |
| μ_r | | Relativní permeabilita |
| τ | (s) | Časová konstanta přechodového děje |
| ω | (rad/s) | Úhlový kmitočet |

1 ÚVOD

Nedestruktivní testování materiálů, tzv. defektoskopie, zahrnuje celou řadu technologií, pomocí kterých lze zjišťovat vady materiálů, aniž by muselo dojít k poškození testovaného tělesa. Některé technologie testování umožňují odhalování vad v celém objemu materiálu (např. radiografická metoda, ultrazvuková metoda), jiné pouze na jeho povrchu (penetrační metoda, metoda magnetická prášková).

Každá metoda má své vlastnosti, výhody i nevýhody v oblasti použití, vyhodnocování a nákladů na provoz. Protože se práce zabývá pouze metodou magnetickou práškovou (MT), budou uvedeny vlastnosti především této metody. Porovnání jednotlivých technologií především s MT bude pouze orientační pro ucelení informací.

Metoda magnetická prášková je tedy jednou z technologií nedestruktivního testování materiálu (NDT), která se používá už skoro 150 let. První primitivní použití této metody je zaznamenáno v roce 1868, kdy byly magneticky testovány lité hlavně děl. Testování bylo prováděno zmagnetováním hlavně a následném přejíždění kompasem nad jejím povrchem. V místě vady se stříelka kompasu vychýlila z ustáleného směru, ve kterém byla vlivem působení zmagnetovaného materiálu hlavně. [1]

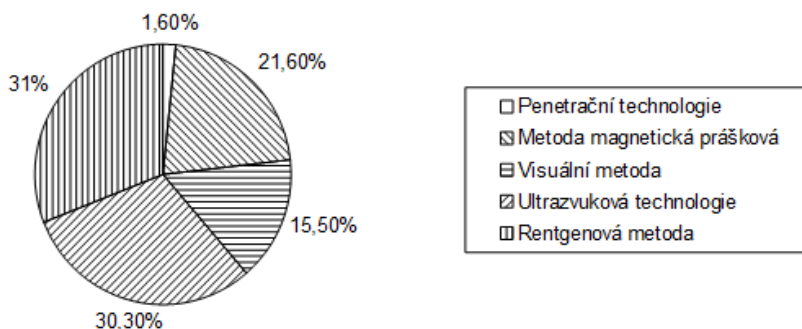
Počátkem 20. let 20. století použil William Hoke obarvené kovové špony pro lepší detekci vady. Hoke tak pomocí tohoto jednoduchého magnetického „prachu“ zjistil, že magnetické pole materiálu je vlivem povrchové, nebo i mírně podpovrchové, vady deformováno a vystupuje nad povrch testovaného materiálu. Všiml si, že železný prach vytvářený opracováváním výrobku vytváří na povrchu materiálu vzor, který odpovídá vadám na povrchu obrobku. Zkusil tedy posypat povrch testovaného materiálu feromagnetickým prachem a tím v podstatě objevil základní princip MT. Podle deformace magnetického pole se feromagnetický prach přichytil na povrchu testovaného materiálu a zformoval tak viditelné indikace vad. [1]

V následujících letech pak magnetická metoda prášková nahradila do té doby používanou metodu olejovou (předchůdce dnešní metody penetrační). Důvodem byla především levnější aplikace a realizovatelnost testovacího pracoviště a jednoduché proškolení obsluhy. [1]

Dodnes má MT poměrně široké zastoupení v nedestruktivním testování. Tvoří bezmála 22 % z obrátu všech defektoskopických technologií, jak plyne z obrázku 1.1. Rentgenová a ultrazvuková technologie jsou jediné, které indikují vnitřní vady materiálu. Důsledek je zastoupení

obratu MT takřka 40 % v oblasti povrchového nedestruktivního testování.

Tržní rozpis prodeje NDT vybavení podle technologií



Obr. 1.1: Tržní rozpis NDT podle jednotlivých technologií (převzato z: [2])

Důvodem takového zastoupení jsou nízká cena technologie, možnost detekování vad i mírně podpovrchových a poměrně malá závislost efektivity metody na tvaru tělesa (později bude ukázáno, že to není až tak pravda) a poměrně nízké náklady na zaškolení obsluhy. [3]

Nevýhoda metody magnetické práškové je omezení testovaných materiálů pouze na materiály feromagnetické. Jiné metody nejsou materiálově omezeny. Metoda magnetická prášková dále patří mezi méně přesné metody defektoskopické. [3]

1.1 Magnetismus

Jak bylo napsáno výše, metoda magnetická prášková využívá zmagnetování materiálu zdrojem intenzity magnetického pole. Zdrojem může být elektromagnet, nebo i trvalý magnet. Ne každý materiál ovšem lze zmagnetovat a ne každý materiál má potřebné vlastnosti pro testování magnetickou metodou práškovou. Na následujících stranách bude prozkoumán magnetismus jako fyzikální jev, což poskytne potřebné znalosti pro výběr materiálů testovaných metodou magnetickou práškovou, stejně jako možnosti magnetování.

Magnetismus je fyzikální jev, který se projevuje silovým působením na pohybující se nositele elektrického náboje. [6] Podle principu recipacity lze definici obrátit a říct, že magnetismus je fyzikální jev vyvolaný pohybujícími se nositeli náboji. [4],[5] Síla takto vyvolaného pole se nazývá magnetický moment. [6]

Z elementárních částic jsou nositeli elektrického náboje protony a elektrony. Protony jsou uzavřeny v jádře atomů. Mají tedy nulovou hybnost a nemohou tak být zdrojem magnetického pole. Magnetické pole je důsledek pohybu elektronů, které jednak obíhají okolo jádra atomů

a jednak mají tzv. spin, což je kvantová veličina vyjadřující vnitřní moment hybnosti každé elementární částice. Spin nabývá hodnot $\pm 1/2$. [5],[6]

Pokud se elektrony vyskytují v atomu materiálu v sudém počtu, pak je jejich spin vždy párový. Dvojice elektronů má kladný a záporný vlastní momenty hybnosti. Celkový moment hybnosti takového páru je roven nule. Materiály mající sudý počet elektronů jen málo ovlivňují vnější magnetické pole a jen málo jsou vnějším magnetickým polem ovlivňovány. [5]

Samozřejmě existují i materiály s lichým počtem elektronů. Celkový moment hybnosti takových materiálů má nenulovou hodnotu (+ nebo $-1/2$). Takový materiál je velmi citlivý na vnější magnetické pole. [5]

Kromě výše uvedených důvodů, jsou magnetické vlastnosti materiálů dány ještě krystalografickou mřížkou materiálu a jeho atomovou konfigurací. [5]

Vlivem vnějšího magnetického pole dochází k ovlivnění pohybu elektronů ve všech materiálech. V některých materiálech je ovlivnění pohybu elektronů vnějším magnetickým polem lépe pozorovatelné než v jiných. Podle reakce materiálu na vnější magnetické pole můžeme rozdělit materiály na diamagnetické, paramagnetické a magneticky uspořádané látky. [5],[6]

1.1.1 Diamagnetické materiály

Diamagnetické materiály jsou takové, které vykazují relativní permeabilitu μ_r v intervalu od 0 do 1. Relativní permeabilita v tomto rozsahu značí, že materiály zeslabují vnější magnetické pole. [5],[6]

Diamagnetismus je obecně jev, jehož podstata spočívá ve změnách elektronových stavů vyvolaných vnějším magnetickým polem. Pohyb elektronů vyvolaný vnějším magnetickým polem způsobí vytvoření vlastního magnetického pole v materiálu, které se snaží vnější magnetické pole kompenzovat. [5],[6]

Molekuly diamagnetických materiálů mají v nulovém magnetickém poli nulový magnetický moment. Znamená to, že neobsahují částečně zaplněné orbitály nižších energetických hladin.

Většina materiálů složená z atomů jednoho prvku periodické tabulky prvků je diamagnetická. Typickými zástupci diamagnetických materiálů jsou např. měď, stříbro nebo zlato. [6]

Ačkoliv mají výše uvedené prvky liché protonové číslo (tedy i lichý počet elektronů), vykazují tyto látky diamagnetické vlastnosti. V případě kovů musíme kromě vnitřní konfigurace

elektronů v obalech atomů počítat ještě s vlivem vnějších vodivostních elektronů. [5]

Pohybuje-li se volný náboj v magnetickém poli, bude směr magnetického momentu vyvolaný uzavřenou plochou náboje směřovat proti směru vnějšího magnetického pole a tím vzniká diamagnetický příspěvek k relativní permeabilitě materiálu. [5]

K tomuto diamagnetickému příspěvku pohybujících se elektronů musíme přičíst i tzv. Pauliho paramagnetickou susceptibilitu elektronového plynu. Příspěvek vodivostních elektronů k relativní permeabilitě je totiž větší než 1. [5]

Diamagnetismus je tak dán poměrem počtu elektronů v orbitalech atomů, kladné Pauliho paramagnetické susceptibilitě a obsazenosti orbitalů nižších energetických hladin společně diamagnetickým příspěvkem pohybujících se elektronů. [5]

1.1.2 Paramagnetické materiály

Paramagnetické materiály mají relativní permeabilitu jen málo větší 1. Tyto materiály jen nepatrně zesilují magnetické pole ve svém okolí. [5],[6]

Paramagnetické vlastnosti jsou dány nevykompenzovanými magnetickými momenty některých elektronů. Paramagnetické chování tak mají látky obsahující atomy či molekuly s částečně zaplněnými elektronovými podslupkami. Paramagnetismus lokalizovaných magnetických momentů řeší Langevinova teorie paramagnetismu, jejíž velmi zjednodušené podání bude uvedeno v následujících odstavcích. [5]

U všech kovů se vyskytuje paramagnetismus vodivostních elektronů a diamagnetismus lokalizovaných elektronů vnitřních orbitalů. Relativní permeabilita kovů, které neobsahují nezaplňené vnitřní orbitály je v zásadě dána bilancí výše uvedených příspěvků. [5]

U lehkých kovů (např. sodík) převažuje magnetismus vodivostních elektronů proti menšímu počtu lokalizovaných elektronů v orbitalech, takže tyto látky bývají paramagnetické. U těžších kovů (např. měď) převažuje vyšší počet elektronů lokalizovaných ve vnitřních orbitalech a může naopak převládnout složka diamagnetická. [5],[6]

U kovů, které nemají plně obsazené vnitřní orbitály, se může navíc projevit paramagnetismus vnitřních orbitalů. Paramagnetismus a hodnota relativní permeability takových látek je do značné míry teplotně závislá. [5]

Po odebrání paramagnetického materiálu z vnějšího magnetického pole dojde vlivem

ztráty silového působení na elektrony k jejich navrácení zpět na nižší energetické hladiny. Materiál tak ztrácí nabyté magnetické vlastnosti. [5],[6]

Typickými zástupci paramagnetických materiálů jsou kromě výše uvedeného sodíku ještě např. tantal, molybden, hliník, magnesium nebo lithium. [6]

1.1.3 Magneticky uspořádané látky

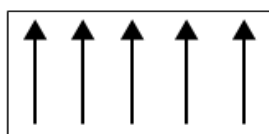
Magneticky uspořádané látky jsou schopny vykazovat tzv. silný magnetismus. Silný magnetismus je vlastnost látek výrazně násobit vnější magnetické pole a udržet si magnetické vlastnosti nabyté vlivem tohoto pole i po vyjmutí látky z něj. Relativní permeabilita magneticky uspořádaných látek je mnohem větší než 1. [5],[6]

Magnetické vlastnosti magneticky uspořádaných látek lze popsat spontánním uspořádáním magnetických momentů, přičemž silný magnetismus se vyskytuje u těch látek, které nemají magnetické momenty vzájemně kompenzovány. [5],[6]

Základní uspořádání magnetických momentů magneticky uspořádaných látek jsou:

- a) feromagnetismus,
- b) antiferomagnetismus,
- c) ferimagnetismus.

V látkách, které jsou uspořádány do feromagnetické struktury, jsou magnetické momenty uspořádány paralelně a jsou stejně velké. Ukázka uspořádání magnetických momentů feromagnetické struktury je zobrazena na obrázku 1.2. [5]

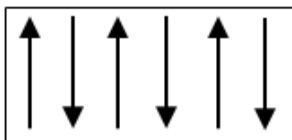


Obr. 1.2: Ukázka uspořádání magnetických momentů feromagnetické struktury

Antiferomagneticky orientované látky mají střídavé uspořádání magnetických momentů stejné velikosti. Důsledek opačné orientace magnetických momentů je kompenzace celkového momentu látky a výsledný magnetický moment materiálu je tak nulový. [5]

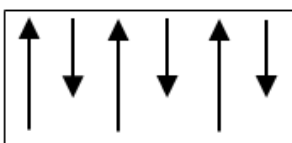
Soustava shodně orientovaných magnetických momentů v látce se nazývá magnetická podmřížka. Protože jsou magnetické momenty jednotlivých podmřížek vykompenzovány, projevují se antiferomagnetické látky slabou interakcí s okolním magnetickým polem. Obrázek 1.3

zobrazuje možné uspořádání magnetických momentů antiferomagnetického materiálu. [5]



Obr. 1.3: Ukázka uspořádání mag. momentů anti-feromagnetické struktury

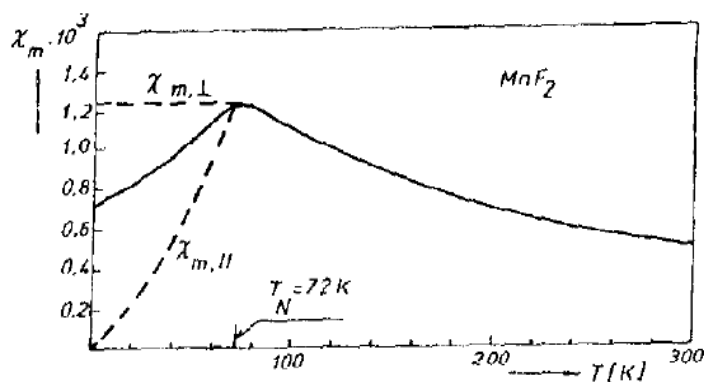
Látky s ferimagnetickou strukturou se vyznačují anti-paralelně orientovanými magnetickými momenty, stejně jako anti-feromagnetické materiály. Magnetické momenty ferimagneticky uspořádaných látek jsou nicméně různě velké. Výsledný magnetický moment materiálu je nevykompenzován. Ukázka uspořádání ferimagnetika je zobrazena na obrázku 1.4. [5]



Obr. 1.4: Ukázka uspořádání mag. momentů ferimagnetické struktury

Magnetické uspořádání existuje vždy při teplotách nižších než je tzv. kritická teplota. V případě feromagnetických struktur je tato teplota nazývána Curieovou teplotou (T_c). Pokud mluvíme o antiferomagnetické nebo ferimagnetické struktuře, označujeme kritickou teplotu jako Néelovu (T_n). [5]

Magnetická susceptibilita magneticky uspořádaných látek je teplotně závislá. Teplotní závislost magneticky uspořádaných látek, mimo bezprostřední okolí bodu kritické teploty, popisuje tzv. Curie-Weissův zákon. Obrázek 1.5 zobrazuje příklad teplotní závislosti magnetické susceptibility χ anti-feromagnetické látky, fluoridu manganatého. [5]



Obr. 1.5: Teplotní závislost susceptibility MnF_2 převzato z: [5]

Nad kritickými teplotami se z magneticky uspořádaných látek stávají látky paramagnetické. Magnetická susceptibilita za kritickým bodem dále s rostoucí teplotou klesá. [5]

Feromagnetické a ferimagnetické uspořádání magnetických momentů v látkách vedou k existenci nevykompenzovaného, tedy nenulového, výsledného magnetického momentu celého materiálu. Důsledek je podobné chování obou struktur ve vnějším magnetickém poli. [5]

Fyzikální podstata makroskopické magnetisace látky vnějším magnetickým polem při teplotách nižších než je teplota kritická (T_c , T_n) spočívá v rozdělení celého objemu látky na určité oblasti, tzv. magnetické domény, které jsou spontánně magneticky polarizovány. Vektor magnetického momentu každé z těchto oblastí má snahu být orientován do význačných krystalografických směrů, tzv. snadných směrů magnetisace. To platí pro materiál nevystavený vnějšímu magnetickému poli nebo odmagnetovaný materiál, jak bude vysvětleno v následující kapitole. Výsledný magnetický moment materiálu je dán vektorovým součtem momentů jednotlivých magnetických domén. [5]

Vnější magnetické pole relativně malých hodnot tak může vyvolat stočení vektorů magnetických momentů jednotlivých domén do stejného směru a tím i výrazné zesílení vnějšího magnetického pole. [5]

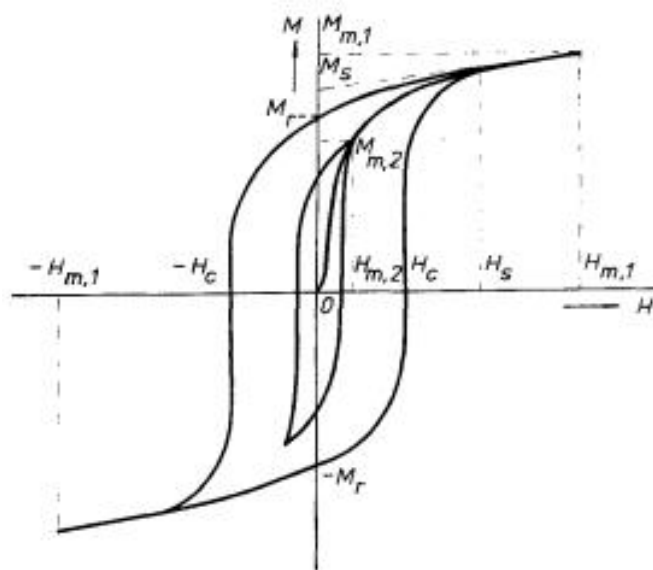
V nulovém magnetickém poli mají domény konfiguraci, tvořící uzavřené magnetické oblasti a je energeticky výhodná. Se vzrůstem intenzity H vnějšího magnetického pole se nejdříve zvětšuje objem domén se směrem magnetisace blízkým směru vnějšího magnetického pole. Dále se vektor magnetisace v jednotlivých doménách vytáčí do směru vnějšího magnetického pole, až nakonec je celý objem zmagnetován. Chování feromagnetických i ferimagnetických látek lze popsat hysterese smyčkou, příp. jejími parametry. [5],[6]

1.1.4 Hysterese smyčka

Hysterese smyčka popisuje chování feromagnetického i ferimagnetického materiálu při působení vnějšího magnetického pole. Feromagnetické materiály mají poměrně složitou závislost magnetisace, tj. magnetické indukce materiálu na intenzitě vnějšího magnetického pole. Vlivem natočení magnetických domén navíc do této závislosti vstupuje i historie zmagnetování vzorku. Mimo jiné popisuje hysterese smyčka i prvotní magnetizaci materiálu. [5],[6]

Obrázek 1.6 na následující straně zobrazuje ilustrativně hysterese smyčku feromagnetika

s vyznačenými body důležitými pro popis chování látky v magnetickém poli.



Obr. 1.6: Ukázka hysteresní smyčky převzato z: [5]

Materiál, který ještě nikdy nebyl vystaven vnějšímu magnetickému poli má vzájemně vykompenzované magnetické domény a jeví se tak z makroskopického hlediska jako magneticky neutrální. Vykazuje tedy nulovou magnetickou indukci při nulovém vnějším magnetickém poli. Začneme-li zvětšovat magnetické pole v okolí materiálu, bude se bod magnetizace materiálu pohybovat po křivce prvotní magnetisace ($0 \Rightarrow M_m$). Magnetické domény v materiálu se začnou natáčet ve směru vnějšího magnetického pole a stávají se uspořádanými, tj. stejně orientovanými. [5]

Se zvyšováním intenzity vnějšího pole se zvyšuje magnetisace materiálu. magnetisace může dosáhnout až bodu M_s značícího bod magnetické saturace. Dalším zvyšováním intenzity vnějšího magnetického pole dochází jen k nepatrnému nebo žádnému zvyšování magnetické indukce materiálu. Fyzikálně jsou v bodě magnetické saturace všechny magnetické domény natočeny jedním směrem a k dalšímu zvyšování magnetisace tak dochází jenom změnou drah elektronů. [5]

Budeme-li od bodu M_s snižovat intenzitu vnějšího magnetického pole, nebude magnetická indukce materiálu klesat do bodu 0, ale bude klesat po křivce $M_s \Rightarrow M_r$. Bod M_r značí bod magnetické remanence, také zvaný od zbytkového magnetismu). Jedná se o hodnotu magnetické indukce materiálu, která bude materiálem udržována i po jeho odebrání z vnějšího magnetického pole ($H=0$). Fyzikálně reprezentuje hodnota zbytkového magnetismu ty magnetické domény, které zůstanou natočeny ve směru odstraněného vnějšího pole. Hodnota remanence je vždy menší

než hodnota saturace přičemž velikost jejich rozdílu je dán vlastnostmi materiálu. Nižší hodnoty remanence je způsobena navrácením některých domén do energeticky výhodnějšího stavu po odebrání vnějšího magnetického pole. [5]

Bod magnetické remanence je z hlediska MT klíčový. Právě v tomto bodu dochází k samotnému testování materiálu. [3]

Budeme-li dále zvyšovat hodnotu intenzity magnetického pole do záporných hodnot (otočení směru vnějšího magnetického pole), bude magnetismus materiálu klesat podle křivky $M_r \Rightarrow -H_c$. [5]

Bod H_c reprezentuje koercitivní sílu, což je taková hodnota intenzity vnějšího magnetického pole, při které bude materiál vykazovat nulový vlastní magnetismus. Fyzikálně vlastně dojde k vyrovnání počtu magnetických domén natočených směrem orientace původního a orientace nového vnějšího magnetického pole. Materiál by se tak jevil jako nezmagnetovaný. [5]

Pokud odebereme materiál z působení vnějšího magnetického pole právě při jeho hodnotě rovné koercitivní síle, dojde k navrácení magnetismu materiálu zpět do bodu remanence, způsobené stočením vektorů některých magnetických domén do energeticky nejvýhodnějšího stavu. Materiál nelze odmagnetovat nastavením vnějšího magnetického pole na koercitivní sílu a pak pole nárazově vypnout. Z hlediska orientace natočení magnetických domén je bod koercitivity nestabilní. [5]

Dalším zvyšováním intenzity magnetického pole do záporných hodnot dojde opět k magnetickému nasycení materiálu, tentokrát ovšem v opačné orientaci natočení magnetických domén (bod $-M_s$). [5]

Budeme-li opět obracet intenzitu vnějšího magnetického pole, dosáhneme opět zbytkového magnetismu ($-M_r$) a následně přes bod kladné koercitivní síly (H_c) bude směr vektoru magnetických momentů znovu stočen původním směrem. Tímto způsobem lze cyklicky magnetovat magneticky uspořádané látky. Magnetovat lze i střídavým vnějším magnetickým polem. [5]

Jak již bylo napsáno, nelze materiál odmagnetovat působením určité hodnoty vnějšího magnetického pole. Odmagnetování materiálu je možné dosáhnout cyklickou změnou orientace intenzity vnějšího magnetického pole, přičemž s každým cyklem se bude snižovat amplituda intenzity (H_m). Plocha hysteresní smyčky se bude zmenšovat, jak je ukázáno na obrázku 1.6. Demagnetisace materiálu sleduje křivku prvotní magnetisace. [5],[6]

1.2 Vady materiálů

Při všech procesech zpracování materiálů je potenciální možnost vzniku jedné i více z mnoha druhů vad. Závisí vždy na konkrétním užití materiálu či obrobku, zda se jedná o vadu přípustnou nebo nepřípustnou. Znamená to, že jedna a tatáž vada může být v jednom případě přípustná a v jiném nepřípustná. [3]

Termín „*vada*“ se tak ve výše uvedené souvislosti jeví jako nevhodný. Je doporučeno používat spíše termínu „*indikace*“, pokud mluvíme o konkrétním obrobku a jeho hodnocení. Termín „*vada*“, který budu v textu nadále používat, nebude značit použitelnost, nebo nepoužitelnost materiálu, ale bude znamenat fyzickou přítomnost fyzikálního jevu vady v materiálu. [3]

1.2.1 Vady v odlitcích

Vady v odlitcích vznikají při tuhnutí tekutého kovu, tzv. „*taveniny*“, ve formě. Vady v odlitcích vznikají v důsledku zmenšujícího se objemu chladnoucí taveniny ve formě nebo větší rozpustnosti taveniny vůči plynům a jiným látkám při vyšších teplotách. [3]

Při odlévání se taveninou vyplní forma, ve které roztavený kov tuhne. „*Tuhnutí*“, nebo také „*krystalizace*“, probíhá proti směru odvodu tepla. Chladnutí materiálu probíhá od stěn směrem do středu taveniny. Protože se objem materiálu mění vykazuje určitý gradient, dojde ke vzniku „*lunkrů*“ nebo také „*staženin*“. Při obrábění se pak horní část staženiny odřízne a vrátí se zpět do procesu tavení kovu. [3]

Odíznutí hlavové části odlitku znamená vrátit velký kus materiálu zpět do výrobního procesu, aniž by tento byl později použit pro konečný výrobek. Aby se staženinám zabránilo, používá se metoda „*kontinuálního lití*“. Použitím této metody vzniká „*kontislitek*“, který pak může obsahovat vady typu „*segregace*“, „*vměšky*“ a „*pórovitosti*“. [3]

Tuhnutím kovů se navíc tvoří bublinky plynů, které byly původně v materiálu přítomny jako jednotlivé atomy. Pokud bublinky nevyplavou při tuhnutí k povrchu materiálu, zůstanou v něm jako vada typu „*póry*“ a „*bubliny*“. Póry a bubliny se mohou obecně vyskytovat kdekoli v celém objemu materiálu. Nejvíce však vznikají ve středu taveniny v důsledku jejich vytváření chladnoucím materiálem. [3]

U ocelových obrobků odlévaných do pískových forem vznikají v důsledku špatného vyčištění formy tzv. „*pískové vměšky*“. [3]

V důsledku pnutí mezi různě teplými částmi chladnoucího materiálu může dojít k vadám typu „*trhlina*“ nebo „*prasklina*“.[3]

Poruchy souvislosti odlitku vznikají v určitých teplotních intervalech. První oblastí teplot vzniku vad se nachází v okolí teploty „*solidu*“, tj. přechodu taveniny z tekutého do tuhého stavu. Materiál má v okolí této teploty malou pevnost a není schopen plastické deformace. Vada vzniklá při chladnutí v okolí teploty solidu se nazývá „*trhlina*“.[3]

Druhá oblast vzniku vad leží v pásmu nízkých teplot. Při nízkých teplotách jsou kovy málo tvárné. Vady vzniklé v této oblasti se nazývají „*praskliny*“. „*Praskliny bývají rovné i křivolaké a jejich povrch bývá kovově lesklý*“. Praskliny se mohou projevit až po nějaké době nebo při specifické činnosti prováděné s obrobkem (obrábění, sváření, prudký náraz, aj.). Tabulka 1 shrnuje základní typy vad v odlitcích a jejich hlavní vlastnosti. [3]

Tab. 1: Shrnutí vad v odlitcích (převzato z:[3])

| | |
|----------------------|--|
| Staženiny | Vznikají v přechodech průřezu s odlišným odvodem tepla |
| Struskové vměsky | Nemetalické příměsi s původem v metalurgickém procesu |
| Pískové vměsky | Zadobeniny formového písku. Často se vyskytují těsně pod povrchem, někdy vystupují nad povrch |
| Černé vměsky | Části separační vrstvy z vnitřního povrchu formy |
| Neroztavené podpěrky | Vznikají neroztavením podpěrek ve formách, jejich indikace mají charakteristický zakřivený až okrouhlý vzhled |
| Zavaleniny | Místa styku dvou proudů taveniny s nízkou teplotou a obsahem oxidů |
| Bodliny | Póry a plynové dutiny na povrchu nebo těsně pod povrchem způsobené rychlým chladnutím v pískové formě, která neumožní včasný odvod plynů |
| Plynová pórovitost | Plynové dutiny u kontislitků při liti do forem |
| Praskliny | „Studené trhliny“ způsobené napětím v geometricky složitým odlitku s velkými změnami průřezu. Vykazují lineární nerozvětvený tvar. |
| Trhliny | Tvoří se nejčastěji v místech přechodu průměrů a často vytvářejí lineární rozvětvené indikace. Mohou se vyskytovat i pod povrchem |
| Grafitová hnízda | Vyskytují se pouze u litiny a vytvářejí indikace na pozadí |
| Vločky | Vznikají u některých typů ocelí. Jedná se o shluky různě orientovaných trhlin uvnitř materiálu. Typicky se navyskytují na povrchu ale mohou být těsně podpovrchové |

1.2.2 Vady tvářených výrobků

Vady tvářených výrobků mají původ ve vadách vzniklých při odlévání materiálu. Při tváření výrobku se vady „*deformují, protahují se ve směru tváření, případně se zvětšují a otevírají*“.

Z ingotů a kontislitků se vyrábějí polotovary ve formě „*bram*“ a „*sochorů*“. Bramy jsou používány k výrobě „*plechů a pásů*“. Sochory mají své uplatnění při výrobě „*válcované, tažené nebo i kované tyčoviny*“, nebo „*drátu*“. [3]

Typickými vadami plochých výrobků jsou tzv. „*zdvojeniny*“. Jedná se o plošnou laminární vadu, která se obvykle zjišťuje ultrazvukem nebo magnetickou metodou práškovou na „*opracovaných hranách plechů po sváření*“. [3]

Některé vady materiálů vznikají při samotném procesu tváření. Jedná se zejména o „*Přeložky*“, které se vyskytují převážně u výkovků a o „*trhliny*“ v případě válcovaných materiálů. „*Trhliny se mohou vyskytnout prakticky při všech tvářecích operacích*“. [3]

Dále může na povrchu materiálů vzniknout řada vad způsobených špatným tvárným nástrojem nebo zbytkovým materiálem, který se přilepí na tvárný válec. Vady vzniklé výše popsaným způsobem mohou být různé „*rýhy, otlaky, vlisky, apod.*“. [3]

1.2.3 Kovářské vady

Při kování materiálů mohou vzniknout „*trhliny*“, které mohou být povrchové i podpovrchové. Dále vznikají tzv. „*kovářské přeložky*“, které jsou podobné přeložkám válcovým. Mimořádná vadou je tzv. „*zároveň*“. Jedná se o „*odštěpek pocházející z hrany dělicí roviny formy*“. V kovací lisu zůstal zbytek materiálu z předchozího kování („*odštěpek*“), který vychladl a zakalil se. Při kování dalšího dílu je do něj lisem vmáčknut. [3]

1.2.4 Vady svarů

Svar je v principu malý, v kovové formě vyrobený odlitek. Vady ve svarech jsou v podstatě stejných typů, jako vady u klasických odlitek. U svarů se tak budou vyskytovat převážně:

- „*póry*,
- „*vměsky pevných látek*,
- „*trhliny vzniklé za tepla*
- „*trhliny vzniklé z pnutí ve svaru*,

- *trhliny v základním materiálu,*

- *porezity,*

- *neprůvary,*

- *zápaly.* “

(převzato z:[3])

Poslední dvě vady se u svarů vyskytují velmi často. Jedná se o vady způsobené špatným svařením dvou koncových dílů součásti.[3]

1.2.5 Vady tepelného zpracování

Tepelné zpracování se používá všude tam, kde je potřeba „*snižít napětí ve svařené konstrukci, vyrovnat struktury tvářeného materiálu a dosáhnout požadovaných hodnot mechanických vlastností*“. Následkem nerovnoměrného chlazení materiálu a svaru vzniká pnutí, které může zapříčinit vznik „*trhlin*“.[3]

1.2.6 Brusné trhliny

Brusné trhliny se vyskytují převážně u materiálů vykazující vysokou pevnost. Při broušení s velkým „*úběrem*“ nebo při nedostatečném chlazení při broušení dochází k lokálnímu přehřívání materiálu a následně k prudkému ochlazování broušeného místa okolním chladným materiálem. Vzniká tak síť povrchových trhlin, které mohou být zakryty tenkou vrstvou deformovaného kovu. Magnetickou metodou práškovou jsou tyto trhliny bez problémů idnikovatelné.[3]

1.2.7 Únava materiálu

Při namáhání materiál v tahu nebo v tlaku dochází ke vzniku „*mikrodeformací*“ v kritických místech namáhání. Vlivem těchto mikrodeformací začne vznikat „*mikrotrhlina*“, která se zvětšuje i nadále, až dojde ke statickému přetížení a materiál se náhle zlomí. K detekci únavových mikrotrhlin se dá použít i MT.[3]

1.2.8 Koroze

Běžná plošná koroze většinou problém není, jelikož je dobře viditelná a dá se s ní počítat již ve stádiu návrhu konstrukce. Nebezpečnější je koroze způsobená lokálním působením „*korozního media a tahového namáhání materiálu*“. Vznikají korozní trhliny, které jsou velmi úzké.

„Při indikaci korozních vad pomocí MT je potřeba použít prášek se velmi jemným zrnem“.[3]

1.3 Magnetické pole v okolí vady

Z předchozích odstavců plyne zjednodušená definice vady. Vadou, bez ohledu na původ, je obecně míněna trhлина, pór, příměs, aj., tedy přítomnost jiného materiálu, než je materiál základní. Materiál vady je nejen nežádoucí látka v místě vady, ale i přítomnost vzduchu (trhлина, prasklina). Všechny cizí látky mající jiné určité vlastnosti než materiál základní mohou být na základě rozdílu těchto vlastností odhaleny a indikovány. Předchozí myšlenkou lze v podstatě definovat princip MT. V důsledku jiné relativní permeability materiálu základního a materiálu vady lze vadu indikovat na základě změny magnetického toku vybuzeného v testovaném materiálu. [3],[4],[6]

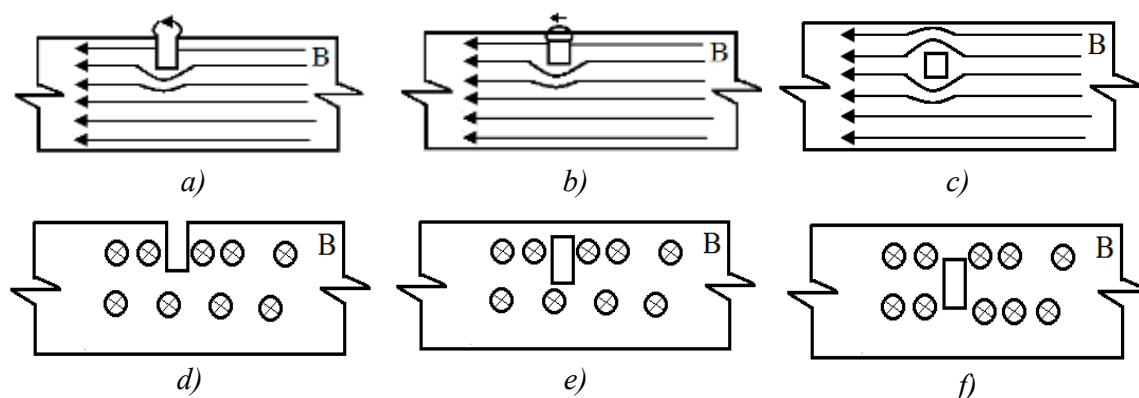
Magnetický tok testovaným materiálem poteče místy nejmenšího magnetického odporu, který lze vyjádřit vztahem (1.1). Kromě fyzických rozměrů materiálu je v rovnici zastoupena také magnetická permeabilita materiálu μ . Magnetická permeabilita je přímo úměrná relativní permeabilitě materiálu. Čím vyšší relativní permeabilitu bude materiál vykazovat, tím nižší magnetický odpor má a tím více siločar dokáže zhustit. Tím větší magnetický tok materiálem poteče. [4],[6]

$$R_m = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{l}{S} \quad (1.1)$$

Bude-li v materiálu vada typu trhлина, příměs, aj., která bude mít jinou hodnotu relativní permeability než základní materiál, vykáže magnetický tok v oblasti vady anomálii. V závislosti na poměru hodnot relativních permeabilit základního materiálu a materiálu vady bude magnetický tok vystupovat:

- a) mimo vadu $\Rightarrow \mu_r(\text{vady}) \ll \mu_r(\text{materiálu})$,
- b) mimo základní materiál $\Rightarrow \mu_r(\text{vady}) \gg \mu_r(\text{materiálu})$.

V případě, že budou hodnoty relativních permeability základního materiálu a vady podobné, bude vada anomálie magnetického toku malá a vada těžko indikovatelná touto metodou. Na následující straně je na obrázcích 1.7a-f) zobrazeno umístění vady typu trhлина. Vada je umístěna v různé hloubce materiálu (1.7a,1.7e; 1.7b,1.7f; 1.7c,1.7g) a orientována v různých směrech vůči směru magnetického toku (1.7a)-c), 1.7e)-f)). Trhлина je zobrazena vždy v řezu její šířky, přičež její šířka je mnohem menší než její délka. [6],[3]



Obr. 1.7: Ukázky umístění vady v materiálu v souvislosti s orientací magnetického toku

Na obrázku 1.7a) můžeme vidět trhlinu orientovanou kolmo na tok magnetické energie a umístěnou na povrchu základního materiálu. Magnetický tok obteče štěrbinu cestou nejmenšího odporu, tj. základním materiálem. Pokud ale bude materiál magneticky nasycen, nemůže pohltit více magnetické energie a magnetický tok tak začne vystupovat nad povrch. Magnetický tok začne ob-tékat štěrbinu vzduchem. [3],[6],[7]

Obrázek 1.7b) zobrazuje umístění trhliny „těsně“ pod povrchem základního materiálu. Pojem „těsně“ nelze přesně definovat a závisí na relativní permeabilitě základního materiálu a výšce trhliny. Stejně jako v předchozím případě dojde ke zhuštění magnetických siločar pod trhlinou. Dojde ale také ke zhuštění siločar i nad trhlinou. Pokud magneticky nasytíme materiál nad trhlinou, dojde k vystupování pole nad povrch základního materiálu a tím i k viditelným indika-cím vady. [3],[6]

Na obrázku 1.7c) je ukázáno umístění trhliny hluboko pod povrchem. Tok magnetického pole tak může obtéci vadu volně po obou stranách. I kdyby došlo k magnetickému nasycení materiálu na jedné či druhé straně vady a magnetický tok by tak vystupoval nad povrch, odebrá-ním materiálu z vnějšího magnetického pole dojde ke snížení magnetismu materiálu na hodnotu remanence a magnetický tok tak nemusí vystupovat nad materiál. [6],[3]

Na ilustracích 1.7d)-f) jsou zobrazeny trhliny podél směru toku magnetických siločar. V takovém případě klade trhlinu magnetickému toku jen malý magnetický odpor. Magnetický tok tak může trhlinu volně obtéci ve třech směrech, aniž by vystoupil nad povrch tělesa. Na povrchu základního materiálu se tak neobjeví žádná anomálie magnetického toku. [6],[3]

Z předchozích odstavců plyne nutnost umístění vady kolmo na vektor magnetického toku. Lépe řečeno magnetovat materiál tak, aby siločáry magnetického pole dopadaly kolmo na vadu.

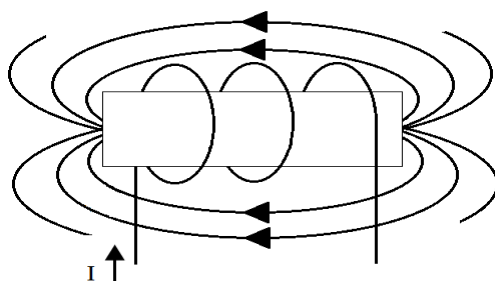
Dále pak je možné indikovat vadu jen povrchovou nebo lehce podpovrchovou. Jenom tak dojde k vystoupení magnetického toku nad povrch materiálu.[3],[6],[7]

1.4 Možnosti magnetisace materiálu

Nejjednodušší způsob jak magnetovat materiál je přiložit k jeho povrchu trvalý magnet. Nejjednodušší, ale ne zcela ideální způsob. Jediným způsobem, jak regulovat hodnotu vnějšího magnetického pole je měnit magnet a navíc lze jen těžko si představit tuto variantu jako průmyslové řešení problému.

Podobná možnost, jak magnetovat materiál, je přikládat elektromagnet. Tato varianta magnetování umožňuje měnit intenzitu magnetujícího pole. Umístíme-li navíc materiál s vysokou relativní permeabilitou do středu cívky, která elektromagnet tvoří, dojde tím k nahuštění magnetické energie do magnetizovaného materiálu, který bude představovat jádro cívky.[4]

Výše popsaný způsob magnetisace se v defektoskopii nazývá „*podélná magnetisace*“, protože vektor magnetického pole směřuje podél materiálu, jak ukazuje obrázek 1.8. Magnetický tok vytvoří anomálii v případě, že vada materiálu bude na něj kolmá, jak bylo uvedeno v předchozí kapitole. Podélná magnetisace tedy vytvoří indikace příčných vad. [3],[6],[7]



Obr. 1.8: Podélná magnetisace

Hodnota magnetické indukce podélné magnetisace uprostřed kruhové cívky je dána vztahem (1.2) [4]. Z rovnice plyne závislost magnetické indukce magnetovaného materiálu nejen na relativní permeabilitě magnetovaného materiálu, ale i na počtu závitů a rozměrech cívky.

$$B = \mu_r \mu_0 \frac{N I}{2 \sqrt{a^2 + h^2}} \quad (1.2)$$

kde: N - počet závitů cívky,

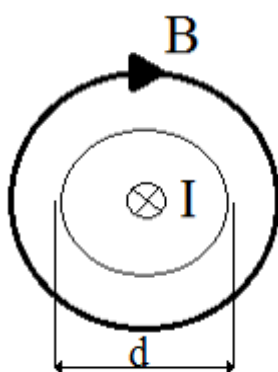
I - proud cívkou,

a - průměr cívky.

h - délka cívky

Vztah (1.2) platí jen za podmínky, kdy bude magnetický materiál umístěn uprostřed cívky. V centru cívky je magnetická indukce maximální. [4]

V kapitole o magnetismu bylo uvedeno, že magnetismus je dán pohybem elektrického náboje. Materiál lze tudíž magnetovat tak, že nosiče náboje v něm rozpohybujeme najednou jedním směrem tak, aby okolo sebe vytvořily magnetické pole. Magnetické pole okolo pohybujícího se elektrického náboje bude mít kruhovou trajektorii symetrickou s osou vodiče, kterým náboj protéká. Magnetické pole vzniklé průchodem elektrického proudu kruhovým vodičem o průměru d je znázorněno na obrázku



Obr. 1.9: Vektor mag. indukce v okolí kruhového vodiče

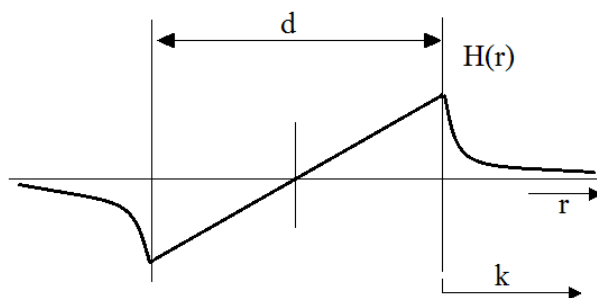
Vektor magnetické indukce kruhově obíhá okolo vodiče. Z tohoto důvodu je výše uvedený druh magnetisace v defektoskopii nazýván „*cirkulární magnetisace*“. Vektor magnetického pole směřuje kolmo k podélné ose povrchu materiálu. Cirkulární magnetisace tak vyvolá anomálii v případě trhlin právě umístěných rovnoběžně s podélnou osou vodiče. Hodnota magnetické indukce v okolí materiálu je dána vztahem (1.3) [4]. Na povrchu vodiče je hodnota magnetické indukce teoreticky nekonečná.[3],[6],[7]

$$B(r) = \mu_r \mu_0 \frac{I}{2 \pi k} \quad (1.3)$$

kde: I - proud kruhovým vodičem,

k - vzdálenost od okraje vodiče.

Na obrázku 1.10 je ukázán průběh intenzity magnetického pole v závislosti na vzdálenosti od středu vodiče r . Maximální intenzity je dosaženo na povrchu vodiče. [4]



Obr. 1.10: Závislosti intenzity mag. pole na vzdálenosti od středu vodiče

Vady na materiálu jsou málokdy umístěny kolmo na tok magnetického pole. Indikace je možná i v případě, že vada není na siločáry kolmá. Nejhorší možnost nastane v případě, kdy je vada umístěna na pod úhlem 45° na obě magnetisace. Možností je využít tzv. „kombinované magnetisace“. Obě magnetisace jsou na výrobku prováděny současně. Součtem vektorů magnetického pole dojde k natočení toku energie, takže vada pod úhlem 45° bude kolmo na vektor kombinované magnetisace.[3],[6]

Ze vztahů (1.2) a (1.3) plyne závislost magnetické indukce nejen na amplitudě, ale i na možné časové závislosti proudu. Důsledkem je možnost magnetovat proudem stejnosměrným i střídavým. Magnetisace oběma proudy je shodná v případě jednoduchých prostorových tvarů (hranol, válec). Pokud budeme magnetovat díl složitějších tvarů, budou se účinky jednotlivých magnetizačních průběhů lišit. [3]

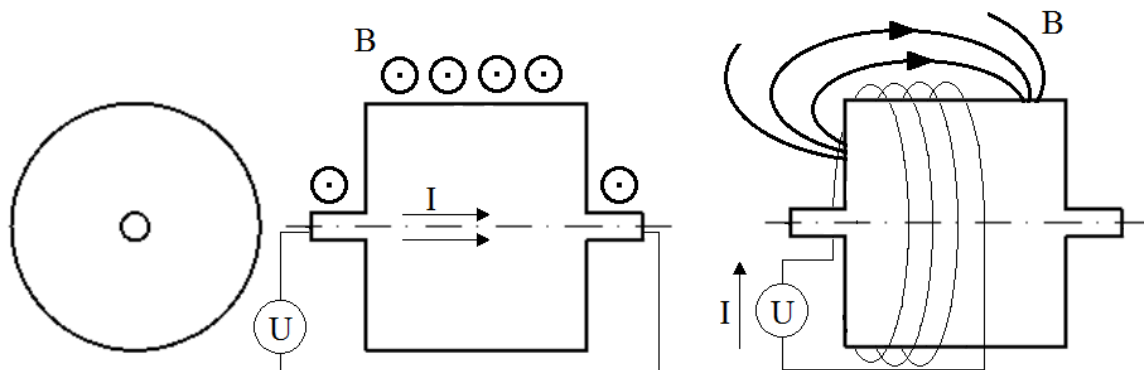
1.4.1 Magnetisace stejnosměrným proudem

Stejnoseměrný proud vyvolá konstantní magnetické pole. To platí pro obě magnetisace podle rovnic (1.2) a (1.3). Pokud budeme napájet magnetizační cívku stejnosměrným proudem podle nákresu 1.8, vyvolá stejnosměrný proud v materiálu konstantní intenzitu magnetického pole. Magnetisace obrobku následuje křivku prvotní magnetisace. Se zvyšující se hodnotou elektrického proudu se bude zvětšovat i magnetická indukce v materiálu až do hodnoty saturace. Po přerušení proudu klesne magnetická indukce na hodnotu remanence. V tomto bodě budou vady indikovány. [3],[6]

Stejnoseměrný proud protékající materiálem v případě cirkulární magnetisace vyvolá také konstantní velikost intenzity magnetického pole v okolí materiálu. Hodnota odpovídá vztahu (1.3) a proud poteče cestou nejmenšího elektrického odporu. Pokud budeme uvažovat homogenní jed-

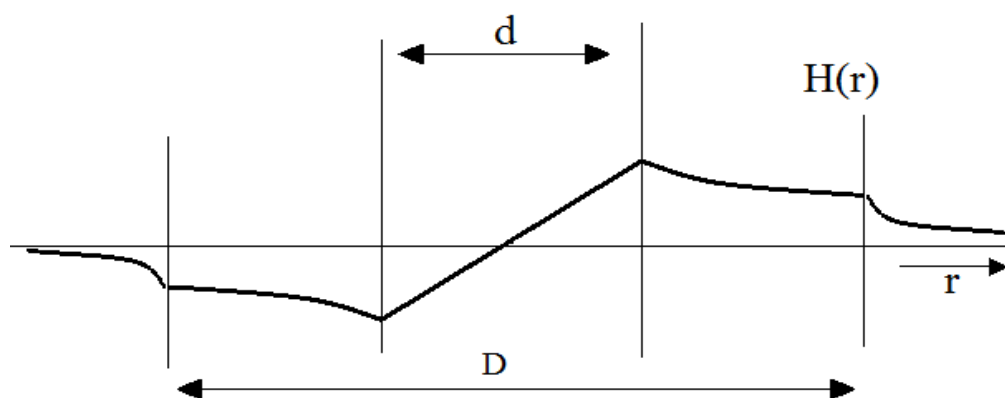
noduchý díl jako hranol a válec, můžeme uvažovat homogenní rozložení elektrického proudu v celém objemu materiálu. Zvyšováním velikosti proudu materiál lze magneticky nasytit a po přerušení toku elektronů dojde k poklesu na hodnotu zbytkového magnetismu, stejně jako v případě podélné magnetisace.[3],[4],[6]

Pokud ovšem budeme magnetovat stejnosměrným proudem tvarově složitý díl, nebude materiálem protékat elektrický proud v celém objemu stejně. Mějme díl podobný tomu na obrázku 1.11.



Obr. 1.11: magnetisace tvarově složitého dílu

Při průtoku stejnosměrným proudem bude magnetické pole primárně buzeno právě protékajícím proudem ve středním válci výrobku. V okolním prostoru bude buzeno magnetické pole podle Maxwellových rovnic. Pohybující se elektrické náboje vybudí okolo sebe magnetické pole a to vybudí elektrický náboj mimo hlavní tok elektronů. Pole tak bude vypadat zhruba tak, jak je znázorněno na obrázku 1.12.



Obr. 1.12: Ilustrace rozložení magnetické indukce v ukázkovém dílu

Na povrchu dílu bude vykazovat nižší hodnotu magnetické indukce, než kdyby byl proudově buzen v celém svém objemu. Vlivem vysoké relativní permeability nepoklesne magnetická

indukce na povrchu materiálu o tolik. Může to ale zabránit úspěšné magnetizaci a indikaci vad.

V čele široké části materiálu bude magnetické pole rozloženo cirkulárně, jak je znázorněno na obrázku. Vady v čele mohou budou indikovány v jakémkoli směru. Musí být ale dostatečně dlouhé, aby protuly co nejvíce siločar a nesmí být kruhově symetrické podle osy materiálu. V rozích materiálu nebude mít cirkulární magnetisace žádný vliv. Siločáry magnetického pole budou procházet rovnoběžně s těmito hranami. Tímto způsobem nebudeme moci indikovat vady v rozích materiálu.

V případě podélné magnetisace lze materiál zmagnetovat homogenně. Magnetizační cívka musí být buď delší, než je magnetovaný díl, nebo musí zmagnetovat celé délku materiálu pohybováním se podél vodorovné osy. Příčné vady tak budou celkem bez problémů indikovatelné.

Nepřesnost opět nastane v případě rohů materiálu. Magnetické siločáry budou vycházet z čela materiálu. Vlivem nízké permeability okolního prostředí proti permeabilitě materiálu, dojde ke „slití“ siločar vycházejících z čela materiálu a tím i k maskování případných indikací vad.

1.4.2 Magnetisace střídavým proudem

Při průchodu střídavého proudu vodivým materiálem dochází k tzv. skin efektu. Střídavý zdroj vyvolá v okolí materiálu kolmé střídavé magnetické pole ve svém okolí. To vyvolá kolmé elektrické pole opačného směru než elektrické pole původní. Tato pole působí proti sobě a elektrické pole směrem do středu vodiče zaniká, čímž se zmenšuje i elektrický proud vyvolaný tímto polem. Elektrické pole je tak vytlačováno směrem k okrajům materiálu.

Z předchozího odstavce plyne, že záleží na vodivosti materiálu, jeho permeabilitě a kmitočtu průchozího signálu při určení celkového vlivu skin efektu. To lze vyjádřit i rovnicí (1.4) převzatou z [8], která vyjadřuje tzv. hloubku vniku.

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma}} \quad (1.4)$$

Hloubka vniku vyjadřuje takovou tloušťku materiálu, ve které klesne elektrický proud pod $1/e \approx 0,37$ hodnoty proudu na povrchu vodiče, což plyne ze vztahů uvedených v [8].

Zvýšením kmitočtu magnetizačního signálu se zvýší elektrický proud u povrchu magnetovaného materiálu a tím i intenzita magnetického pole, což plyne i z [9] a [10]. Při použití vyšších

magnetizačních kmitočtů bude navíc docházet k rozšiřování hysterézní smyčky, jak plyne ze simulací provedených v [11].

Při magnetisaci tvarově složitěho dílu (např. na obrázku 1.11) vyvolá proud protékající blíže povrchu indukce vad umístěných v rozích materiálu z důvodů uvedených výše.

Vysoká hodnota proudové hustoty na povrchu magnetovaného materiálu způsobí ohřev materiálu při cirkulární magnetisaci. Budeme-li uvažovat dostatečně velký materiál, bude vyvolané teplo odebráno okolním materiálem.

V případě podélné magnetisace nastane při používání vysokých kmitočtů problém v impedanci magnetizační cívky. Ta je přímo úměrná kmitočtu magnetizačního signálu.

Pro účely magnetisace v MT nelze tedy používat příliš vysoké kmitočty magnetizačního signálu. Hodnota frekvence je kompromisem mezi výše uvedenými příspěvky. V případě realizace experimentálního zařízení popsané v následujících kapitolách bychom měli vycházet z hodnot frekvencí uvedených v [9], [10] a [11].

1.4.3 Quick Brake

Pro zvýšení magnetizačního kmitočtu se u plného třífázového usměrněného magnetizačního signálu používá metoda quick brake, neboli rychlého přerušení proudu. Metoda spočívá v prudkém vypnutí vysokého stejnosměrného magnetizačního proudu (proud by měl klesnout na nulovou hodnotu do 4ms). Díky této metodě lze magnetovat tvarově složitě díly pomocí stejnosměrné magnetizace pomocí cirkulární magnetizace. V případě podélné magnetizace je metoda quick brake méně účinná z důvodu vysoké impedance magnetizační cívky ve chvíli vypnutí proudu. [12]

Quick brake vyžaduje plně usměrněný trojfázový signál, případně dvojcestně usměrněný vyhlazený signál, který je prudce vypnut, čímž je dosaženo vyšších hodnot frekvence magnetizačního signálu.

2 REALIZACE ZAŘÍZENÍ

V předchozí kapitole byly popsány fyzikální principy magnetické metody práškové, jedné z technologií nedestruktivního testování materiálů. Na základě předchozích úvah budou v této kapitole uvedeny parametry, které byly pro konstruované zařízení vybrány. Mimo dodržení fyzikálních podmínek uvedených v předchozí kapitole je třeba brát ještě v úvahu doporučení uvedená v normách pro magnetickou metodu práškovou NDT .

Magnetovat lze stejnosměrným i střídavým proudem. Podle [13] je doporučená počáteční intenzita vnějšího magnetizačního pole 2 kA/m. Z této hodnoty plyne poměrně vysoký magnetizační proud (2 kA na metr délky obrobku). Napájení z bateriového zdroje tak prakticky nepřichází v úvahu. Superbaterie by byla příliš nákladná a velká.

Z výše uvedeného důvodu bude zařízení napájeno z elektrické sítě střídavým proudem. Jelikož se jedná o experimentální zařízení, bude vyžadována kompaktnost a přenosnost zařízení na úkor celkového výkonu zařízení. Pro experiment by mělo být dostačující zkoušení dílu délky cca 3 cm. Z toho plyne magnetizační proud 60 A podle výše uvedené hodnoty intenzity vnějšího magnetizačního pole. Protože každý feromagnetický materiál je vodič, dá se očekávat nízký elektrický odpor magnetovaného materiálu, nemusí být podle Ohmova zákona napětí potřebné k magnetizaci příliš veliké. Lze tedy využít transformace síťového napětí.

Vzhledem k doporučené hodnotě intenzity vnějšího magnetizačního pole bude magnetizační proud jiný pro různě velké testované součástky. Malá součástka bude vyžadovat malý magnetizační proud. Malá součástka bude nicméně mít i menší elektrický odpor. Při stejném napětí nicméně poteče menší součástkou větší proud, než prvkem větším. Je tedy potřeba řídit magnetizační proud takovým způsobem, aby proud součástkou dosahoval správných hodnot. Je potřeba snížit proud součástkou snížením napětí na ní, případně snížením budicího proudu cívku podélné magnetisace.

Toho můžeme docílit například zapojením předřadného odporu do obvodu s magnetizačním proudem. Uvažujeme-li maximální proud zátěží 60 A, bude např. v případě 10 % potřebné intenzity magnetického pole 90 % energie doslova spáleno na tomto předřadném odporu. Další nevýhoda je složité určování hodnoty odporu jednotlivých dílů, abychom určili hodnotu předřadného odporu a ten k testovanému dílu předřadili. Různé hodnoty odporů by se dali obejít zabudováním reostatu, kterým by uživatel mohl měnit předřadný odpor. Zařízení by se poněkud prodra-

žilo (cca 1000Kč za reostat 100W/1Ω). Při magnetizačních prouděch by bylo nesmyslné používat tento druh regulace proudu. Vyšší hodnoty výkonů potřebných ke snížení vyššího rozsahu magnetizačních proudů by byly prakticky nerealizovatelné.

Další možnost je snižovat napětí přímo odbočkami z transformátoru. Tato možnost by jednak vedla k prodražení transformátoru (podle počtu odboček by se cena přímo úměrně zvedala) a jednak by znamenala diskrétní řízení změny proudu zátěží. Pro uživatele je navíc nemyslitelné, aby fyzicky přepínal výstupy na transformátoru a použití elektromagnetických relé, které by přepínalo odbočky v závislosti na volbě uživatele, by znamenalo další prodražení výrobku.

Jelikož bude pro magnetizaci využit střídavý proud, můžeme měnit jeho efektivní hodnotu. Efektivní hodnota sinového magnetizačního proudu, je vyjádřitelná vztahem (2.1). [16]

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2(\omega t) dt} \quad (2.1)$$

Amplitudově je změna těžko realizovatelná a podle úvahy v předchozích odstavcích jde přímo proti velikosti součástky. Pokud ale budeme spínat nebo rozpínat magnetizační proud v určitém časovém intervalu, dosáhneme regulaci efektivní hodnoty proudu. Řízení by probíhalo prostřednictvím aktivních součástek (tyristor, transistor, aj.), což vyžaduje realizaci kontrolního obvodu, který bude aktivní součástky řídit. Výhodou je poměrně nízká cena aktivních součástek (do 200Kč pro 100A součástku) a jednoduchá realizovatelnost v případě vyšších hodnot magnetizačních proudů. Uživatelsky je tato možnost nejpřívětivější.

Zařízení tak bude realizováno s řízením efektivní hodnoty magnetizačního proudu prostřednictvím aktivních součástek. Z možných řídicích prvků lze jmenovat tyristory, triaky a transistory. Podrobněji budou popsány pouze tyristory a transistory (BJT, FET i IGBT). Řízení efektivní hodnoty aktivními součástkami je nazýváno fázové řízení.

V normě pro užívání MT existuje doporučení při použití fázového řízení na maximální úhel otevření, nebo maximální možnou hodnotu činitele amplitudy. Maximální možný úhel otevření je doporučen 90°. Maximální hodnota činitele amplitudy je 3. Efektivní hodnotu magnetizačního signálu lze řídit spínáním i rozpínáním sinusoidy. Při rozpínání sinusoidy je těžké řídit se omezením doporučeného úhlu otevření. Pro omezení řízení signálu bude uvažována maximální hodnota činitele amplitudy. [13]

2.1 Činitel amplitudy

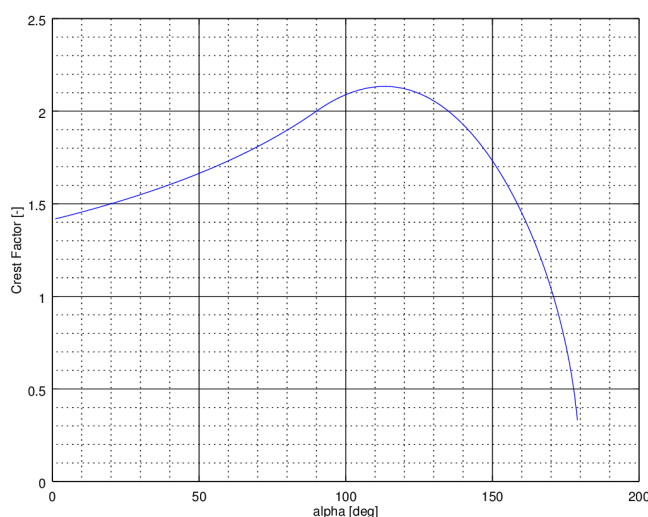
Činitel amplitudy je definován vztahem (2.2). V případě sinusového signálu udává činitel amplitudy míru deformace sinusového signálu při fázovém řízení. Čím větší deformace sinusového signálu, tím vyšší hodnota činitele amplitudy.

$$CF = \frac{I_{peak}}{I_{ef}} \quad (2.2)$$

kde: I_{peak} - maximální hodnota signálu,

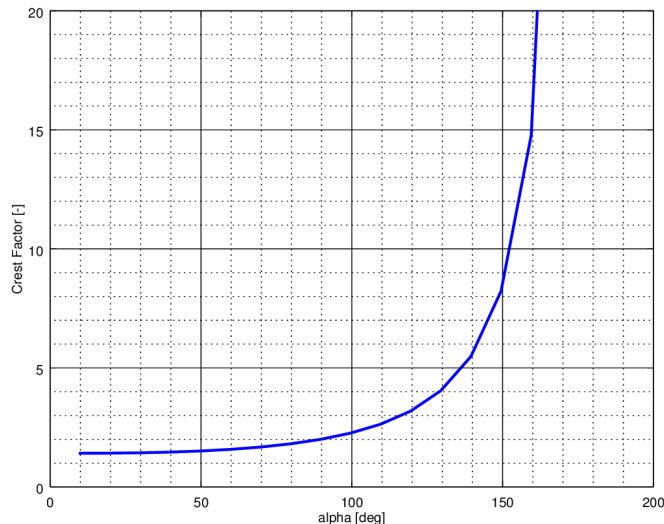
I_{ef} - efektivní hodnota signálu.

Vzhledem k nedostatečným materiálům souvislost činitele amplitudy a fázového řízení, určíme v následujících odstavcích, co vlastně znamená maximální hodnota signálu. Zda se jedná o hodnotu reálnou dosaženou signálem, nebo o hodnotu amplitudy sinusového signálu tak, jak je použita ve vzorci pro efektivní hodnotu (2.1). Bude-li ve vztahu (2.2) použita hodnota maximálního reálného dosaženého signálu, bude hodnota činitele amplitudy mít průběh zobrazený na grafu 2.1. Z průběhu je zřejmé, že nikdy nebude hodnota činitele amplitudy rovna třem. Výše uvažovaná podmínka o maximální hodnotě činitele amplitudy, by vlivem hodnoty reálného maxima sinusového signálu dosažené do vztahu (2.2), ztratila smysl a vztah (2.2) by ztratil vypovídající hodnotu.



Obr. 2.1: Průběh činitele amplitudy reálně dosaženého maxima sinusového signálu

Z tohoto důvodu budeme uvažovat hodnotu maxima dosaženého do vztahu (2.2) jako amplitudu sinusového signálu, ačkoli fyzicky signál této hodnoty nemusí dosáhnout. Pro tuto úvahu bude mít hodnota činitele amplitudy průběh jako ten zobrazený na obrázku



Obr. 2.2: Průběh činitele amplitudy při uvažování amplitudy signálu jako maxima

Je vidět, že hodnota činitele amplitudy pak poroste nadevšechny meze při úhlu otevření 180°. Hodnotu 3 přesáhne činitel amplitudy při úhlu otevření cca 120° v případě tyristorového fázového řízení.

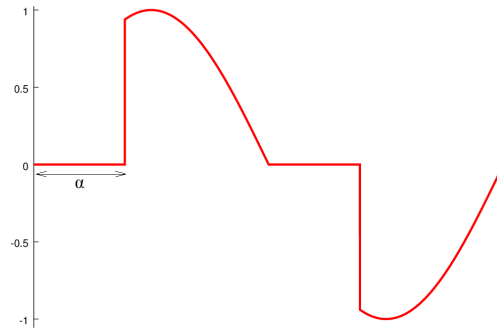
2.2 Analýza možných magnetizačních signálů

Vzhledem k důležitosti zastoupení frekvenčních složek podle úvahy magnetování tvarově složitých dílů, bude toto zastoupení u možných magnetizačních signálů důležitým bodem srovnání. Aby bylo srovnání relevantní, budeme uvažovat zastoupení jednotlivých složek při maximální možné doporučené hodnotě činitele amplitudy.

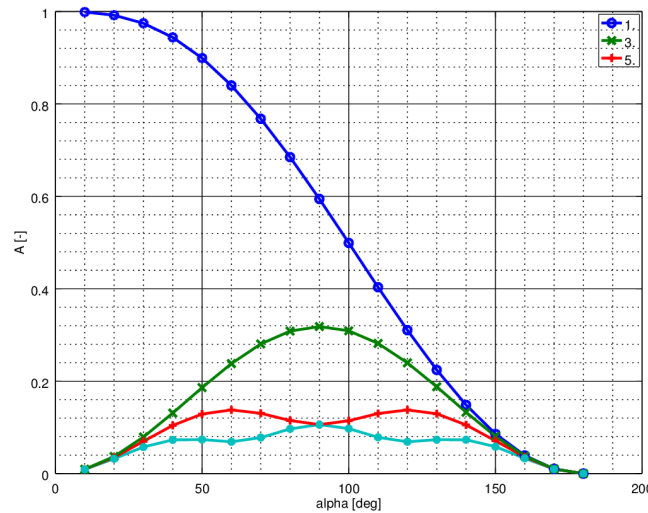
2.2.1 Tyristorově řízená sinusoida

Tyristorové řízení se celkem běžně používá k řízení efektivní hodnoty signálu. Signál je definován úhlem otevření α . Příklad tyristorově řízeného signálu je zobrazen na obrázku 2.3. Zastoupení lichých harmonických složek je na grafu 2.4. Sudé harmonické jsou nulové.

Při pohledu na průběh 2.4 můžeme vidět, že hlavním nositelem energie je pro všechny úhly otevření 1. harmonická. Vyšší harmonická (3.) nabývá maxima při úhlu otevření 90°. Při hodnotě 120° což odpovídá činiteli amplitudy 3, bude úroveň energie nesená 1. a 3. harmonickou složkou 0,32 resp. 0,24 v poměru k energii při maximálním úhlu otevření.



Obr. 2.3: Ukázka tyristorem modulovaného signálu

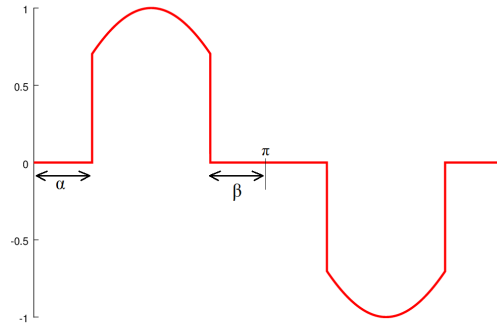


Obr. 2.4: Liché harmonické tyristorově řízeného signálu

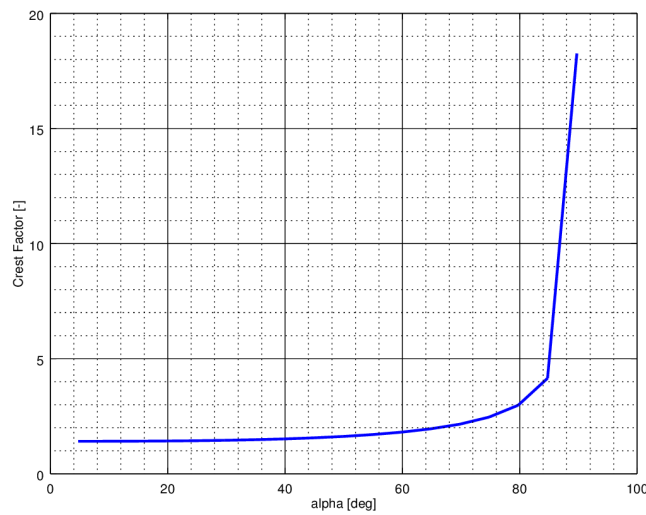
2.2.2 Transistorem modulovaná sinusoida 1

Jednou z možností, jak řídit sinusoidu transistorem je sepnout ji a rozepnout během jedné půlperiody. Budeme-li pro zjednodušení spínat a rozpínat sinusoidu symetricky podle osy v úhlu $\pi/2$, vznikne tím jakýsi puls modulovaný na sinusoidě. Signál tak bude vypadat jako ten, na obrázku 2.5. Pro jednoduchost budu v následujícím textu nazývat tento signál „*pulsně modulovaná sinusoida*“.

U pulsně modulované sinusoidy budeme pro jednoduchost uvažovat stejné hodnoty úhlu otevření i „vypnutí“. Platí tedy že $\alpha = \beta$. Hodnota činitele amplitudy je rovna třem, když jsou úhly $\alpha = \beta = 80^\circ$. Tato hodnota plyne z průběhu hodnoty činitele amplitudy pro pulsně modulovanou sinusoidu transistorem

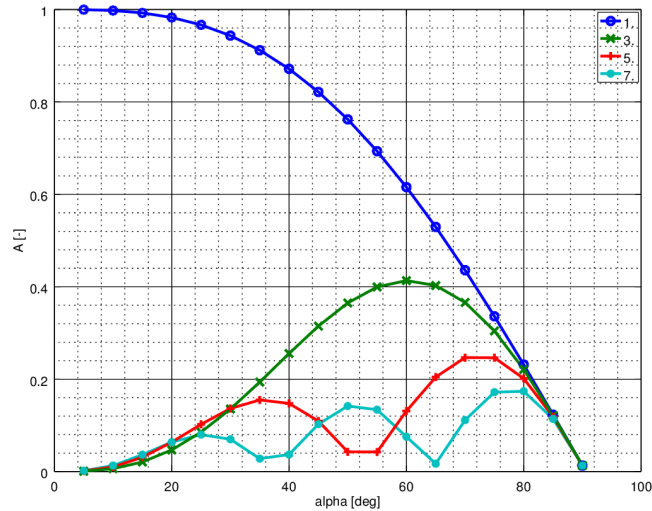


Obr. 2.5: Pulsně modulovaná sinusoida transistorem



Obr. 2.6: Průběh hodnoty CF pulsně modulované sinusoidy

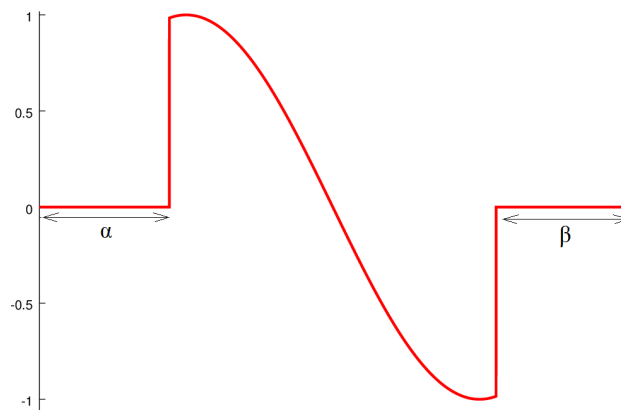
Z průběhu lichých harmonických složek signálu na grafu 2.7 lze vidět, že 1. harmonická je hlavním nosičem energie pro všechny úhly otevření, stejně jako v případě tyristorově řízené sinusoidy. Hodnoty vyšších harmonických jsou nicméně vyšší. Při úhlu otevření 80° jsou jednotlivé harmonické, zobrazené na průběhu 2.7, hodnotou velmi podobné. Amplituda 3. a 5. harmonické dosahuje hodnoty přes 0,2 a hodnota 7. harmonické je zhruba 0,18. Všechny tyto hodnoty jsou mnohem vyšší, než v případě tyristorově řízeného signálu.



Obr. 2.7: Liché harmonické složky pulsně modulované sinusoidy

2.2.3 Transistorem modulovaná sinusoida symetrického podle π („motýlek“)

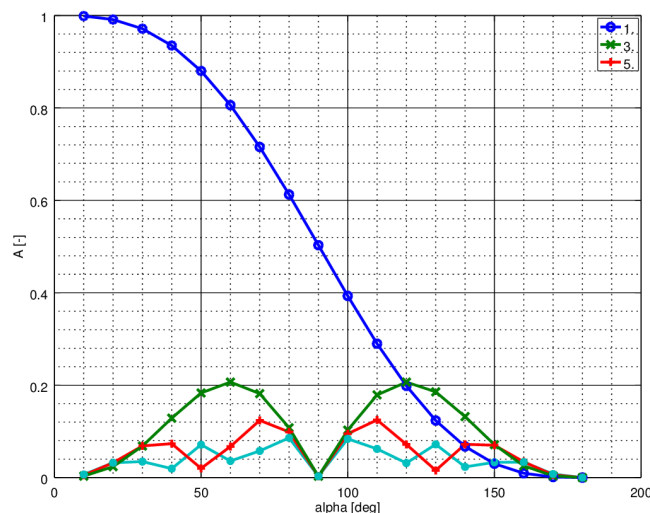
Další možnost, jak řídit sinusoidu prostřednictvím transistoru, je zobrazen na obrázku 2.8. Sgínál budeme pro jednoduchost uvažovat symetrický podle π . Můžeme tedy psát $\alpha=\beta$.



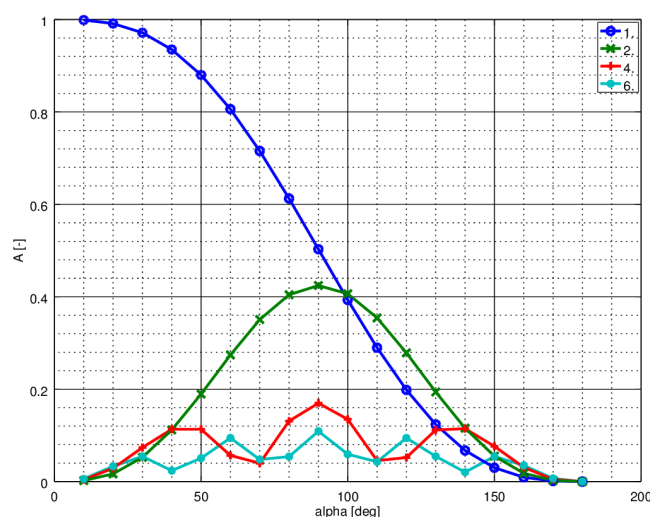
Obr. 2.8: Transistorem modulovaná sinusoida „motýlek“

Hodnota činitele amplitudy bude mít stejný průběh, jako v případě tyristorově řízeného signálu (obrázek 2.2). Stejný průběh hodnoty činitele amplitudy jako v případě tyristorem řízeného signálu je zapříčiněn stejným způsobem řízení. Efektivní hodnota signálu se mění stejně v případě tyristorem řízeného signálu, stejně jako v případě transistorem modulované sinusoidy s obrácenou půlperiodou. Kmitočtové rozložení signálu bude nicméně rozdílné. Zastoupení lichých

složek můžeme vidět na obrázku 2.9. Zastoupení sudých harmonických složek lze vidět na následující straně na průběhu 2.10.



Obr. 2.9: Liché harmonické složky transistorově řízeného signálu - „motýlek“



Obr. 2.10: Sudé harmonické transistorem řízeného signálu - „motýlek“

Z obou průběhů je zřejmé, že vyšší harmonické složky při překročení určitého úhlu začnou převládat nad složkou základní harmonické. Vzhledem k maximálnímu doporučenému úhlu otevření 120° , nebudou liché vyšší harmonické složky převládat nad harmonickou základní. Při 120° úhlu otevření má 3. a 1. harmonická složka stejnou hodnotu (cca 0,2). Při výše uvedeném úhlu otevření má vyšší hodnotu 2. harmonická (cca 0,3). Ostatní harmonické jsou menší, než 0,1.

Způsobů jak modulovat sinusoidu je zajisté více, ale výše uvedené průběhy magnetisačního signálu budou pro realizované experimentální zařízení postačovat. Z jednotlivých analýz mo-

dulovaných signálů plyne, že pro navášení složek vyšších harmonických kmitočtů bude výhodné magnetisační sinusoidu bude vhodné nejen spínat, ale i rozpínat.

Pro řízení budou nevhodné tyristory a triaky, které nelze řízeně vypnout. Vyjimku tvoří tzv. GTO tyristory, které lze řízeně vypnout záporným pulsem do řídicí elektrody. Hodnota vypínacího proudu řídicí elektrodou dosahuje až 1/3 proudu vypínaného. Při vypínání vysokých proudů by tak bylo nutné realizovat řídicí obvod dostatečně dimenzovaný pro generování vypínacího pulsu. [14]

Transistory BJT mají v režimu saturace poměrně nízký úbytek napětí C-E, což má za následek nízké výkonové ztráty na prvku. Pro přivedení transistoru do režimu saturace je ale zapotřebí bázevého proudu, který bude mít podobnou hodnotu jako proud řízený. Pro řízení vysokých hodnot proudu je tedy řízení pomocí BJT nevhodný.

Transistory MOSFET provozované v lineární oblasti mají lineární závislost proudu napětí D-S na proudu drainem. Strmost přímky závisí na kvalitě transistoru. Transistory pro proud do 60A mají sériový odpor $R_{DS(on)}$ od 0,04 Ω do 0,14 Ω , což by při magnetisačním proudu 60A znamenalo úbytek napětí na transistoru od 2,4 V do 8,4 V. Výkonové ztráty by byly poměrně vysoké (až 500W). Řídicí proud MOSFET je velmi nízký (ideálně nulový). [15]

Další možnost modulování sinusoidy je pomocí IGBT. IGBT je polem řízený bipolární transistor. Snoubí vlastnosti MOSFET a BJT z hlediska nízkého vstupního proudu, a nízkého úytku napětí C-E. Transistor tak může být ovládán napětím (standardně do 20V) při nelineární závislosti napětí C-E na proudu kolektorem. Pro vysoký kolektorový proud bude úbytek napětí na IGBT menší, než v případě MOSFET. [15]

Pro modulaci sinusoidy budou použity transistory IGBT. Podmínkou je nepřítomnost závěrné diody v pouzdře transistoru. Závěrná dioda by v případě komutace napětí napětí na transistoru vedla proud a řízení záporné půlperiody by bylo nemožné.

2.3 Výpočet a měření efektivní hodnoty

Efektivní hodnota (TRMS) je dána vztahem (2.3). Pro měření efektivní hodnoty signálu lze použít přístroj sériově vyráběný, nebo realizovat vlastní měřicí přístroj.

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int s^2(t) dt} \quad (2.3)$$

Třetí stranou vyráběný ampérmetr zapojený do série přímo se zátěží je technicky nejjednodušší řešení. Bohužel zahrnuje použití ampérmetru pravděpodobně nepřízpusobeného konkrétní aplikaci. Většina ampérmetrů na trhu jsou použitelné do hodnot 50 A. Další nevýhoda je neschopnost výpočtu hodnoty činitele amplitudy u většiny komerčně vyráběných ampérmetrů.

V důsledku předchozích úvah bylo rozhodnuto realizovat vlastní převodník TRMS hodnoty, který bude „na míru“ realizovaného generátoru proudů pro MT. Pro realizaci lze použít buď analogových převodníků TRMS, nebo použít diskretní variantu rovnice (2.3), vztah (2.4).

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum^n s^2[n]} \quad (2.4)$$

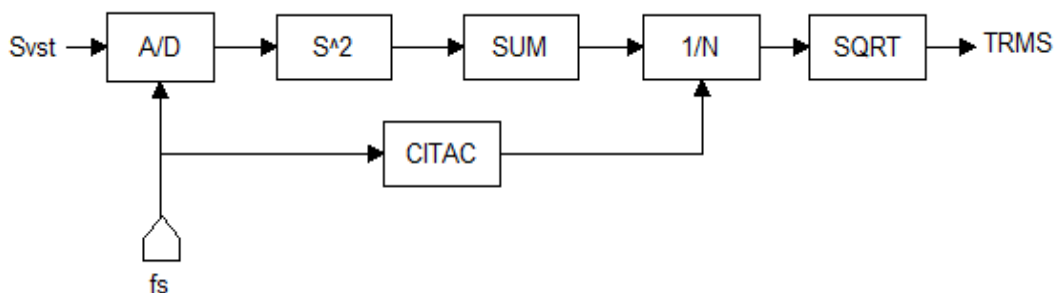
Podle [17] může být analogový převodník realizován jako tepelný převodník, nebo výpočtový převodník efektivní hodnoty. Tepelné převodníky využívají tepelných účinků tekoucího proudu. Jejich nevýhodou je nízká přesnost a linearita, která závisí na shodě obou použitých termoměrů. Výhodou je pak použití do vysokých kmitočtů (2 GHz) a nezávislost na harmonizaci měřeného signálu. Výpočtový převodník efektivní hodnoty dosahuje vysoké linearity i přesnosti (do 0,2 %) při kmitočtech do 10^2 kHz. Jejich nevýhodou je zhoršující se převod při měření neharmonických signálů. [17]

Mezní kmitočet nás vzhledem k výše uvedeným harmonickým analýzám použitých signálů nemusí limitovat. Nutnost měřit přesně neharmonické signály je ale zásadní. Výpočtový převodník je tak nepoužitelný. Tepelný převodník efektivní hodnoty nebyl v nabídce obchodů najít.

Bylo tak rozhodnuto použít diskretní převodník efektivní hodnoty podle rovnice (2.4). Blokové schéma diskretního převodníku TRMS je zobrazeno na obrázku 2.11.

Vstupní signál S_{vst} je navzorkován kmitočtem fs v A/D převodníku. Vzorky signálu jsou umocněny a sečteny. Následně je suma vzorků vydělena jejich počtem a odmocněna. Celé toto zapojení lze realizovat v mikrokontroléru bez dalších přídavných obvodů.

Rovnice (2.4) platí pouze v případě, že počet vzorků N je celistvým násobkem periody. Je tedy nutná znalost doby trvání periody. Protože zařízení bude realizováno jako experimentální a bude provozováno v České Republice, lze uvažovat periodu měřeného signálu 50 Hz.



Obr. 2.11: Blokové schéma diskrétního převodníku TRMS

2.4 Snímání vysoko-proudového signálu

Jakákoli z výše uvedených možností převodu efektivní hodnoty vyžaduje napěťový vstup. Magnetizační signál je proudový. Existuje několik možností jak převést proudový signál na napěťový.

Nejlevnější možností je snímat napětí z odporu zapojeného sériově do proudového obvodu. Vzhta mezi vstupním proudem a napětím je dán Omovým zákonem. Nevýhodou je nutnost použití přesného odporu, a galvanické spojení měřeného proudu a vyhodnocovacích obvodů. V případě vysokých proudů přibývá otázka výkonových ztrát na odporu samotném a tím i jeho ohřev a změna odporu vlivem tepelných změn. [18]

Z důvodu použití ve výkonovém systému je poslední bod předchozího odstavce stěžejní. Pokud by navíc hodnota napětí na odporu přesahovala 20V, bylo by vyhodnocování pomocí aktivních prvků jen těžko realizovatelné. Stěžejní je tedy galvanické oddělení měřeného proudu od snímacího systému a přenos snímání.

K měření vysokých hodnot proudů lze využít účinků proudu na magnetické pole v jeho okolí. Možnosti, jak měřit vysoké proudy s galvanickým oddělením je použít proudový transformátor, Rogowského cívku nebo Hallovu sondu. [18]

Proudový transformátor je transformátor, který má jako primární vinutí zapojen vodič, kterým protéká měřený proud. Měřicí transformátor je potřeba z bezpečnostních důvodů vždy připojit k zátěži. Jeho charakteristika je poměrně lineární a závisí čistě na zatížení sekundárního vinutí. [18]

Rogowského cívka je měřicí transformátor bez feromagnetického obvodu. Cívka obepíná vodič, kterým protéká měřený proud a v cívce indukuje napětí podle Faradayova indukčního zá-

kona. Rogowského cívka nevykazuje dynamické nepřesnosti jako proudový transformátor. [4], [18].

Poslední možností je použití Hallovy sondy. Ta využívá tzv. Hallův jev, který vzniká působením „*Lorenzovi síly na náboj pohybující se v magnetickém poli*“ [18]. Protéká-li vodičem proud, indukuje tak ve svém okolí magnetické pole. Přiložením vodivého materiálu, kterým protéká stejnosměrný proud, je tento proud vlivem kolmého vnějšího magnetického pole vychylován. Vychýlení způsobí rozdíl potenciálů mezi okraji vodivé destičky, který je možné snímat. [18],[4], [16]

Z předchozích možností přichází v úvahu proudový transformátor a hallova sondy. Důvodem je obtížná průmyslová nerealizovatelnost Rogowského cívky.

Proudový transformátor je použitelný pouze v případě měření střídavých proudů [18]. Navíc je vhodný pouze pro měření harmonických průběhů. Skokové změny proudu indukují velké napětí na výstupních svorkách, čímž se měření stává méně přesným. Výhodou je jednoduché mechanické uchycení na vodič, kterým teče měřený proud a malá teplotní závislost měření.

Hallova sonda je použitelná pro měření střídavých i stejnosměrných proudů a je schopna snímat i neharmonické průběhy signálu beze změny jejich tvaru [18]. Teplotní drit je různý podle druhu použité sondy.

Protože hallova sonda je schopna snímat i neharmonické signály, bude použita jako snímač proudu.

3 NÁVRH EL. SCHEMAT ZAŘÍZENÍ

Dokumentace elektrických schémat realizovaného zařízení, která je uvedena v příloze této práce, je rozdělena do dvou částí. První část obsahuje elektrické schéma zařízení, kde jednotlivé moduly jsou zapojena jako funkční bloky. Druhá část obsahuje elektronická schémata jednotlivých modulů. V rámci textu budou uvedeny pouze části schémat z důvodu jejich jednoduššího manipulace.

Pro větší přehlednost bude nejprve popsáno schéma celého zařízení. Blokovým uvedením jednotlivých modulů snáze pochopíme jejich funkci a nutné vlastnosti, které budou uvedeny následně v části zabývající se popisem schémat jednotlivých modulů.

3.1 Schéma zařízení list 1: Napájení zařízení; Připojení IGBT; modul měření proudu

Na listu 1 elektrického schéma zařízení lze vidět napájení zařízení z elektrické rozvodné sítě vodiči L, N a PE. Vodič PE musí být galvanicky spojen s povrchem kovové krabice přístroje a se středem transformátoru Tr1.

Vodič L je veden přes přepínač S1, který slouží jako hlavní spínač zařízení, na pojistku F1 a F2. Spínač S1 je běžný kolébkový spínač s možnou zátěží do 6 A a napětím 250 V AC.

Pojistka F1 slouží jako ochrana před zničením transistorů IGBT. Jedná se o pojistku typu F (rychlá) a její hodnota vychází z maximálního proudu sekundárního vinutí Tr1. Pojistka F2 je běžná tavná pojistka sloužící k ochraně elektronických modulů. Její hodnota je dána samotnou spotřebou elektronických modulů a především pak nutností snést proudovou špičku při zapnutí přístroje, kdy se budou nabíjet kondenzátory zdroje stabilizovaného napětí ES1.

Transformátor Tr1 napájí soustavu magnetizačního proudu. Výstupní proud byl v předchozích kapitolách určen na 50 A efektivní hodnoty. Napětí na sekundárním vinutí, při uvedené hodnotě proudu, můžeme určit z rovnice (3.1).

$$U_{sek} = R I_{mag} + U_{ce} \quad (3.1)$$

ked: R - odpor vedení + testovaného prvku,

I_{mag} - maximální magnetizační proud,

U_{ce} - je hodnota napětí na IGBT řídicím transistoru.

Maximální magnetizační proud je 50 A. Z katalogového listu určíme, že napětí na IGBT transistoru v saturaci je 1,75 V [19]. Odpor vedení a testované součásti bude s každou součástí

jiný. Můžeme nicméně určit, že zařízení bude testováno na bočníku 50 mΩ/50 W. Výkonově bude tento resistor stačit, protože proud jím protékající nebude stálý. Mezi magnetizacemi může resistor chladnout. Z hodnoty zátěžového odporu plyne úbytek napětí na zátěži podle rovnice (3.2). Hodnotu úbytku napětí dosadíme do rovnice (3.1). Napětí na sekundárním vinutí bude rovno 4,25 V. Vzhledem k výkonovému použití transformátoru bylo rozhodnuto nechat vyrobit transformátor s 5 V na sekundárním vinutí a výkonu 300 VA, což odpovídá 60 A sekundárního proudu.

$$U_z = R I_{mag} = 0,05 \cdot 50 = 2,5 \text{ V} \quad (3.2)$$

Jak plyne z rovnice poměrů na transformátoru (3.3), bude proud primárním vinutím, při plném zatížení 50 A, roven 1,08 A. Pojistka F1 tedy bude dimenzována na tento proud. Neměla by tedy být vyšší než na 1,25 A, což je hodnota běžně vyráběných pojistek.

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} \rightarrow I_1 = \frac{U_2}{U_1} I_2 \quad (3.3)$$

Na sekundární vinutí je zapojeno antiparalelní zapojení IGBT. Zapojení je realizováno ve svorkovnici X1. Proud je z IGBT veden na magnetizovaný prvek pomocí měděného lanka o průřezu 16mm². Průřez byl určen pomocí tabulky zatížitelnosti vodičů v [20].

Společně s transistorem je do svorkovnice X1 zapojen také modul ES2, který obsahuje především galvanické oddělení budičů IGBT od řídicí elektroniky. Modul ES2 je k řídicímu modulu ES4 připojen čtveřicí vodičů 2-13 až 2-16. Pomocí těchto vodičů modul přijímá signály řízení dvou IGBT a je jimi i napájen napětím +12 V.

Ke druhému vývodu sekundárního vinutí Tr1 je připojeno přímo měděné lanko o průřezu 16mm². Lanko je vedeno skrz měřicí transformátor umístěný na modulu ES3. Ten zajišťuje snížení protékajícího proudu a přenos jeho hodnoty k řídicímu modulu ES4 pomocí vodičů 2-8 a 2-9. Vodiče 2-10 až 2-12 slouží k napájení měřicího modulu napětím ±5 V.

Všechna napájecí napětí modulů jsou stabilizována v modulu stabilizovaného zdroje napětí ES1. Tento modul ze střídavého napětí 230 V přivedeném na svorky L a N stabilizuje všechna potřebná napětí pro chod zařízení: ±5 V, +12 V, +24 V a 24 V střídavého napětí synchronizačního signálu. Dále lze k modulu připojit LED indikující přítomnost napětí na svorce L. Proud touto LED by měl být do hodnoty 25 mA při napětí na přechodu 3,2 V [21].

3.2 Schéma zařízení list 2: Řídicí modul

Na listu 2 schémat zařízení se nachází řídicí modul ES4 a řadič displeje ES7. Společně jsou tyto moduly propojeny sběrnici SPI rozhraní.

Modul řízení je napájen stejnosměrným napětím ± 5 V. Napětí $+12$ V je modulem přiváděno k budičům IGBT. Napětí 24 Vac je na modulu přivedeno k detektoru průchodu nulou z důvodu synchronizace řízení se síťovým kmitočtem.

Řídicí modul ES4 zodpovídá za správné řízení IGBT, tj. za řízení proudu do zátěže v závislosti na úhlu natočení potenciometrů P1 a P2. Potenciometr P1 určuje úhel otevření signálu v případě, že modul generuje tyristorový signál, transistorem modulovanou sinusoidu 2 i pulsně modulovanou sinusoidu symetrickou v bodě $\pi/2$. Potenciometr P2 určuje úhel uzavření v případě nesymetrického řízení pulsně modulované sinusoidy, pokud by toto bylo na experimentálním zařízení testováno.

Fázové řízení je zahájeno stiskem tlačítka TL2. Aktivní řízení IGBT indikuje LED D2 červené barvy. Dioda připojená k výstupům BEH a GND je dimenzována na proud 20 mA při napětí $2,2$ V na jejím přechodu [22]. Tlačítkem TL1 lze řízení vypnout. Je použito tlačítko s oběma stabilními stavy, tj. rozepnuto nebo sepnuto. Tlačítkem tak po prvním stisknutí přestane zařízení generovat magnetizační proud a druhým stiskem je řízení opět povoleno. Důvodem je zamezení náhodného spuštění řízení stiskem tlačítka TL2 START v průběhu prací na zátěži v případě přerušení tlačítkem TL1 STOP. Pulsy řízení IGBT budiče jsou odeslány modulem na výstupy IGBT-Z a IGBT-K, které značí připojení IGBT záporné a kladné půlperiody.

Zároveň s řízením, modul zodpovídá za měření efektivní hodnoty magnetizačního signálu. Jeho interpretace upravená v měřicím modulu ES3 je přiváděna pomocí vodičů 1-9 a 1-8 ke vstupům CS-IN a GND. Měřicí modul je napájen napětím ± 5 V vedoucích z modulu řídicího.

Naměřená efektivní hodnota magnetizačního signálu je pomocí SPI rozhraní posílána na modul řadiče displeje ES5. Ten tuto digitální hodnotu převede na zobrazovací jednotku, kterou je 4×7 segmentový displej. Modul řadiče displeje je napájen napětím $+5$ V.

Rozhraní SPI bylo vybráno z důvodu snadné technické realizace i vysokých možných přenosových rychlostí, které mohou teoreticky dosahovat hodnot v řádech Mbps. Rychlost přenosu závisí na pracovním kmitočtu master kontroléru rozhraní, použitém datovém vodiči a na jeho délce, příp. umístění v rozvaděči zařízení. [23],[24]

3.3 Schéma modulu zdroje stabilizovaného napětí

Zdroj stabilizovaného napětí vytváří ze vstupního napětí 230 V napájecí napětí jednotlivých modulů a střídavé napětí signálu synchronizovaného se síťovým kmitočtem. Vstupní střídavé napětí je přivedeno na svorky X1-1 a X1-2, odkud je vedeno na transformátory Tr1 a Tr2.

Transformátor Tr2 slouží k převodu síťového napětí na napětí synchronizačního signálu. Transformátor je použit z důvodu nutnosti snížit napětí elektrické sítě na napětí bezpečné pro detektor průchodu nulou na řídicí desce. Na tento transformátor je kladen nárok větší fázové přesnosti než přenášeného výkonu. Jako detektor průchodu nulou bude použit obvod integrovaný přímo na čipu mikrokontroléru PIC16F1613. Maximální možný proud detektorem je 300 μ A podle katalogového listu mikrokontroléru [25]. Nejlepší vlastnosti co do fázového posuvu měl podle [26] vybraný transformátor Tr2 typu 58-0020-024-B.

Transformátor Tr1 slouží k přenosu síťového napětí 230 V na napětí, které bude stabilizováno na různá napětí k napájení ostatních modulů. Celkový výkon transformátoru byl odhadnut na 10 VA při výstupním napětí 24 V. Maximální možný odběr z tohoto transformátoru je tedy 416 mA. Z rovnice (3.3) plyne hodnota proudu primárem $I_I=50$ mA. Z toho plyne hodnota pojistky F2 na listu 1 schéma přístroje, která je naddimenzována z důvodu nutnosti vydržet proudovou špičku způsobenou velkými kondenzátory v modulu ES1.

Hodnota výkonu transformátoru je dána odhadem spotřeby jednotlivých el. prvků modulů. Odběr proudu bude tvořen převážně obvody vyhodnocení tlačítek, indikujícími LED a displejem. Obvody vyhodnocující stisk tlačítek budou odebírat cca 30 mA. Proud LED indikující běh řízení magnetizačního proudu je asi 20mA. Stejně tak proud LED indikující běh zařízení. Displej bude při maximálním možném rozsvícení segmentů, tj. 8x4 LED po 10 mA, odebírat až 320 mA. Součtem odběrů uvedených v tomto odstavci odhadneme celkový odběr všech modulů na 395 mA při maximálních možných odběrech, což lze vyjádřit rovnicí (3.4). Transformátor o výkonu 10 VA by měl spotřebu pokrýt i s mírnou rezervou.

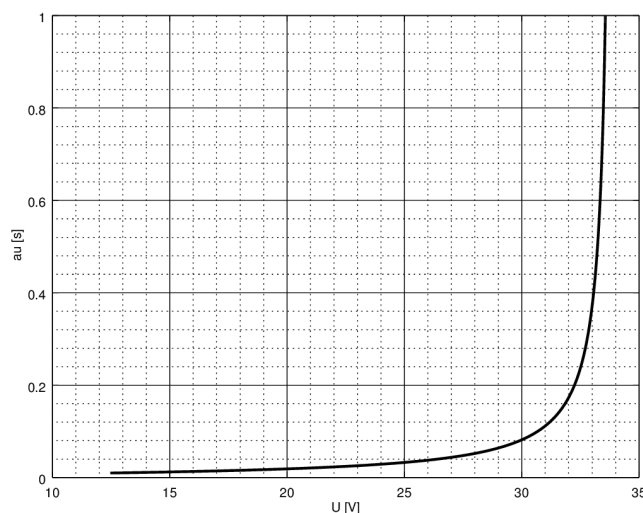
$$I = I_{TL} + 2 I_{LED} + 4 \cdot 8 I_{SEG} = 30 + 2 \cdot 20 + 32 \cdot 10 = \underline{395 mA} \quad (3.4)$$

Střídavé napětí z transformátoru je usměrněno na integrovaném diodovém můstku IO1. Můstek má maximální průrazné napětí na diodách 500 V a propustný proud 1 A při úbytku napětí na diodách menším než 1,1 V [27].

Za diodovým můstkem se nachází dva nabíjecí elektrolytické kondenzátory C1 a C2 o no-

minimální hodnotě 2200 uF/50 V. Kondenzátory slouží k minimalizaci činitele zvlnění dvojcestně usměrněného napětí. Hodnota kondenzátorů byla odečtena z grafu (3.1), jehož průběh plyne z rovnice (3.5) [20]. Graf je vytvořen jako závislost časové konstanty τ na napětí na kondenzátoru U_c v čase $t=10$ ms, což odpovídá době mezi dvěma maximy dvojcestně usměrněného signálu o kmitočtu 50 Hz.

$$u_c(t) = U_m e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.5)$$



Obr. 3.1: Závislost časové konstanty na napětí na kondenzátoru pro čas 10ms

Hodnota časové konstanty na kondenzátoru je dána minimálním možným napětím, o které může vlivem zvlnění napájecí napětí poklesnout. Protože je maximální stabilizované napětí +24 V, je potřeba na vstupu stabilizátoru IO6 udržet napětí alespoň o 2 V vyšší [29]. Napětí by tedy nemělo poklesnout pod 26 V. Započítáme-li zhruba 10 % rezervu, nemělo by napětí poklesnout pod 29 V. Potřebná časová konstanta odečtená z grafu 3.1 bude zhruba 0,1 s.

Hodnota časové konstanty v rovnici (3.5) je dána vztahem (3.6) [20], z kteréhož lze získat potřebnou hodnotu kondenzátoru. Ta bude zhruba 1,2 mF.

$$\tau = C \cdot \frac{U_m}{I_0} \rightarrow C = \tau \cdot \frac{I_0}{U_m} = 0,1 \cdot \frac{400 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2} \cdot 24} \approx 1,2 \text{ mF} \quad (3.6)$$

kde: C - nominální kapacita kondenzátoru,

U_m - amplituda dvojcestně usměrněného napětí,

I_0 - proud dodávaný do obvodu.

Z důvodu velké výrobní tolerance kondenzátorů (běžně 20 %) a jejich relativní časové

nestabilitě byla nominální hodnota kapacity zvolena 2,2 mF. Pro dva použité kondenzátory o uvedené nominální hodnotě bude zvlnění dvojcestně usměrněného signálu nízké.

Zvlněné napětí je z nabíjecích kondenzátorů přivedeno na lineární stabilizátor IO6 (7824), dále přes odpory R1 a R2 na konektor X2, ke kterému se může připojit LED dioda indikující zapnutý stav přístroje a přes diodu D1 na stabilizátor IO2 (7812). Dioda D1 zabraňuje přepolování vstupního napětí stabilizátorů IO2 a IO5.

Lineární stabilizátor IO6 stabilizuje mírně zvlněné napětí na +24 V, které je vyvedeno na konektor X3. Tento výstup slouží jako rezervní napětí, které může být použito například pro napájení ventilátoru chlazení, pokud by byl potřeba.

Hodnota celkového předřadného odporu indikační LED je dána rovnicí (3.7). Maximální napětí, které je na odpory přiváděno je amplituda dvojcestně usměrněného napětí 24V. Tato hodnota je navíc udržována kondenzátory, jak je popsáno výše. Hodnota předřadného odporu vyjde podle rovnice (3.7) $R=1229 \Omega$ (nejbližší vyšší hodnota z řady E24 je 1500 Ω). Celkový ztrátový výkon na odporu bude podle (3.8) roven 0,94 W. Z důvodu snížení ztrátového výkonu na odporu byla jeho hodnota rozdělena do dvou stejně velkých odporů o hodnotě 680 Ω /0,5 W.

$$R = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{Tr2} - U_{LED}}{I_{LED}} \quad (3.7)$$

kde: U_{Tr2} – výstupní napětí transformátoru Tr2 (24 V)

U_{LED} – Napětí na přechodu PN indikační LED (3,2 V) [21]

I_{LED} – maximální povolený proud indikační LED (25 mA) [21]

$$P_{ZTR} = R \cdot I^2 \quad (3.8)$$

Stabilizátor IO2 stabilizuje napětí na hodnotu +12 V. Napětí +12 V je přímo použito k napájení DC/DC měničů [28] sloužících k buzení IGBT (schéma budiče IGBT list 1). Nepřímo, přes stabilizátor IO3 (7805) a nábojovou pumpu IO4 (TC962) napájí napětí +12 V všechny elektronické moduly.

Z celkového proudu všemi obvody a úbytku napětí na IO2 bude celkový ztrátový výkon stabilizátoru necelých 9 W. Důsledkem je nutnost chlazení tohoto stabilizátoru, které bude provedeno připevněním pouzder všech stabilizátorů k zadní stěně krabičky, na které bude z vnějšku připevněn chladič o tepelném odporu maximálně 1,8 K/W.

Přes diodu D2 je napětí +12 V přivedeno ke stabilizátoru IO3, který vytváří napětí +5 V.

Napětí +5 V slouží k napájení všech modulů a zároveň jako symetrické napětí k napětí -5 V pro napájení operačních zesilovačů. Dioda D2 slouží k oddělení napětí +12 V a +5 V při externím napájení napětím z programovacího přípravku.

Nábojová pumpa IO4 (TC962EPA) vytváří napětí opačné polarity než je přivedeno na vstupní pin (Vdd) [31]. Napětí -12 V je přivedeno ke stabilizátoru IO5 (7905), kde je stabilizováno na -5 V. Toto napětí slouží jako symetrické napájení s napětím +5 V k napájení operačních zesilovačů.

Na konektor X2 jsou přivedena všechna napětí, která slouží k napájení řídicího modulu, nebo jsou tímto modulem distribuována. Konektor X5 slouží k napájení řadiče displeje i displeje samotného.

Všechny kondenzátory použité okolo integrovaných obvodů IOx mají hodnoty dané katalogovými listy jednotlivých součástek. [29],[30],[31]

3.4 Schéma modulu zesilovače

Modul slouží k zesílení výstupního napětí z proudového transformátoru, kterým je snímán magnetizační proud. Napájení modulu je přiváděno na konektor X6 z řídicího modulu. Napájení je tvořeno symetrickým napětím ± 5 V. Stejným konektorem je vyvedena zesílená hodnota odpovídající měřenému snímanému magnetizačnímu proudu.

Jako snímač proudu slouží hallova sonda SS94A1F. Vybraná hallova sonda je citlivá (výhoda při měření nízkých proudů) a je možné ji napájet napětím až 12,6 V, což umožňuje využít napájení ± 5 V přivedených ke konektoru. [32]

Sopnda SS94A1F má lůineární výstup o strmost 25mV/0,1mT. Podle vztahu (1.3), lze určit, že ve vzdálenost 2 mm (uvažovaná vzdálenost sondy od povrchu vodiče) bude hodnota magnetické indukce $B_{0(2\text{ mm})}=8,4$ mT, pro maximální hodnotu proudu 85 A. [32]

Výstupní napětí z transformátoru je přivedeno k zesilovacímu stupni tvořenému zapojením s operačními zesilovači OZ1 a OZ2. Obvod zesilovacího stupně byl převzat z [17]. Jedná se o zapojení symetrického přístrojového zesilovače, které má několik výhod:

1. vysoké potlačení CMRR závislé na párové chybě odporů R4 a R3, R5 a R6, R7 a R8,
2. proudově nezatěžuje měřicí sondu (proudový transformátor),
3. dva stupně volnosti k nastavení zesílení celého stupně,

4. jednoduchá symetrizace vstupní polarity.

(převzato z: [17])

Neinvertující vstup OZ1a je připojen k nulovému potenciálu. Tím bude výstupní napětí ve fázi s napětím vstupním OZ1a bude v invertujícím zapojení, OZ1b bude v neinvertujícím zapojení a výstupy z těchto zapojení budou přivedeny na rozdílový zesilovač tvořený zapojením s OZ2a. Zapojení s OZ2b slouží k nulování vstupní napěťové nesymetrie OZ zesilovacího stupně.

Při párové shodě odporů R4 a R3, R5 a R6, R7 a R8 můžeme psát rovnici (3.9) celkového zesílení zesilovacího stupně.

$$A_u = \frac{R_7}{R_5} \left(1 + 2 \frac{R_3}{R_2} \right) \quad (3.9)$$

Potřebné zesílení je dáno maximálním vstupním napětím z halovy sondy (2,1 V) a omezením výstupního napětí operačních zesilovačů OZ1 a OZ2, které pro použité OZ TLV2402DGK při napájení $\pm 5V$ je o 20 mV [33] menší napájecího napětí. Nutné zesílení stupně je tedy možné vyjádřit vztahem (3.10).

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{4,9}{8,4 \cdot 250 \cdot 10^{-3}} \approx 2,3 \quad (3.10)$$

Ze znalosti zesílení zesilovacího stupně lze podle rovnice (3.9) stanovit hodnoty odporů tak, jak jsou uvedeny ve schéma modulu. Z důvodu eliminace párové chyby jsou použity odpory s přesností nominální hodnoty el. rezistivity 0,1 %.

Protože zesilovače vykazují vstupní napěťovou nesymetrii do 1,2 mV (podle [33]), je k neinvertujícímu vstupu rozdílového zesilovače připojen obvod s OZ2b. Ten tvoří také rozdílový zesilovač, ovšem se zesílením 1. Rozvážení zesilovače je určeno trimrem P1, který je zapojen v kaskádě s odpory R14 a R13. Podle rovnice (3.11) lze určit, že na jezdcí trimru bude napětí proměnné od -24,8 mV do +24,8 mV. Takové napětí by mělo stačit ke kompenzaci napěťových nesymetrií OZ zesilovacího stupně.

$$U_d = (5 - (-5)) \frac{(R_{14} + P_1)}{(R_{14} + P_1 + R_{13})} - 5 \quad (3.11)$$

Neinvertující vstup OZ2b je připojen ke dvěma odporům R11 a R12 stejné hodnoty. Zapojení slouží ke kompenzaci posunu nulového potenciálu na DPS modulu. Aby mělo zepojení odporů smysl, je nutné umístit je co nejdále od sebe, nejlépe jeden blízko k proudovému transformátoru a druhý ke konektoru X1.

Pro pokrytí špičkových odběrů OZ jsou k napájecímu napětí připojeny kondenzátory C1

až C5. Hodnota kondenzátorů není výrobcem specifikována, nicméně 100 nF je běžně používaná velikost kapacity, v okolí integrovaných obvodů, pro pokrytí výkyvů napájecího napětí.

3.5 Schéma řídicího modulu

Schéma řídicího modulu je rozděleno do 4 listů shémat. Na prvním listu je uvedeno zapojení mikrokontrolérů, druhý list obsahuje analogové vstupní obvody modulu, třetí list digitální vstupy modulu a čtvrtý list výstupní obvod k budiči IGBT a zapojení konektoru SPI rozhraní.

3.5.1 Zapojení mikrokontrolérů

Řídicí modul zahrnuje dva mikrokontroléry (MCU): IO1 a IO2. MCU IO1 zpracovává informace z potenciometrů nastavujících úhly otevření, příp. uzavření IGBT, které synchronizuje s napětím synchronizační sinusoidy přivedeném k modulu ze zdroje stabilizovaného napětí. Po zpracování informací vysílá řídicí pulsy k budiči IGBT. MCU IO6 počítá efektivní hodnotu napětí přiváděnou k řídicímu modulu z modulu měřicího a vypočtenou hodnotu odesílá po SPI sběrnici k řadiči displeje.

Mikrokontroler IO1 slouží tedy k fázovému řízení IGBT. Jedná se o MCU výrobce Microchip typu PIC16F1613. Tento mikroprocesor je přímo „navržen pro řízení malých motorů a běžné aplikace“ [25]. S výhodou lze tedy tento procesor použít k fázovému řízení, ke kterému je mikrokontrolér hardwarově uzpůsoben. MCU PIC16F1613 obsahuje např. detektor průchodu nulou, který může být použit k synchronizaci se síťovým kmitočtem.

Mikroprocesor IO1 je napájen stejnosměrným napětím +5 V. Mezi napájecí potenciály je připojen kondenzátor C1, který slouží k pokrytí špičkových odběrů mikrokontroléru. Hodnota kapacity C1 není přímo výrobcem uvedena, ale hodnota 100 nF je běžně používána.

Jako digitální vstup MCU slouží piny RA5, RA4, RC5, RC4 a RC3. Všechny tyto vstupy jsou připojeny k obvodům na listu 3 schéma řídicího modulu. Vstupy slouží k zahájení řízení IGBT (START) k jeho přerušení (STOP), a jako rezervní např. pro změnu průběhu signálu.

Analogové vstupy RA0, RA1 a RA2 slouží k řízení IGBT. Vstupy RA0 a RA1 jsou MCU hardwarově namapovány na A/D převodníky [25] a vyhodnocují natočení potenciometrů určujících úhel otevření příp. uzavření IGBT. Analogový vstup RA0 je vnitřně připojen k modulu detektoru průchodu nulou (ZCD) [25].

Ke kontaktu RA0, vnitřně připojenému k ZCD, je externě zapojen předřadný odpor R1, který omezuje proud modulem detektoru. Velikost odporu vychází z maximálního proudu detektorem, který může být až 300 μA podle doporučení výrobce. Z [25] je tak převzat vztah (3.12), ze kterého plyne hodnota předřadného odporu 120 k Ω .

$$R_{SERIES} = \frac{V_{PEAK}}{3 \cdot 10^{-4}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 24}{3 \cdot 10^{-4}} \approx 120 \text{ k}\Omega \quad (3.12)$$

Kontakty MCU RC0 a RC1 jsou výstupem signálů log. „1“ (+5 V) a log. „0“ (0 V). Digitální signály jsou přivedeny na výstupní obvod pro buzení IGBT. Stav Log. „1“ obvod spíná (IGBT sepnut) a stav log. „0“ obvod rozpíná (IGBT rozepnut).

Posledním použitým kontaktem MCU PIC16F1613 je RC2. Jedná se o výstupní indikační signál řízení IGBT. Signál reaguje na stisk tlačítka START přepnutím do log. „1“ (+5 V) a je v tomto stavu až do konce řízení IGBT (časovač uvnitř MCU, nebo stisk tlačítek STOP). Pak přepne zpět do log. „0“. Výstup kontaktu je přes odpor R2 veden ke konektoru X1, ke kterému je připojena LED indikující běh řízení. Proud LED je předřadným odporem omezen na 20 mA z důvodu maximálního možného zatížení kontaktu mikrokontroléru, které je 25 mA [25].

Mikrokontrolér IO2 zpracovává usměrněný signál z měřicího modulu a usměrňovače umístěného na řídicím modulu. Ze signálu počítá efektivní hodnotu, která je jím posílána sběrnici SPI do modulu řadiče displeje. Důsledkem je použití signálového procesoru (DSP), který je hardwarem uzpůsoben k výpočtům v plovoucí i pevné desetinné čárce a k rychlým převodům analogového signálu na signál digitální [34]. Z mnoha zástupců DSP byl vybrán dsPIC30F3013 výrobce Microchip. Stejný výrobce umožní použití stejných vývojových prostředí pro oba uvedené mikrokontroléry. Signálový procesor označením 3013 byl vybrán na základě poměru množství kontaktů (pouze 28 pinů), velikosti programové paměti (24 kB) [35] a dostupnosti na trhu.

Signálový procesor dsPIC30F3013 je napájen napětím +5V, které lze přivést mezi dva páry kontaktů. Blíže ke kontaktům 19 a 18 je paralelně zapojen kondenzátor C5 nominální kapacity 100nF z důvodu pokrytí krátkých výkyvů napájecího napětí a špičkových odběrů DSP.

Ke kontaktu MCLR je zapojen obvod hlídání ustálení napětí po zapnutí napájení (MCLR). Schéma je převzato z [36] a je zobrazeno na obrázku . Při sepnutí napájecího napětí je přes odpor R4 nabíjen kondenzátor C2. Přechodový děj RC článku tvořeného touto dvojicí odezní zhruba po 3ms, jak plyne z rovnice (3.13).

$$t_o \approx 3RC = 3\text{ms} \quad (3.13)$$

Zhruba v polovině této doby, tj. po 1,5ms začne DSP považovat vnější oscilátor za nastartovaný a počká 1024 period oscilátoru na jeho ustálení. Následně DSP čeká 20us na případně připojení PLL [36]. Doba nabíjení RC článku je hlavním zdržením při náběhu mikroprocesoru a zajišťuje ochranu před kulminací napájecího napětí.

Mikroprocesor je taktován krystalem XTAL1 o kmitočtu 32 MHz. Podle doporučení výrobce [36] je obvod krystalu zapojen se dvěma kondenzátory o velikosti kapacity 22 pF. Hodnota kapacity kondenzátorů je dána doporučením výrobce [36].

Na analogový vstup AN0 je přiváděn signál reprezentující magnetizační proud. Z něho je v DPS počítána efektivní hodnota. Vnitřně je kontakt AN0 mapován k jednomu z 10-ti kanálů A/D převodníku [36].

Pro přesný převod je potřeba stabilní referenční zdroj napětí. Ten je přiveden ke kontaktům Avdd a Avss DSP. Jako přesný zdroj stabilního referenčního napětí slouží integrovaný obvod AD1585BRTZ-REEL7 (IO4). Ten vytváří ze vstupního stabilizovaného napětí 8 V napětí 5 V s přesností $\pm 0,1\%$ [37]. Reference bude pracovat do vysokoimpedanční zátěže, kterou představuje vstup DSP. Proudové zatížení reference bude minimální, čímž je eliminován teplotní drift součástky (až $0,5\text{ mV}/^\circ\text{C}$ [37]). Pro snížení výkonových ztrát na referenci je napájena z IO3 (78L08), který snižuje a stabilizuje vstupní napětí na 8 V. Maximální chyba tak bude dána více méně jenom přesností součástky. Výstupní napětí se tak bude pohybovat od 4,995 V do 5,005 V. Při použití 10-bit A/D převodníku DSP [36], odpovídá tato chyba LSB převodu. Pomocí měřicího bodu MP1 si lze ověřit přesnost a funkčnost reference IO4.

Napětí +8 V, které je přiváděno na referenci IO4 je dostatečné, protože minimální úbytek napětí na referenci je 200 mV [37].

Mikrokontrolér dsPIC30F3013 odesílá vypočtenou efektivní hodnotu na řadič displeje pomocí sběrnice SPI. Celá sběrnice je realizována prostřednictvím kontaktů DSP, které jsou určeny výrobcem MCU pro režii SPI rozhraní: RF2, RF3, RF6 [36] a kontaktu RD8, který je zvolen jako SS pin sběrnice. Důvodem volby kontaktu SS, který není výrobcem určený, je snazší návrh následující DPS. [36]

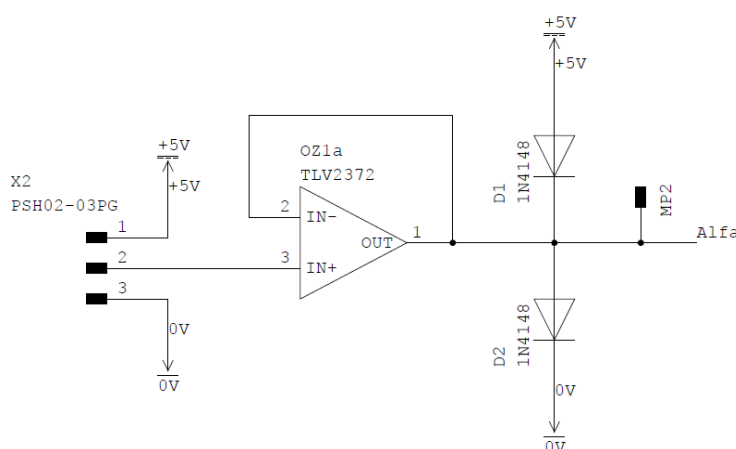
3.5.2 Vstupní obvody analogových signálů, napájení řídicího modulu

List 2 schémat modulů je rozdělen na tři části. V levé části je vykresleno zapojení analogových vstupů z potenciometrů určujících úhly otevření příp. uzavření IGBT. V pravé horní části je uvedeno zapojení napájecího konektoru řídicí desky a zapojení kondenzátorů u napájení operačních zesilovačů. Pravá dolní část zobrazuje zapojení aktivního usměrňovače, který zpracovává signál z měřicího modulu.

Zapojení analogových vstupů z potenciometrů je pro úhel otevření a uzavření shodné. Jedno ze zapojení analogového vstupu je uvedeno na obrázku 3.2.

Potenciometr je připojen ke konektoru X2, který jej kontaktem 1 a 3 napájí napětím +5V. Na kontakt 2 je přivedeno napětí z jezdcy potenciometru. Potenciometr tak tvoří dělič napětí.

Napětí z jezdcy potenciometru je přivedeno na neinvertující vstup operačního zesilovače OZ1a, který je v zapojení tzv. napěťového sledovače. Napěťový sledovač přenáší napětí ze vstupu na výstup. Důvodem zapojení napěťového sledovače do obvodu je nízké proudové zatížení měřeného objektu. Potenciometr se tak chová jako nezatížený dělič.



Obr. 3.2: Schéma zapojení analogového vstupu z potenciometru

Diody D1 a D2 na výstupu napěťového sledovače slouží jako ochrana proti přepólování nebo přepětí na vstupním kontaktu MCU. Napětí 5,7 V nebo -0,7 V bude diodami svedeno na potenciál +5 V nebo na potenciál 0 V. Hodnotu napětí nastavenou potenciometrem lze odečítat z měřicího bodu MP2.

Operační zesilovač bude zatížen proudem o maximální hodnotě 100 nA, což je hodnota proudu, která může téci do vstupního kontaktu MCU [36]. Jelikož použitý operační zesilovač

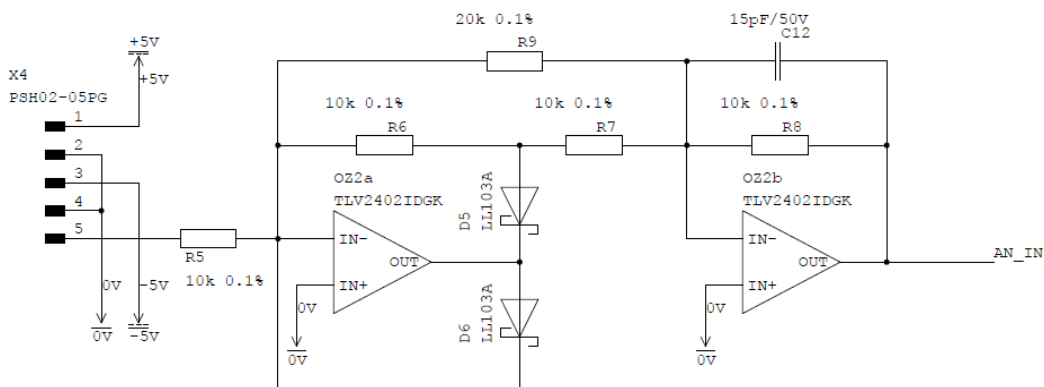
TLV2372 je typu rail-to-rail, bude při maximálním vybuzení na jeho výstupu napětí blízké napětí napájecímu. Při napájecím napětí ± 5 V bude minimální výstupní napětí 4,9 V [38].

Napájení řídicího modulu je přivedeno na konektor X5. Na stejný konektor jsou přivedena napětí ± 5 V, +12 V a synchronizační signál ac24 V. K napájení operačních zesilovačů jsou paralelně připojeny kondenzátory pro odstranění kolísání napětí a pokrytí špičkových proudových odběrů C8 až C11.

V pravé dolní části schéma je zobrazen aktivní usměrňovač, na který je přiváděn signál z měřicího modulu (kontakt 5 konektoru X4). Aktivní usměrňovač slouží k dvoucestnému usměrnění signálu z měřicího modulu. Zapojení je převzato z [17] a je zobrazeno na obrázku 3.3.

Zapojení je tvořeno dvěma operačními zesilovači OZ2a a OZ2b. Zapojení s operačním zesilovačem OZ2a pracuje jako aktivní invertující usměrňovač. Zapojení s OZ2b tvoří invertující zesilovač.

Pro obě polaritu je přenos zapojení dán vztahem (3.14). Při kladné polaritě signálu podmínkou platnosti vztahu (3.14) rovnice (3.15). Pro zápornou polaritu signálu je potenciál výstupu OZ2a roven 0 V a výstupní napětí je dáno pouze poměrem odporů podle (3.14) za jakýchkoli podmínek.



Obr. 3.3: Zapojení aktivního usměrňovače (převzato z:[17])

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{R_{45}}{R_{46}} \quad (3.14)$$

$$R_{42} = R_{43} = R_{44} = \frac{1}{2} R_{46} \quad (3.15)$$

Diody D1 a D2 jsou z důvodu rychlé doby zotavení a nízkého úbytku napětí typu Schott-

ky. Typická hodnota úbytku napětí na použitých Schottkyho diodách je 0,37 V při průchozím proudu 20 mA [39].

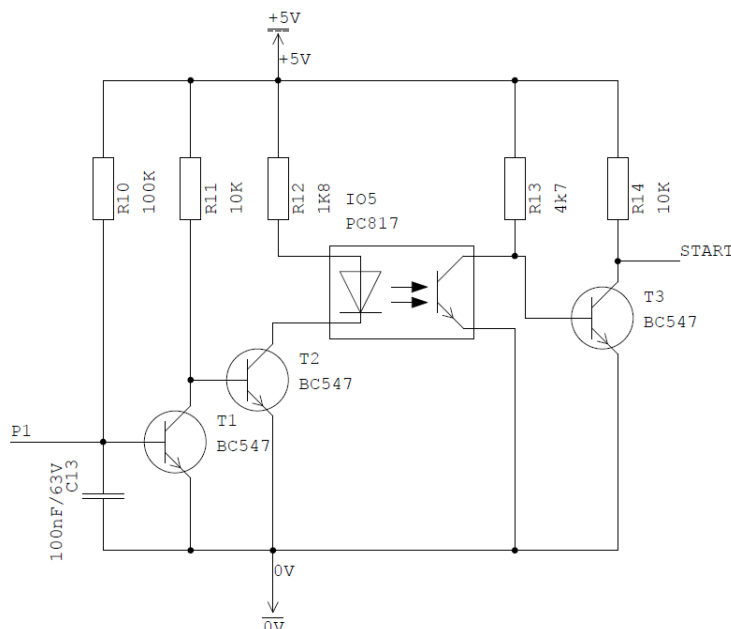
Použité operační zesilovače mají maximální výstupní napětí o 20 mV nižší, než je napětí napájecí, tj cca 4,95 V. [33]

3.5.3 Digitální vstupy

List 3 schémat řídicí desky zobrazuje 5 stejných zapojení obvodů vyhodnocujících vstupy z tlačítka nebo přepínače.

Všechny mechanické spínací prvky jsou připojeny ke konektoru X6. Tímto konektorem jsou spínací prvky jedním pólem připojeny k nulovému potenciálu napájecího napětí a druhým pólem ke konektoru a následně k bázi vstupního transistoru T1 a kondenzátoru C13.

V klidovém stavu je kondenzátor C13 nabit přes resistor R10 na napětí cca 0,65 V. Toto napětí je dáno napětím U_{BE} na vstupním transistoru T1 [43]. Po dosažení napětí na kondenzátoru C13 dojde k sepnutí transistoru T1, čímž dojde ke stažení potenciálu báze T2 k nulovému potenciálu. Transistor T2 je rozepnut. Přes diodu optočlenu IO5 tak nemůže protékat proud, čímž je výstupní transistor optočlenu IO5 rozepnut a na bázi výstupního transistoru T3 je přes odpor R13 přiveden napájecí potenciál +5 V. Transistor T3 je tak sepnut a na výstupu obvodu se objeví potenciál cca 0,3 V (přechod C-E transistoru T3 v saturaci [43]), což znamená log. „0“.



Obr. 3.4: Schéma obvodu vyhodnocení stisknutí tlačítka

Při sepnutí mechanického spínacího prvku dojde k zámkitům na jeho výstupech jak plyne

z provedeného měření [42] a z [41] a [40].

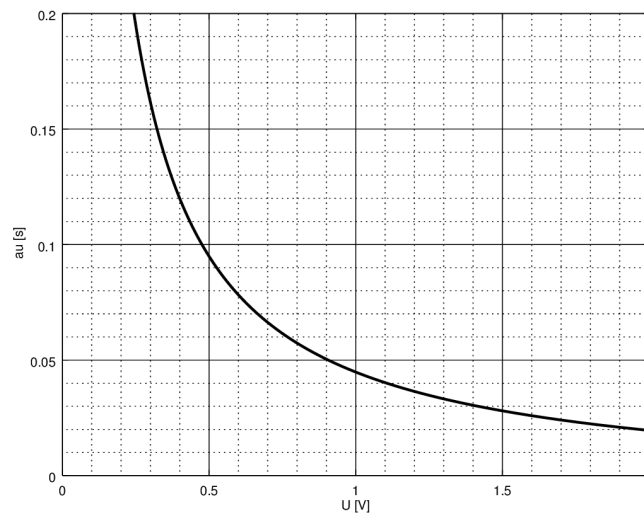
Ošetření těchto zákmitů je prováděno pomocí RC filtru složeného z odporu R10 a C13. Stisknutím tlačítka je napětí z kondenzátoru vybito do nulového potenciálu. Zákmitem dojde ke znovu nabíjení přes odpor R10. Aby byl zákmit potlačen, musí být délka jednoho kmitu kratší než doba nabití kondenzátoru na 0,6 V (napětí sepnutí transistoru T1). Měřením [42] bylo zjištěno, že žádný kmit nebyl delší než 10 ms. Z rovnice nabíjení kondenzátoru (3.16) a z níže uvedených parametrů rovnice lze odvodit průběh závislosti časové konstanty τ na napětí na kondenzátoru (obr. 3.5), a tím i potřebnou kapacitu kondenzátoru. Časová konstanta musí být vyšší než 0,08 s. Podle rovnice (3.17) tak jedna z mnoha kombinací je použití odporu o velikosti 100 k Ω a kondenzátoru o kapacitě 100 nF. Dosažená časová konstanta $\tau=0,1$ s by měla být dostatečná pro odfiltrování zákmitů kratších než 10 ms.

$$u(t) = U_m (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (3.16)$$

zadané parametry: $t = 1 \text{ ms}$,

$$U_m = 5 \text{ V}.$$

$$\tau = RC \quad (3.17)$$



Obr. 3.5: Závislost časové konstanty RC členu na nabitém napětí v čase $t=10\text{ms}$

Transistor T1 tedy bude stiskem spínacího prvku na vstupu obvodu ihned rozepnut. Jeho sepnutí nastane až po cca 10ms od rozepnutí spínací prvku na vstupu obvodu. Rozepnutím T1 dojde k sepnutí T2 a tím i k umožnění průtoku proudu diodou optočlenu IO5. Výstupní transistor optočlenu IO5 je v důsledku toho sepnut a dojde k rozepnutí výstupního transistoru T3. Tím se na

výstupu obvodu objeví potenciál +5 V, tj. log. „1“.

Maximální odběr obvodu je dán součtem proudů všemi větvemi. Větví transistoru T1 a T3 poteče proud daný rovnicí (3.18).

$$I_C = \frac{U_{cc} - U_{CEsat}}{R} = \frac{5 - 0,3}{10^4} = 470 \mu A \quad (3.18)$$

kde: $U_{cc} = 5 \text{ V}$,

$$U_{CEsat} = 0,3 \text{ V},$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega.$$

Proud bázi T3 je dán rovnicí (3.19). Proud kolektorem výstupního transistoru optočlenu je dán rovnicí (3.20) a proud diodou optočlenu je dán rovnicí (3.21) Úbytky napětí na diodě a transistoru optočlenu jsou převzaty z [44]. Poslením proudem k vyčíslení je proud bázi T2. Ten je dán stejnou rovnicí jako v případě proudem bázi T3 (3.19) Hodnota odporu bude $R=10 \text{ k}\Omega$. Proud bázi tak bude $I_{bT2}=435 \mu A$.

$$I_{bT14} = \frac{U_{cc} - U_{be}}{R_{32}} = \frac{5 - 0,65}{4,7 \cdot 10^{-3}} = 925 \mu A \quad (3.19)$$

$$I_D = \frac{U_{cc} - U_{CEsat} - U_D}{R_{19}} = \frac{5 - 0,3 - 1,2}{1,8 \cdot 10^3} = 1,9 \text{ mA} \quad (3.20)$$

$$I_{Cop} = \frac{U_{cc} - U_{opsat}}{R_{32}} = \frac{5 - 0,1}{4,7 \cdot 10^3} = 1 \text{ mA} \quad (3.21)$$

Při rozepnutém spínacím prvku bude proud obvodem dán součtem proudů kolektorem T1, bázi T3 a kolektorem T3. Celkový proud obvodem bude asi 1,9 mA. Sepnutí tlačítka sepne transistory tak, jak je popsáno výše. Proud obvodem tak bude dán bázi T2, diodou optočlenu a transistorem optočlenu. Celkový proud bude cca 3,3 mA.

Maximální odběr všech pěti vyhodnocovacích obvodů bude asi 16,5 mA. V rovnici (3.4) výkonu napájecího transformátoru je hodnota vyhodnocovacích obvodů tlačítek zhruba 2x větší z důvodu rezervy.

Celé zapojení vyhodnocovače digitálního vstupu slouží jako invertující (rozpenuý stav spínacího prvku reprezentuje log. „0“ na vstupu obvodu, tzn. napětí +0,65 V na vstupu členu) zpoždovací člen, kdy zpoždění při sepnutí je dáno sepnutím optočlenu (do 2 μs podle [42], [44]). Zpoždění při rozepnutí je dáno především zpoždáním na vstupním RC členu.

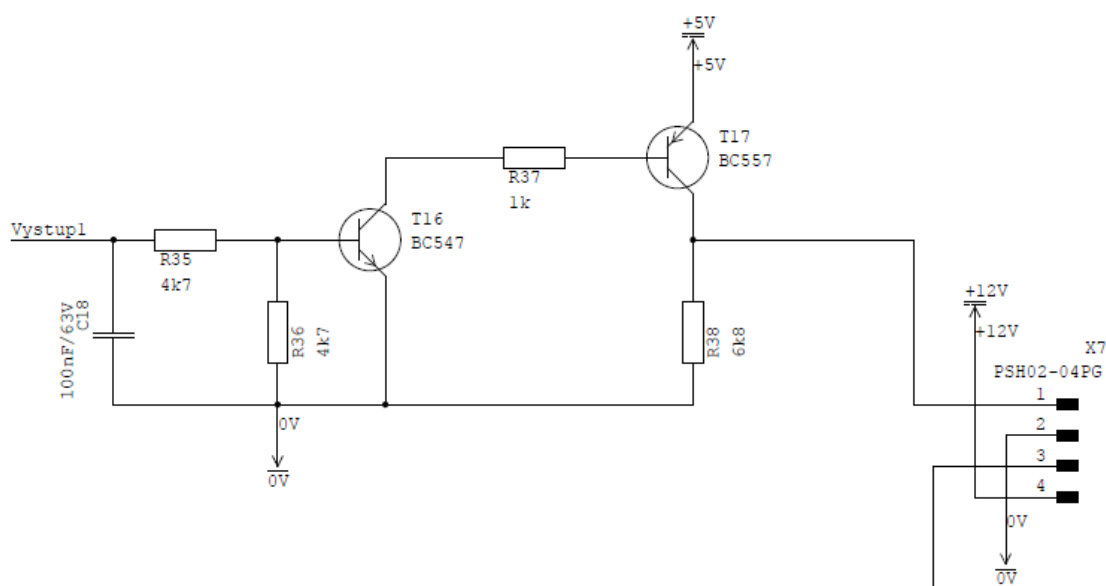
3.5.4 Výstupní obvody řízení, SPI sběrnice

Ve dvou částech listu schéma je rozkresleno zapojení výstupních obvodů řízení IGBT a zapojení konektoru SPI rozhraní.

Jako konektor SPI rozhraní je použit konektor RJ-45. Použitý konektor má výhodu v jednoduchém osazení do DPS a možnost použít kabel, který může být stíněný a je uzpůsoben vedení vysokorychlostních komunikací.

V levé části listu lze vidět zapojení dvou výstupních obvodů řízení budiče IGBT. Řídicí signál je veden na dělič R35, R36, který vybudí transistor T16 do saturace. Sepnutím T16 dojde k uzavření obvodu přes bázi T17. Proud bázi T17 je určen rovnicí (3.22). Takový proud vybudí T17 do saturace [45] a na konektoru X7 je přivedeno napájecí napětí snížené o napětí U_{ce} saturace T17 (0,3 V), tj. log „1“. Proud kolektorem transistoru lze určit pomocí rovnice (3.18) na zhruba 700 μA .

$$\frac{U_{cc} - U_{be} - U_{cesat}}{R_{54}} = \frac{5 - 0,65 - 0,3}{10^3} = 4 \text{ mA} \quad (3.22)$$



Obr. 3.6: Schéma výstupního obvodu řízení IGBT

V případě log. „0“ na vstupu výstupního budiče je transistor T16 rozepnut. Tím nemůže protéci proud bázi T17, který je tak zavřený, a R38 tak slouží jako pull-down odpor, který stáhne výstupní potenciál k 0V.

Kondenzátor C18 na vstupu slouží k odstranění zámkitů na výstupu MCU v době sepnutí napájecího napětí.

3.6 Schéma řadiče displeje

Schéma řadiče displeje je rozděleno na dva listy. První list zobrazuje zapojení řadiče displeje s budičem jednotlivých segmentů Druhý list obsahuje schéma budiče digitů a zapojení displeje.

3.6.1 Řadič displeje; budiče segmentů

Řadič displeje je napájen napětím +5 V přivedeném na konektor X1. Mezi napájecí svorky je zapojen kondenzátor o kapacitě 10 μ F. Kondenzátor je určen k pokrytí špičkových odběrů při přepínání jednotlivých digitů a segmentů displeje.

Každá LED má parazitní kapacitu, která se pohybuje v závislosti na technologii mezi 10 pF až 300 pF [46],[50]. Pro celý displej bude kapacita všech segmentů cca 10 nF při maximální z obou uvedených hodnot. Nabíjecí odpor bude 27,5 Ω , což je paralelní kombinace všech odporů R3 až R10. Přechodový děj nabíje displeje odezní zhruba za 2 μ s.

Je potřeba, aby po tuto dobu kondenzátor udržel napětí na alespoň 4,9 V. Z rovnice (3.5) lze určit hodnotu potřebné kapacity na 3,5 μ F. Kondenzátor kapacity 10 μ F by měl bez potíží pokrýt špičkové odběry segmentů displeje.

Řadič displeje je realizován mikrokontrolérem PIC16F518 (IO1). Jedná se opět o MCU výrobce Microchip. K IO1 je vedeno SPI rozhraní přes konektor X2 (konektor RJ-45). Protože se jedná o MCU v pouzdře SMD, je nutné osadit DPS konektorem pro možnost naprogramovat mikrokontrolér (X3). Aby naprogramování nebudilo segmenty displeje, je nutné při programování rozpojit jumpery J1, J2 a J3 a po naprogramování MCU je zase spojit.

Mikrokontrolér řadiče je k rozhraní SPI připojen prostřednictvím konektoru RJ-45. Rozhraní je tvořeno kontakty RC5, RC4, RA5 a RC3.

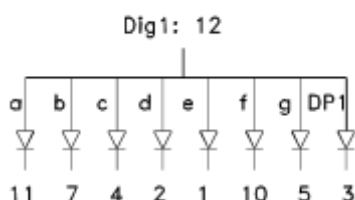
Konatky MCU RB0 až RB7 budí jednotlivé segmenty displeje. Signály z těchto kontaktů jsou vedeny na budič ULN2803A (IO2), který slouží jako invertující proudový budič. Log. „0“ na vstupu bude znamenat Log. „1“ na výstupu budiče. Maximální výstupní proud každým kontaktem budiče je 500 mA. [47]

3.6.2 Budiče digitů, zapojení displeje

Digitů displeje jsou buzeny kontakty MCU RA0 až RA3. Signály z těchto kontaktů jsou

přivedeny na invertující budič ULN2803A (IO3). Přivedením log. „1“ na vstupu budiče IO3 je otevřen jeden z transistorů 2N3906 (T1 až T4) do saturace. Tím je přes jeden z těchto transistorů přiveden na jeden z digitů displeje potenciál +5 V bez úbytku 0,25 V na transistoru 2N3906 [48].

Ze schéma jednoho segmentu displeje na obrázku 3.7 plyne, že řízení digitu je ovládáno přivedením log. „1“ na hlavní větev (12) a jednotlivé segmenty jsou pak rozsvěceny přiváděním log. „0“ na katodové kontakty segmentů.



Obr. 3.7: Schéma digitu displeje. Převzato z: [49]

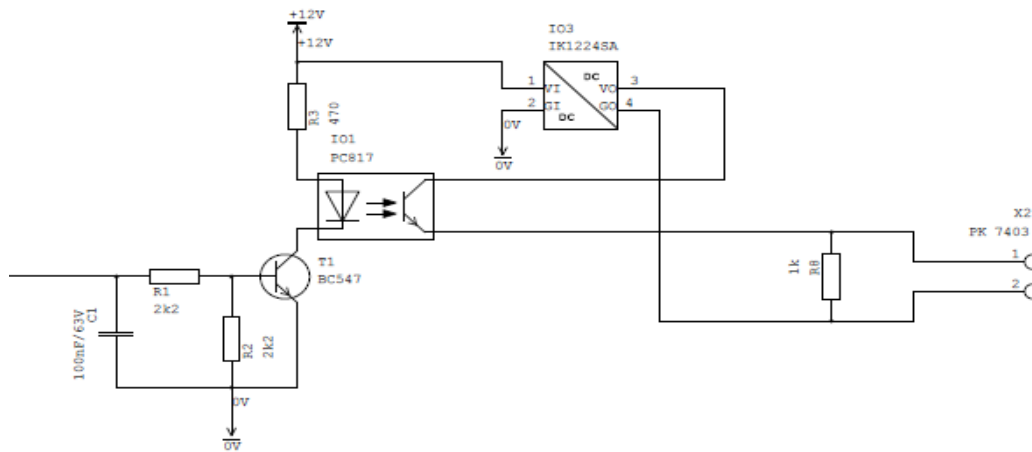
Z popisu rozsvěcení segmentů plyne i výše popsané zapojení budičů displeje. Dále z něho plyne i maximální proud, který bude anodovým budičem (tj. transistory 2N3906) protékat. Maximální možný proud bude cca 80 mA [49]. Každým segmentem protéká 10 mA. Hodnotou proudu segmentem displeje je dána velikost resistorů zapojených za budičem segmentů (IO2), která plyne z rovnice (3.23).

$$R = \frac{U_{cc} - U_{LED} - U_{cesat}}{I_{LED}} = \frac{5 - 2 - 0,25}{10^{-2}} = 275 \Omega \quad (3.23)$$

Displej je připojen k řadiči pomocí dvojice konektorů. Konektorem X7 jsou k displeji vedeny signály segmentů, a konektorem X6 jsou vedeny signály digitů.

3.7 Schéma budiče IGBT

Posledním popisovaným modulem je budič IGBT. Jeho účelem je galvanicky oddělit modul řídicí od výkonové elektroniky. Při řízení sekundárního proudu transformátoru ny neměl nastat žádný velký problém. Při řízení na primárním napětí je potřeba, aby elektrická pevnost budiče byla alespoň 400 Vrms (tzn. 570 V).



Obr. 3.8: Schéma budiče IGBT

Konektorem X1 je modul napájen a zároveň jsou jeho prostřednictvím k modulu přivedeny řídicí signály. Přivedením řídicího signálu na kontakt konektoru dojde k vybuzení jednoho z transistoru T1 nebo T2 do režimu do saturace vlivem vstupního děliče napětí R1,R2 (příp. R4,R5). Vstupní proud bázi transistoru je dán rovnicí (3.22) a má hodnotu 1,8 mA.

Vstupní diodou optočlenu tak může protéci proud o velikosti 7,4 mA podle rovnice (3.20). Podle [44] je při tomto proudu optočlen blízko k optimálnímu proudovému přenosu CTR.

Sepnutím optočlenu dojde ke spojení napájecího potenciálu +24 V tvořeného DC/DC měničem IK1224SA z napětí 12 V. DC/DC měnič je použit z důvodu galvanického oddělení obvodů elektronických modulů a výkonové části zařízení.

Sepnutí optočlenu umožní, aby báze IGBT, která je připojena na první kontakt X2-1 (resp. X3-1) byla připojena na budicí potenciál. Kontakt X2-2 (X3-2) je připojen na emitor IGBT v případě kladné půlperiody nebo na kolektor v případě záporné půlperiody sinusového řízeného signálu.

Z Důvodu kapacity C-E přechodu výstupní transistoru optočlenu je paralelně k těmto elektrodám připojen odpor R8 (R7). Protože u IGBT představuje vstupní elektroda hradla nekonečnou impedanci, výstupní transistor by nestihl vyprázdnit náboj nahromaděný v přechodu C-E a IGBT by zůstal otevřen i v další periodě. Odporů R8 a R7 mají z úkol tento nahromaděný náboj ve chvíli rozepnutí optočlenu vybit. Hodnota odporů je určena na základě průběhu časových odezev v katalogovém listu [44].

Galvanické oddělení je tvořeno optočlenem a DC/DC měničem. Elektrická pevnost optočlenu PC817 je 5000 Vrms [44] a elektrická pevnost DC/DC měniče IK1224A je 1000 V DC [28].

4 POPIS PROGRAMŮ

Jak plyne z popisu schéma, zařízení obsahuje celkem tři mikrokontroléry. Zařízení je tedy obsluhováno třemi programy. V rámci textu bude uveden pouze základní popis jednotlivých programů s ukázkami diagramů částí programů. Všechny zdrojové kódy a kompletní diagramy programů jsou uvedeny na CD přiloženém na vnitřní straně desek textu.

Každý ze tří programů má tři hlavní části:

1. inicializace periférií,
2. obsluha přerušení,
3. hlavní smyčka programu.

V rámci popisu každého programu budou popsány nejdůležitější kroky v jednotlivých částech programu.

4.1 Program řízení IGBT

Program řízení IGBT je nahrán v MCU PIC16F1613 na řídicí desce. Jak plyne z předchozí kapitoly popisu schémat, program řídí úhel otevření a příp. uzavření IGBT.

V závislosti na režimu řízení bude v jednotlivých programech a variantách řízení různé nastavení časovačů, které budou řídit IGBT. Nastavení přerušení, A/D převodníku a I/O portů budou shodná pro všechny varianty řízení.

Následovat tak bude popis inicializace shodné pro všechny varianty řízení, za kterým bude následovat popis inicializace časovačů, obsluhy přerušení jednotlivých variant programů a hlavní smyčky programu.

4.1.1 Inicializace

V rámci inicializace je nastaven pracovní kmitočet mikroprocesoru, I/O porty, A/D převodník, přerušení periférií, modul ZCD a nastavení použitých časovačů 2 a 4.

V konfiguračním registru *CONFIG1* je vybrán vnitřní oscilátor mikrokontroléru *INTOSC* laditelný od 31kHz do 32MHz pomocí hodnoty registru *OSCCON* a spuštěným PLL. Pro aplikaci fázového řízení je postačující pracovní kmitočet oscilátoru $f_{osc}=4\text{MHz}$, kterému odpovídá hodnota frekvence instrukčního cyklu $f_{inst}=f_{osc}/4=1\text{MHz}$. Pro generování kmitočtu $f_{osc}=4\text{MHz}$ není nutná aktivace PLL.

Vnitřnímu A/D převodníku je přiřazen kanál 0 (odpovídá vstupu RA0). Kmitočet převodu je nastaven na nejrychlejší možný ($f_{osc}/2=2\text{MHz}$). Protože převodník je 10-ti bitový, ale MCU pouze 8-mi bitový, je výsledek uložen do dvou registrů (*ADRESH*, *ADRESL*). Výsledek převodu je uložen 8-mi významnějšími bity do registru *ADRESH*. Dva méně významné bity jsou uloženy jako 7. a 6. bit *ADRESL*.

Protože je procesor kromě svých vnitřních hodin závislý ještě na synchronizaci se síťovým kmitočtem, je nutné nastavit přerušení, které bude s tímto kmitočtem synchronizováno. Povoleno bude přerušení od ZCD modulu (synchronizace s kmitočtem el. sítě) a časovačů 2 a 4, které budou mít na starosti režii spínání IGBT v rámci periody napájecí soustavy.

Modul ZCD je v rámci inicializační funkce nastaven pouze na reakci ze záporné do kladné půlperiody. Důvodem je nutnost přesně určit, v jaké půlperiodě se nacházíme po spuštění MCU.

4.1.2 Inicializace časovačů tyristorově modulované sinusoidy

Časovač 2 hlídá dobu 2ms od průchodu nulou z důvodu možných zákmitů sinového signálu právě v okolí nuly. Nastavení časovače odpovídá době přerušení 2ms po spuštění časovače 2. Pomocí rovnice (4.1), která plyne z [25] lze určit potřebné nastavení časovače ($PR2=50$, $CPKS=4$, $OUTPS=10$, $f_{in}=f_{osc}/4=1\text{MHz}$).

$$t = \frac{PRx \cdot CPKS \cdot OUTPS}{f_{in}} \quad (4.1)$$

kde: PRx - hodnota registru pro porovnání s načítaným registrem časovače TMRx,

$CPKS$ - hodnota pre-děličky časovacího signálu,

$OUTPS$ - hodnota post-děličky přerušení komparátoru časovače 2,

f_{in} - vstupní signál časovače

Časovačem 4 je hlídána doba 2/3 periody (60°), což odpovídá hodnotě činitele amplitudy 3 (viz obrázek 2.2). Pro kmitočet 50Hz to odpovídá době 6,66ms po průchodu nulou. Maximální vytočení potenciometru je převedo A/D převodníkem na hodnotu 255. Při této hodnotě musí být doba běhu časovače maximálně 6,6ms.

Podle rovnice (4.1) bude časovač, v čase t od spuštění, generovat přerušení TMR4IF. Nastavení časovače 4 pro dobu běhu $t=6,6\text{ms}$ je: $PR4=255$, $CPKS=8$, $OUTPS=13$, $f_{in}=f_{osc}=4\text{MHz}$.

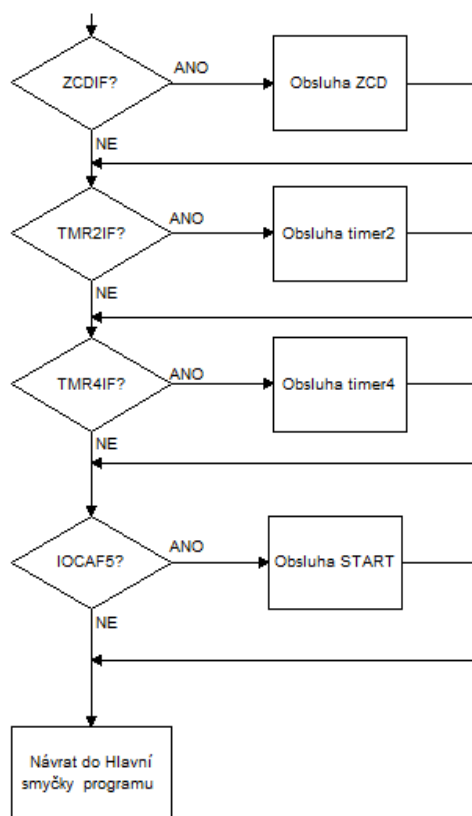
Hodnota PR4 bude měněna v závislosti na vytočení potenciometru.

4.1.3 Obsluha přerušení programu řízení tyristorově modulované sinusoidy

Při řízení budou vyhodnocovány celkem čtyři události, které mohou vyvolat přerušení:

1. průchod nulou synchronizačního signálu,
2. doběh časovače 2,
3. doběh časovače 4,
4. stisknutí tlačítka START.

Obsluha přerušení leží na jednom vektoru přerušení MCU (0x0004h) [25]. Důsledkem je nutnost vyhodnocení nastalých přerušení pomocí podmínek určujících které přerušení nastalo, jak je ukázáno na diagramu obsluhy vektoru přerušení na obr. 4.1.



Obr. 4.1: Obsluha přerušení programu řízení

Jako první je tedy testována událost průchodu nulou modulu ZCD. Výše je naspáno, že v první chvíli je ZCD nastaven na generování přerušení při průchodu ze záporné do kladné půlperiody. Podmínka je splněna při vynulovaném bitu *ZCDIINTN*. V případě prvního generování průchodu nulou spočívá obsluha přerušení v nastavení příznaku kladné půlperiody, nastavení genero-

vání přerušení i při průchodu z kladné do záporné půlperrody ($ZCDIINTN=1$) a spuštění časovače 2. Další přerušení ZCD modulem už výše uvedenou podmínku prvního průchodu nulou nespĺňuje.

Aby bylo zamezeno špatnému vyhodnocení průchodu nulou vlivem zákrmitů v jejím okolí, je následující sekvence programu ochráněna podmínkou dobehu časovače 2 (tzn. 2ms po předchozím přerušení průchodu nulou). V rámci této sekvence je vyčítána hodnota z A/D převodníku (natočení potenciometru úhlu otevření), spouštění časovače 4 s hodnotou PR4 danou výsledkem převodu, nulování řídicího signálu IGBT a nastavení příznaku záporné/kladné půlperrody. Mimo podmínku 2ms po posledním průchodu nulou stojí příkaz nulování příznaku přerušení ZCD modulu.

Jako druhý příznak přerušení je vyhodnocována událost časovače 2. Ta je generována v čase 2ms po jeho spuštění, tzn. po průchodu nulou. V obsluze přerušení časovače 2 je tento vypnut, jsou vynulovány jeho příznak přerušení a čítačí registr TMR2.

Další příznak přerušení bude generovat časovač 4. V obsluze přerušení časovače 4, které může nastat v čase od 0ms do 6,6ms, jsou spínány IGBT. Jejich spínání je podmíněno hodnotou *true* příznaku povolení řízení *IGBTEnable*, nestisknutým tlačítkem STOP a dobou běhu řízení menší než 10 sekund.

Doba běhu řízení je měřena pomocí čítače („*TimeOfRunning*“), který je inkrementován při každém přerušení časovače 4 během spuštěného běhu řízení. Přerušení časovače 4 proběhne každých 10ms. Aby běh řízení byl kratší 10-ti sekund, musí platit podmínka: *TimeOfRunning*<1000.

Pokud není výše uvedený sled podmínek splněn, je nulován příznak povolení řízení *IGBTEnable*.

Posledním vyhodnocovaným přerušením je stisk tlačítka START. Ten nastavuje příznak povolení řízení *IGBTEnable*, nuluje čítač *TimeOfRunning* doby běhu řízení a příznaky nastalého přerušení tlačítkem START.

4.1.4 Hlavní smyčka programu řízení tyristorové modulace sinusoidy

Hlavní smyčka programu obsahuje pouze obsluhu indikační LED. Ta je navázána na příznak povolení řízení *IGBTEnable*.

4.1.5 Inicializace časovačů pulsně řízené sinusoidy

V případě pulsně modulované sinusoidy bude mít časovač 2 odlišnou úlohu, než v případě tyristorově modulovaného signálu.

Časovač 2 v případě pulsně modulované sinusoidy určuje dobu 4,1ms od průchodu sinusoidy nulou. Doba 4,1ms odpovídá úhlu otevření 72° pulsně modulované sinusoidy. Výše je uvedeno, že tomuto úhlu otevření odpovídá hodnota činitele amplitudy 2,2. Hodnoty nastavení registru a děliček jsou dány vztahem (4.1): $PR2=205$, $CPKS=4$, $OUTPS=10$, $f_{in}=f_{osc}/4=1\text{MHz}$.

Časovač 4 opět řídí spínání IGBT. V případě pulsně modulované sinusoidy bude při maximálním vytočení potenciometru ($PR4=255$) sepnutí IGBT v čase $t=4,1\text{ms}$. Nejbližší nastavení hodnot registru a děliček je podle rovnice (4.1) následující: ($PR4=255$, $CPKS=16$, $OUTPS=1$, $f_{in}=f_{osc}/4=1\text{MHz}$). Výsledná hodnota doby přerušení bude $t=4,08\text{ms}$. Znamená to, že v případě pulsně modulované sinusoidy bude mít maximální činitel amplitudy hodnotu asi 2,2, jak plyne z grafu na obrázku 2.6.

Z předchozích odstavců plyne, že časovač 4 doběhne dříve než časovač 2 při spuštění ve stejnou dobu.

4.1.6 Obsluha přerušení programu řízení pulsně modulované sinusoidy

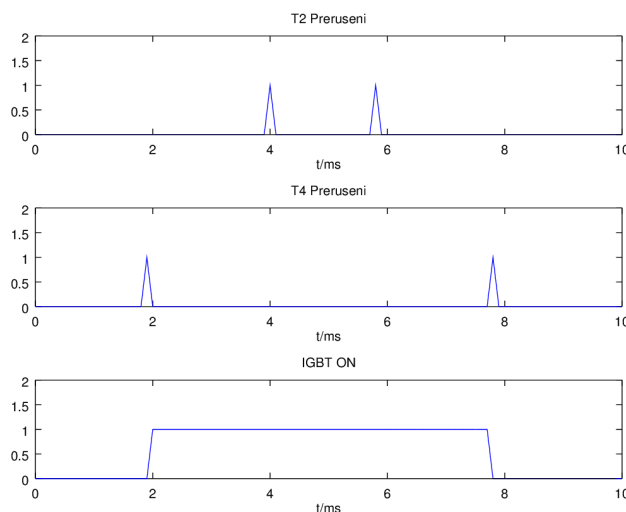
Obsluha přerušení má v případě pulsně modulované sinusoidy stejný průběh, jako je ilustrován na diagramu na obrázku 4.1. Obsluhy jednotlivých událostí se budou více či méně lišit.

Obsluha přerušení modulu ZCD řízení pulsně modulované sinusoidy je shodná s obsluhou přerušení v případě tyristorově řízené sinusoidy.

Nejvýznamější změny nastanou v obsluze přerušení časovače 2. Důvodem je změna jeho funkce v programu. Časovač hlídá minimální dobu otevření IGBT. Tím určuje i symetričnost podle bodu $t=5\text{ms}$. Jak je vidět z časového diagramu na obrázku 4.2, bude nutné měnit dobu běhu časovače 2 v závislosti, zda běží v sudé nebo liché $1/4$ periodě.

Důvodem k hlídání jednotlivých $1/4$ period je symetrie kolem bodu $t=5\text{ms}$. Jak plyne z diagramu 4.2, doběhne časovač 4 vždy před časovačem 2 (viz nastavení časovačů v předchozí části). Po doběhnutí časovače 2 je zřejmé, že oba IGBT musí být řízeny (při splnění níže uvedených podmínek). Aby signál byl symetrický kolem bodu $t=5\text{ms}$, musí být doba běhu časovače 2 změněna na 1,8ms. Tím dojde k vyvolání přerušení časovače 2 v čase 5,9ms. V tuto

chvíli je nutné spustit časovač 4, ovšem s hodnotou registru *PR4* invertovanou. Tím je dosaženo opačné doby běhu časovače 4 než v případě předchozí 1/4 periody.



Obr. 4.2: Časový diagram pulsně modulované sinusoidy

Z výše uvedených důvodů plyne i změna v obsluze přerušení časovače 2. Při sudých průchozech je přenastaven registr *PR2* na hodnotu 90 (podle (4.1) bude tato hodnota odpovídat době běhu 1,8ms, což způsobí symetrii 4,1ms/5,9ms podle času $t=5$ ms). Dále je při sudém vyvolaném přerušení invertována hodnota registru *PR4* a znovu spuštěn časovač 2.

Při lichém průchodu je spuštěn časovač 4 a registr *PR2* nastaven opět na hodnotu 205. Časovač 4 běží do invertované hodnoty, než je nastavená potenciometrem. Časovač 2 již není spouštěn. Jeho spuštění nastane až při průchodu nulou.

Časovač 4 obsluhuje v přerušení spínání IGBT. To je podmíněno, stejně jako v případě tyristorově modulované sinusoidy, příznakem povolení řízení *IGBTEnable*, nestisknutým tlačítkem STOP a během řízení kratším než 10 sekund.

Pokud jsou všechny výše uvedené podmínky splněny, dojde k sepnutí IGBT v případě liché 1/4 periody. Pokud je ale platný příznak sudé 1/4 periody ($PR2=90$), jsou oba IGBT zavřeny.

Každým vyvolaným přerušením je inkrementován čítač *TimeOfRunning*, který slouží jako hlídání doby běhu řízení. Protože je přerušení vyvoláno 2x během každé 1/2 periody (2x během 10-ti ms), je nastavena výše zmíněná podmínka běhu řízení na $TimeOfRunning < 2000$.

Zbytek programu je shodný s programem tyristorově řízené sinusoidy popsaném v předchozích kapitolách 4.1.1 a 4.1.4 .

4.1.7 Obsluha přerušení programu řízení signálu „motýlek“

Obsluha signálu „motýlek“ je složitější, než v předchozích případech. Důvodem je rozdíl v době spínání v případě kladné a záporné půlperiody. Průběh obsluhy přerušení bude shodný s diagramem na obrázku 4.1. Obsluhy přerušení jednotlivých bloků se budou lišit vyjma přerušení vyvolané tlačítkem START.

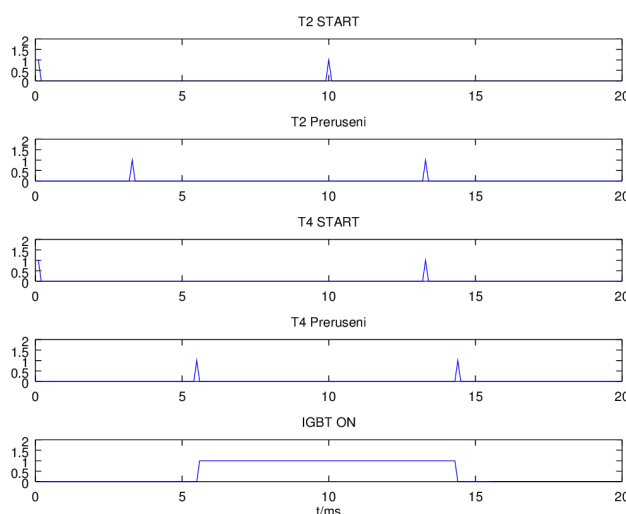
V obsluze přerušení ZCD modulu je spuštěn časovač 2, který je nastaven na dobu 3,3ms. Důvodem spuštění časovače 2 v obou periodách je překlenutí zákmitů v okolí nuly.

Při přechodu ze záporné půlperiody je vyčtena hodnota z A/D převodníku, pro zjištění úhlu otevření a spuštěn časovač 4 s nastavenou dobou doběhu shodnou s invertovaným výsledkem převodu úhlu otevření.

Při přechodu z kladné do záporné půlperiody je invertována hodnota registru *PR4* časovače 4 a v případě splněné podmínka stisknutého tlačítka START, nestisknutého tlačítka STOP a doby řízení nižší 10-ti se-kund jsou sepnuty řídicí signály IGBT.

Obsluha časovače 2 je důležitá v případě záporné půlperiody. Časovač 2 v doběhu v záporné půlperiodě spouští časovač 4. V případě doběhu v kladné půlperiodě pouze vynuluje příznak přerušení časovače 2 a čítací registr *TMR2*.

V obsluze přerušení časovače 4 je nutné rozlišovat mezi kladnou a zápornou půlperiodou. Při doběhu v kladné půlperiodě časovač spíná řídicí signály IGBT, zatímco při doběhu v záporné půlperiodě řídicí signály IGBT rozpíná. Důvod je patrný při pohledu na časový diagram řízení na obrázku 4.3.

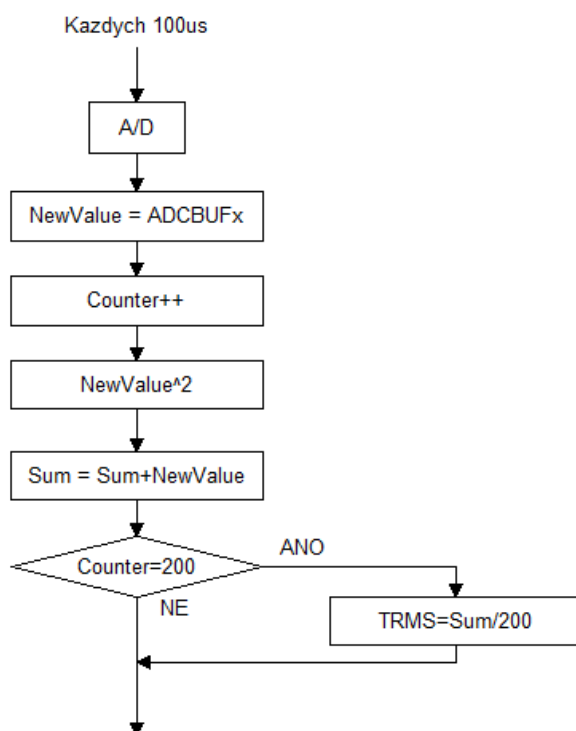


Obr. 4.3: Časový diagram řízení IGBT "motýlek"

V obsluze časovače 4 je v případě platnosti podmínky řízení IGBT inkrementována hodnota *TimeOfRunning*, který slouží k měření doby běhu řízení. Jelikož časovač 4 doběhne během jedné periody 2x, je podmínka 10-ti sekund nastavena na *TimeOfRunning*<2000.

4.2 Program měření efektivní hodnoty

Program zpracovávající signál reprezentující hodnotu magnetizačního proudu v podstatě kopíruje vztah (2.4). Běh jádra programu lze vyjádřit pomocí diagramu na obrázku 4.4.



Obr. 4.4: Diagram jádra programu měření TRMS

Výpočet počet vzorků nasnímaných ve výše uvedené smyčce bude 200. Hodnota 200 plyne z doby trvání periody (20ms pro 50Hz) a doby mezi jednotlivými převody (100 μ s). Mikrokontrolér umožňuje použít automatický A/D převod. Důsledkem je možnost automatického časování A/D převodníku. Z výše uvedeného plyne inicializační struktura programu a hodnoty registrů v ní použité.

4.2.1 Inicializace

V konfiguračních slovech mikrokontroléru je důležité nastavení výběru oscilátoru jako vnější HS. Podle [36] odpovídá toto nastavení krystalu o kmitočtu 10-25MHz zapojenému mezi kontakty OSC1 a OSC2 mikrokontroléru. Pro použití krystalu o kmitočtu 32MHz je nutné vyp-

nout PLL. Externí oscilátor může být použit do 40MHz [36].

Porty I/O jsou nastaveny tak, aby vstupy a výstupy odpovídaly schéma. Jediným výstupním kontaktem je kontakt RF3 výstupních dat SPI rozhraní.[36]

Nastavení SPI rozhraní spočívá pouze v umožnění použití a nastavení přenosové rychlosti. Rychlost musí být nastavena protože MCU měření efektivní hodnoty je v SPI komunikaci *Master*.

Podstatné je nastavení A/D převodníku. V registru *ASPCFG* je volen kontakt, který má být analogovým vstupem (AN0). Registr *ADCSSL* nastavuje které kanály mají být skenovány (to umožňuje v případě většího množství převodů dynamicky měnit vzorkování kanálů).[36]

V registru *ADCON1* je kromě formátu výstupních dat zapnuta vlastnost autokonverze dat a volba vzorkovaného kanálu podle nastavení v programu. Registr *ADCON2* nastavuje reference napětí A/D převodníku na kontakty A_{Vdd} a A_{Vss} , přerušení generované po dokončení každého převodu a ukládání dat do jednoho 16-ti bitového bufferu.[36]

Důležitým registrem z hlediska časování je *ADCON3*. Zde jsou nastaveny hodnoty doby T_{AD} a samplovací periody. Podle rovnic (4.2) a (4.3) je možné určit hodnoty částí registrů *ADCS* a *SAMC* tak, aby celková doba převodu (T_{ADC}) byla 100 μ s. Celková doba převodu je dána součtem času určeného pro vzorkování (T_s) a času potřebného pro převod, který je pevně daný jako 12x perioda hodinového cyklu převodníku (T_{AD}). [36]

$$T_{AD} = \frac{T_{CYC}}{2} (ADCS + 1) \quad (4.2)$$

$$T_{ADC} = T_s + 12 \cdot T_{AD} = (SAMC + 12) \cdot T_{AD} \quad (4.3)$$

Z předchozího odstavce plynou hodnoty částí registru *ADCON3*: *ADCS*=39 a *SAMC*=12. Případné odchylky od časování mohou být odstraněny při ožívování zařízení.

Poslední inicializační sekvence nastavuje přerušení. Jediné přerušení generované periferií MCU při měření efektivní hodnoty bude při dokončení A/D převodu.

4.2.2 Obsluha přerušení

Jediným přerušením generovaným v MCU při měření efektivní hodnoty bude přerušení vyvolané dokončením A/D převodu. Výše bylo uvedeno, že časově je toto přerušení nastaveno na každých 100 μ s.

Během této doby je při každém přerušení vyčítána hodnota výsledku převodu A/D, a je umocněna a přičtena k celkové sumě (podle diagramu na obrázku 4.4). Z důvodu sejmutí vzorku je inkrementován čítač *NumberOfSamples*, který kontroluje počet nasbíraných vzorků.

Při navzorkování jedné periody signálu o kmitočtu 50Hz, čemuž odpovídá splněná podmínka *NumberOfSamples*=200, je vypočtena hodnota TRMS navzorkovaného signálu.

Protože efektivní hodnota může být až 10-ti bitová, je potřeba ji vydělit čtyřma, aby jí bylo možné přepsat do 8-mi bitového odesílacího registru *SPIIBUF*.

Následuje vynulování veškerých čítačů, a hodnota TRMS je zkopírována do odesílacího bufferu SPI rozhraní *SPIIBUF*. Po odeslání je vynulována i vypočtená hodnota TRMS.

4.3 Program řadiče displeje

Program řadiče displeje zodpovídá za správné vypsání efektivní hodnoty signálu přijaté rozhraním SPI. Hodnota přijaté SPI rozhraním je vypsána na 4x7 segmentový displej.

4.3.1 Inicializace programu řadiče displeje

V rámci inicializace MCU řadiče displeje je nutné nastavit I/O porty obsluhující displej a rozhraní SPI, časovač určující obnovovací kmitočet displeje, rozhraní SPI a přerušení od periférií.

Ze schéma řadiče displeje plyne, že MCU využívá vlastní zdroj pracovního kmitočtu. Vnitřní oscilátor MCU je prostřednictvím registru *OSCCON* nastaven na 4MHz, z čehož plyne frekvence instrukčního cyklu, $f_{cyc}=1\text{MHz}$.

Vstupně/výstupní porty jsou nastaveny podle schéma řadiče displeje, tj. RA5, RA4, RC3, RC4 jsou nastaveny jako vstupy, všechny ostatní jsou nastaveny jako výstupy. Všechny kontakty jsou nastaveny jako digitální.

Časovač 2 slouží k nastavení obnovovacího kmitočtu displeje. Z rovnice (4.1) lze určit hodnoty děliček a registru *PR2* tak, aby vykreslovací perioda jednoho digitu byla 2,5ms. To odpovídá obnovovací frekvenci celého displeje na 100kHz. Hodnoty časovače 2 jsou pak: *PR2*=250, *CPKS*=1, *OUTPS*=10). V rámci inicializační sekvence je časovač ihned zapnut.

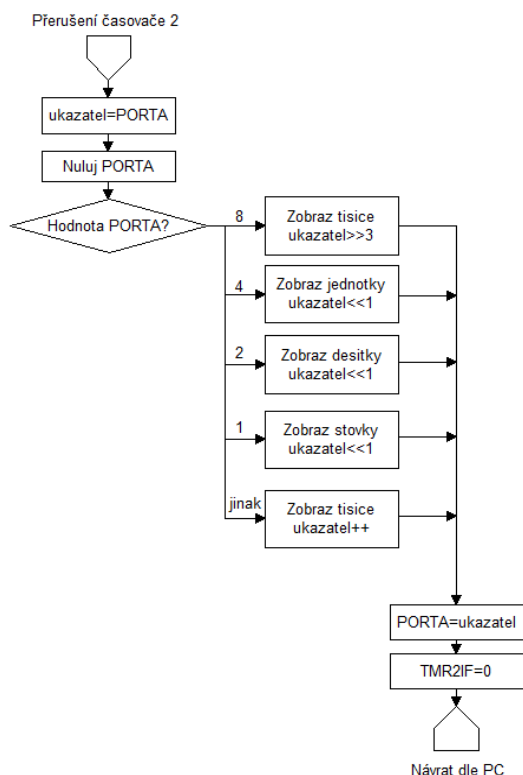
Rozhraní SPI konfiguruje MCU jako slave s použitím kontaktů danými výrobcem. Vstupní buffer je naplněn hned data přijdou.

Přerušeni MCU budou vyvolávat dvě události. Časově stále přerušeni je dáno obnovovacím kmitočtem displeje. Přerušeni SPI je závislé na přijetí dat do přijímacího bufferu (*SSPBUF*).

4.3.2 Obsluha přerušeni programu řadiče displeje

Protože má MCU řadiče displeje (PIC16f1518) jeden vektor přerušeni, je třeba pomoci podmínky na nastavený příznak přerueni určit, které z možných přerušeni nastalo.

Přerušeni vyvolané časovačem 2 způsobí vypsání číslice přijaté hodnoty na segment displeje. Výpis číslice na správný digit displeje lze popsat pomocí diagramu na obrázku 4.5.



Obr. 4.5: Diagram obsluhy přerušeni časovače 2 řadiče displeje

Ze schéma plyne, že pokud bude mít ukazatel hodnotu 8, bude zobrazován digit 1, tj. jednotky. Dělením dvěma hodnoty ukazatel při každém přerueni časovače 2 se budou postupně zobrazovat desítky, stovky a tisíce. Při zobrazení tisícovky (ukazatel=1) bude ukazatel posunut o tři bity vpravo (vynásobení osmi), čímž dojde k opětovnému zobrazení jednotek při příštím přerušeni.

Jiná hodnota PORTA bude pouze při vyvolaném prvním přerušeni. Ukazatel je pouze inkrementován a tisícovky zobrazeny na digit 4.

Ukazatel slouží k uchování hodnoty PORTA. Ta je před každým zápisem číslice nulována.

Nulování PORTA zabání překryvu různých číslic na stejném digitu.

Druhým možným vyvolaným přerušení je přerušení od rozhraní SPI, resp. naplněním přijímacího bufferu *SSP1BUF*.

Hodnota bufferu je přepsána do proměnné *newData*, která je násobena čtyřmi. Důvod násobení je vrácení zpět na hodnotu před dělením v MCU měření efektivní hodnoty. Vždy osm přijatých dat je průměrováno z důvodu menších změn zobrazované hodnoty na displeji. Průměr je následně rozdělen na jednotlivá číslice podle diagramu na obrázku 4.5.

5 ZÁVĚR

Po zhodnocení možných průběhů magnetisačního proudu prostorově složitých dílů bylo zjištěno, že pro spolehlivou magnetisaci těchto dílů, je vhodné použít průběh signálu o vyšších kmitočtech, které způsobí magnetisaci materiálu v jeho okrajových částech. Z důvodu indukto-rezistivní zátěže nemá význam používat kmitočty vyšší, než 500 Hz.

V případě zařízení popsaného v textu této práce jsou magnetisační kmitočty do 250 Hz, což odpovídá 5. harmonické složce modulovaného signálu o síťovém kmitočtu. V kapitole 2.2 jsou analyzovány tři možné modulace magnetisačního signálu, které vychází ze sinusoidy síťového napětí. Jiné modulace sinusoidy mohou být předmětem dalšího testování zařízení.

Aby bylo možné zařízení porovnat se standardním způsobem magnetisace, umožňuje zařízení generovat průběh shodný s tyristorovým fázovým řízením, což je standardní technika řízení efektivní hodnoty magnetisačního signálu.

Zařízení pomocí IGBT transistorů generuje tři průběhy proudů vedené v kapitole 2.2. Generátor byl zkoušen při rezistivní i indukto-rezistivní zátěži. Pro zátěž rezistivní byl průběh proudů čistý a bez viditelných zaoblenin, které jsou zřejmé při indukto-rezistivní zátěži. Vyhlazení signálu v případě indukto-rezistivní zátěže je dáno fyzikálními zákony o indukčnosti, které jsou uvedeny v kapitole 1.4.2.

Zařízení snímá magnetisační proud prostřednictvím hallovy sondy a v mikrokontroléru je počítána jeho efektivní hodnota. Ta je následně zobrazována na 4x7 segmentovém displayi s přesností měření do $\pm 5\%$ konvečně správné hodnoty. To odpovídá požadavkům uvedeným v normě ISO-9934.

Výsledky bodů 3 a 4 zadání nejsou v textu práce uvedeny z důvodu jejich časové náročnosti a z důvodu celkového rozsahu práce. Jsou předmětem dalšího zkoumání a testování technologie fázového řízení magnetisačního proudu pomocí IGBT v MT.

V případě dalšího vývoje zařízení doporučuji doplnit o přepínač různých režimů magnetisace (AC magnetisace, DC magnetisace (HW i FW), demagnetisace, aj.), což by bylo možné například pomocí otočného přepínače.

Vhodné by také bylo rozšířit analýzu možných magnetisačních signálů. Výběrem vhodných magnetisačních signálů by bylo možné dosáhnout vyšších magnetisačních kmitočtů. V případě výroby dalších zařízení doporučil bych upravit schéma pro řízení plně usměrněného třífázo-

vého napětí, aby mohla být porovnána metoda quick brake řízená tyristory a IGBT.

Ačkoli může být zařízení použito k simulování tyristorem modulované sinusoidy pomocí transistorů, doporučuji pro získání relevantních výsledků porovnání použít k fázovému řízení reálné tyristory. Zařízení může být použito i pro řízení tyristorů. Různé spínací charakteristiky IGBT a tyristoru mohou mít vliv na magnetisační signál a tím i na výsledky porovnání obou technik řízení efektivní hodnoty magnetisačního signálu.

6 SEZNAM OBRÁZKŮ

| | |
|---|----|
| Obr. 1.1: Tržní rozpis NDT podle jednotlivých technologií (převzato z:[2])..... | 8 |
| Obr. 1.2: Ukázka uspořádání magnetických momentů feromagnetické struktury..... | 11 |
| Obr. 1.3: Ukázka uspořádání mag. momentů anti-feromagnetické struktury..... | 12 |
| Obr. 1.4: Ukázka uspořádání mag. momentů ferimagnetické struktury..... | 12 |
| Obr. 1.5: Teplotní závislost susceptibility MnF ₂ převzato z: [5]..... | 12 |
| Obr. 1.6: Ukázka hysteresní smyčky převzato z: [5]..... | 14 |
| Obr. 1.7: Ukázky umístění vady v materiálu v souvislosti s orientací magnetického toku..... | 21 |
| Obr. 1.8: Podélná magnetisace..... | 22 |
| Obr. 1.9: Vektor mag. indukce v okolí kruhového vodiče..... | 23 |
| Obr. 1.10: Závislosti intenzity mag. pole na vzdálenosti od středu vodiče..... | 24 |
| Obr. 1.11: magnetisace tvarově složitěho dílu..... | 25 |
| Obr. 1.12: Ilustrace rozložení magnetické indukce v ukázkovém dílu..... | 25 |
| Obr. 2.1: Průběh činitele amplitudy reálně dosaženého maxima sinusového signálu..... | 30 |
| Obr. 2.2: Průběh činitele amplitudy při uvažování amplitudy signálu jako maxima..... | 31 |
| Obr. 2.3: Ukázka tyristorem modulovaného signálu..... | 32 |
| Obr. 2.4: Liché harmonické tyristorově řízeného signálu..... | 32 |
| Obr. 2.5: Pulsně modulovaná sinusoida transistorem..... | 33 |
| Obr. 2.6: Průběh hodnoty CF pulsně modulované sinusoidy..... | 33 |
| Obr. 2.7: Liché harmonické složky pulsně modulované sinusoidy..... | 34 |
| Obr. 2.8: Transistorem modulovaná sinusoida „motýlek“..... | 34 |
| Obr. 2.9: Liché harmonické složky transistorově řízeného signálu - „motýlek“..... | 35 |
| Obr. 2.10: Sudé harmonické transistorem řízeného signálu - „motýlek“..... | 35 |
| Obr. 2.11: Blokové schéma diskretního převodníku TRMS..... | 38 |
| Obr. 3.1: Závislost časové konstanty na napětí na kondenzátoru pro čas 10ms..... | 44 |
| Obr. 3.2: Schéma zapojení analogového vstupu z potenciometru..... | 51 |
| Obr. 3.3: Zapojení aktivního usměrňovače (převzato z:[17])..... | 52 |
| Obr. 3.4: Schéma obvodu vyhodnocení stisknutí tlačítka..... | 53 |
| Obr. 3.5: Závislost časové konstanty RC členu na nabitěm napětí v čase t=10ms..... | 54 |
| Obr. 3.6: Schéma výstupního obvodu řízení IGBT..... | 56 |

| | |
|---|----|
| Obr. 3.7: Schéma digitu displeje. Převzato z: [49]..... | 58 |
| Obr. 3.8: Schéma budiče IGBT..... | 59 |
| Obr. 4.1: Obsluha přerušení programu řízení..... | 62 |
| Obr. 4.2: Časový diagram pulsně modulované sinusoidy..... | 65 |
| Obr. 4.3: Časový diagram řízení IGBT "motýlek"..... | 66 |
| Obr. 4.4: Diagram jádra programu měření TRMS..... | 67 |
| Obr. 4.5: Diagram obsluhy přerušení časovače 2 řadiče displeje..... | 70 |

7 SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] *History of Magnetic Particle Inspection* [online]. NDT Resource Center: NSF [cit. 2017-11-06]. Dostupné z: <https://www.nde-ed.org/EducationResources/CommunityCollege/MagParticle/Introduction/history.htm>
- [2] *The Rebirth of Eddy Current Nondestructive Testing* [online]. Hosting & Web Development: BNP Media, 2016 [cit. 2017-11-06]. Dostupné z: <http://www.qualitymag.com/articles/92056-the-rebirth-of-eddy-current-nondestructive-testing>
- [3] Josef Krejča - Metodický postup MT
- [4] PANKRÁČ, Vítězslav, Pavel HAZDRA a Karel NOVOTNÝ. *Teorie elektromagnetického pole: příklady*. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2005. ISBN 80-01-03320-1.
- [5] SEDLÁK, Bedřich a Ivan ŠTOLL. *Elektřina a magnetismus*. Vyd. 2., opr. a rozš. Praha: Academia, 2002. ISBN 8020010041.
- [6] *NDT_ResourceCenter: Intruduction to Magnetic Particle Testing* [online]. NSF [cit. 2017-11-06]. Dostupné z: https://www.nde-ed.org/EducationResources/CommunityCollege/MagParticle/cc_mpi_index.htm
- [7] Introduction to Nondestructive Testing. *The American Society for Nondestructive Testing* [online]. USA: ASNT, 2017 [cit. 2017-11-06]. Dostupné z: <https://www.asnt.org/MinorSiteSections/AboutASNT/Intro-to-NDT>
- [8] Skin efekt a vnitřní impedance vodiče. *Physics.mff.cuni.cz* [online]. [cit. 2018-01-02]. Dostupné z: http://physics.mff.cuni.cz/kfpp/skripta/vf-elektronika/01_10.html
- [9] GÖKTEPE, Mustafa. Non-destructive crack detection by capturing local flux leakage field. *Sensors and Actuators A: Physical* [online]. 2001, 91(1-2), 70-72 [cit. 2017-09-18]. DOI: 10.1016/S0924-4247(01)00511-8. ISSN 09244247. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0924424701005118>
- [10] SOPHIAN, Ali, Gui Yun TIAN a Sofiane ZAIRI. Pulsed magnetic flux leakage techniques for crack detection and characterisation. *Sensors and Actuators A: Physical* [online]. 2006, 125(2), 186-191 [cit. 2017-09-18]. DOI: 10.1016/j.sna.2005.07.013. ISSN 09244247. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0924424705004115>
- [11] LU, M., P.J. LEONARD, P. MARKETOS, T. MEYDAN a A.J. MOSES. Dependence of dynamic Preisach distribution function on magnetizing frequencies. *IEEE Transactions on Magnetics* [online]. 2006, 42(4), 951-954 [cit. 2017-09-18]. DOI: 10.1109/TMAG.2006.871398. ISSN 0018-9464. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1608365/>

- [12] ROXER, Miroslav. Quick Break: Quick Break. *NDT Welding Bulletin*. 2012, **22**(1), 20-22. ISSN 1213-3825.
- [13] ISO 9934-1. *Non-Destructive testing - Magnetic particle testing Part 1: General principles*. Second edition. International Standard, 2015.
- [14] ING. BC. OTÝPKA, Miloslav. *Výkonová elektronika: Tyristory*. Dostupné také z: <https://coptkm.cz/portal/reposit.php?action=0&id=4652>
- [15] GOLAZSEWSKI, Jerzy. *MOSFET vs. IGBT: vědomá volba* [online]. 21. Květen 2014 [cit. 2017-12-27]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/vykonove-obvody/mosfet-vs-igbt-vedoma-volba.html>
- [16] KŮS, Václav, Jiří SKÁLA a Jiří HAMMERBAUER. *Elektromagnetická kompatibilita výkonových elektronických systémů*. Praha: BEN - technická literatura, 2013. ISBN 9788073004767.
- [17] VEDRAL, Josef. *Elektronické obvody pro měřicí techniku*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1999. ISBN 9788001019504.
- [18] VACULÍK, V. *Snímače proudu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 60 s. Vedoucí diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [19] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRG4PH50SPbF*. El Segundo, California, 2008. Dostupné také z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/internationalrectifier/irg4ph50spbf.pdf>
- [20] HÄBERLE, Gregor. *Elektrotechnické tabulky pro školu i praxi: tabulky, vztahy, normalizované postupy*. Praha: Europa-Sobotáles, 2006. ISBN 80-86706-16-8.
- [21] HEBEILTD. *LED SPECIFICATION: 105XG2D*. Shanghai, China. Dostupné také z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.518-017.1.pdf>
- [22] HEBEILTD. *LED SPECIFICATION: 105MR2D*. Shanghai, China. Dostupné také z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.511-708.1.pdf>
- [23] CYPRESS PERFORM. *Serial Peripheral Interface (SPI) Master*. San Jose, CA, 2011. Dostupné také z: <http://www.cypress.com/file/132086/download>
- [24] CYPRESS PERFORM. *Serial Peripheral Interface (SPI) Slave*. San Jose, CA, 2011. Dostupné také z: <http://www.cypress.com/file/132121/download>
- [25] MICROSHIP TECHNOLOGY INC. *PIC12(L)F1612/16(L)F1613*. 2016. Dostupné také z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/microchip/40001737B.pdf>

- [26] VOLEK, Michal. *Fázový posuv vybraných transformátorů*. Praha, 2017.
- [27] DIOTEC SEMICONDUCTOR. *Silicon-Bridge Rectifiers: B 40D..B 500D*. Dostupné také z: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/B/5/0/0/B500D.shtml
- [28] XPPower. *0.25 Watt IK series*. 2014. Dostupné také z: <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/1544/0900766b815445ca.pdf>
- [29] FAIRCHILD. *KA78XX/KA78XXA*. 2001. Dostupné také z: http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/228/390068_DS.pdf
- [30] MOTOROLA. *Three Terminal Negative Voltage Regulator*. Phoenix, Arizona, USA, 1996. Dostupné také z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.330-023.2.pdf>
- [31] MICROCHIP. *High Current Charge Pump DC-to-DC Converter*. 2012. Dostupné také z: <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/11b5/0900766b811b5c55.pdf>
- [32] SS194A1F. *Honeywell: Sensing and Internet of Things* [online]. 2018 [cit. 2018-01-04]. Dostupné z: <https://sensing.honeywell.com/SS94A1F-Hall-Effect-Sensors>
- [33] TEXAS INSTRUMENTS. *TLV2401, TLV2402, TLV2404*. 2000. Dostupné také z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv2402.pdf>
- [34] *Signálové procesory, procesory RISC, CISC, transputery*. Brno. Dostupné také z: <http://fe1.vsb.cz/kat430/old/Studium/Materialy/MRS2/MRS%20II%20cast%209.pdf>
- [35] *DsPIC30F: Family Overview*. 2005. Dostupné také z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70043F.pdf>
- [36] *dsPIC30F: Reference manual*. 2004. Dostupné také z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70046D.pdf>
- [37] *Precision Series Mode Voltage References: AD1582/AD1583/AD1584/AD1585*. Norwood MA, USA, 2013. Dostupné také z: <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/1492/0900766b8149244c.pdf>
- [38] TEXAS INSTRUMENTS. *TLV237x 500-uA/CH, 3MHz Rail-to-Rail Input and Output Operational Amplifiers With Shutdown*. Dallas, Texas, 2016. Dostupné také z: <http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=TLV2372&fileType=pdf&HQS=TI-null-null-dscatalog-df-pf-null-ww>
- [39] VISHAY. *LL103A, LL103B, LL103C: Small Signal Schottky Diode*. 2013. Dostupné také z: <https://www.vishay.com/docs/85630/ll103a.pdf>

- [40] Ošetření spínacích kontaktů: aneb klávesnice, rotační enkodéry, jazýčková relé, mikrosvínače, nárazové spínače, snímače náklonu a vibrací. *Actrl.cz* [online]. 2016 [cit. 2017-11-26]. Dostupné z: <http://actrl.cz/blog/index.php/2016/osetreni-spinacich-kontaktu/>
- [41] Základy ovládání mikrokontroléru ATmega(16/32) 5.díl: Ošetření zákmitů na vstupním pinu mikrokontroléru. *Tajned.cz* [online]. 2016 [cit. 2017-11-26]. Dostupné z: <http://www.tajned.cz/2013/10/osetreni-zakmitu-na-vstupnim-pinu-mikrokontroleru/>
- [42] VOLEK, Michal. *Zákmity tlačítka*. Praha, 2017.
- [43] CDIL. *NPN SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS: BC546 (A,B,C), BC547 (A,B,C), BC548 (A,B,C)*. India, New Delhi. Dostupné také z: http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet_pdf/continental
- [44] SAMICONDUCTOR TECHNICAL DATA. *KPC817 series*. 2016. Dostupné také z: [http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/koreaelectronics\(kec\)/KPC817Series.pdf](http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/koreaelectronics(kec)/KPC817Series.pdf)
- [45] CDIL. *PNP SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS: BC556, A,B,C, BC557, A,B,C BC558 A,B,C*. New Delhi, India, 2016. Dostupné také z: http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet_pdf/continental-device-india-limited/BC556A_to_BC558C.pdf
- [46] LEE, T. P. Effect of Junction Capacitance on the Rise Time of LED's and on the Turn-on Delay of Injection Lasers. *Bell System Technical Journal* [online]. 1975, **54**(1), 53-68 [cit. 2017-11-27]. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1975.tb02825.x. ISSN 00058580. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6770452>
- [47] MOTOROLA. *Octal High Voltage, High Current Darlington Transistor Arrays: ULN2803, ULN2804*. Pheonix, Arizona, USA, 1996. Dostupné také z: http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/90/366828_DS.pdf
- [48] CDIL. *PNP SILICON PLANAR SWITCHING TRANSISTORS: 2N3905, 2N3906*. New Delhi, India. Dostupné také z: http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet_pdf/continental
- [49] KINGBRIGHT. *14.22mm (0.56INCH) FOUR DIGIT: CA56-12EWA/SRWA/YWA/GWA*. 2002. Dostupné také z: <https://www.gme.cz/data/attachments/dsh.512-242.1.pdf>
- [50] MICROSHIP TECHNOLOGY INC. *PIC16(L)F1516/7/8/9*. 2016. Dostupné také z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/microchip/40001452F.pdf>

8 POUŽITÝ SOFTWARE

| | |
|---------------------|--|
| Octave 4.0.3 | Grafy, časové diagramy |
| MPLAB X IDE v3.60 | Vývoj programů pro MCU |
| DesignSpark PCB 8.0 | Návrh elektrických schémat a PCB zařízení i modulů |
| DraftSight V1R5 | Technické výkresy - mechanika |

9 SEZNAM PŘÍLOH

- Elektrické schéma zařízení - napájení
- Elektrické schéma zařízení - řízení
- Elektrické schéma modulu zdroje stabilizovaného napětí
- Elektrické schéma modulu zesilovace snímání proudu
- Elektrické schéma modulu řízení - MCU a řízení
- Elektrické schéma modulu řízení - vstupy z potenciometrů, modulu měření a napájení
- Elektrické schéma modulu řízení - vstupy spínacích prvků
- Elektrické schéma modulu řízení - výstupy řízení budiče IGBT, konektor SPI
- Elektrické schéma řadiče displaye - řadič displaye, budič segmentů
- Elektrické schéma řadiče displaye - budič digitů, display
- Elektrické schéma budiče IGBT

SEZNAM PŘÍLOH NA CD

- viz. seznam příloh
- Výrobní dokumentace k jednotlivým elektronickým modulům
- Technické výkresy krabičky zařízení