

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SNÍŽENÍ ZAPÍNACÍHO PROUDU TRANSFORMÁTORU

DIPLOMOVÁ PRÁCE

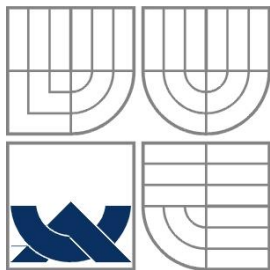
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

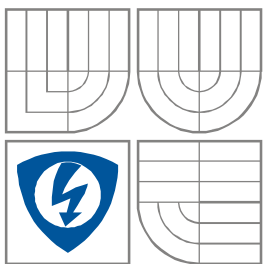
Marek Zoufalý

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

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

SNÍŽENÍ ZAPÍNACÍHO PROUDU TRANSFORMÁTORU

REDUCE TRANSFORMER INRUSH CURRENT

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

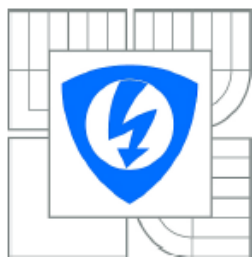
Bc. Marek Zoufalý

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Dohnal, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Marek Zoufalý

ID: 125718

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Snížení zapínacího proudu transformátoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

- 1) Seznamte se s funkcí a návrhem transformátoru navrženého na ferromagnetickém jádře
- 2) Proveďte rozbor a vysvětlete princip vzniku nárazového zapínacího proudu transformátoru
- 3) Navrhněte zařízení, které dokáže snížit zapínací proud transformátoru a prakticky jej vyzkoušejte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Havelka, Otto a kol. : Elektrické přístroje učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických, SNTL 1985
- [2] Měřička J., Zoubek Z. : Elektrické stroje, skriptum ČVUT 1990
- [3] Patočka, Miroslav: Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice, VUTIUM 2011

Termín zadání: 22.9.2014

Termín odevzdání: 26.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Petr Dohnal, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

V této diplomové práci je popsána funkce a návrh transformátoru navrženého na feromagnetickém jádře, složeného z transformátorových plechů. Je vysvětlen přechodový děj a zapínacího proud transformátoru. V práci jsou vloženy průběhy napětí a proudu, řešený plošný spoj, sloužící k snížení zapínacího proudu.

Abstract

In this thesis is described the function and design of the transformer designed on ferromagnetic core, composed of transformer sheets. It is explained a transient inrush current of the transformer. In this work is inserted voltage and current waveforms, designed printed circuit board, serving to reduce the inrush current.

Klíčová slova

Transformátor; magnetický obvod; vinutí; jednofázový transformátor; třífázový transformátor; transformátorové plechy; přechodový děj; zapínací proud; plošný spoj; vývojový diagram;

Keywords

Transformer; magnetic circuit, coil; single-phase transformer; three phase transformer; transformer sheets; transient; inrush current; printed circuit board; flowchart;

Bibliografická citace

ZOUFALÝ, M. *Snížení zapínacího proudu transformátoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 55 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Dohnal, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Snížení zapínacího proudu transformátoru* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

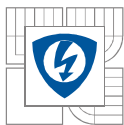
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Petru Dohnalovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

Podpis autora



Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	10
1. ÚVOD.....	12
1.1 TRANSFORMÁTOR [1].....	12
1.1.1 DEFINICE, POJMY A OZNAČENÍ TRANSFORMÁTORU.....	12
1.1.2 PRINCIP PŮSOBENÍ TRANSFORMÁTORU.....	13
1.2 JEDNOFÁZOVÝ TRANSFORMÁTOR [1].....	14
1.3 TŘÍFÁZOVÝ TRANSFORMÁTOR [1].....	15
2. MAGNETICKÝ OBVOD TRANSFORMÁTORU [4].....	16
2.1 ROZDĚLENÍ MAGNETICKÝCH OBVODŮ.....	16
2.1.1 LINEÁRNÍ MAGNETICKÝ OBVOD.....	16
2.1.1.1 LINEÁRNÍ DISKRÉTNÍ MAGNETICKÝ OBVOD – HOPKINSONŮV ZÁKON.....	17
2.1.1.2 INDUKČNOST LINEÁRNÍHO DISKRÉTNÍHO MAGNETICKÉHO OBVODU.....	18
2.1.1.3 ELEKTROMAGNETICKÝ NÁVRH LINEÁRNÍHO DISKRÉTNÍHO MAGNETICKÉHO OBVODU...18	
2.1.1.4 HOPKINSONOVY ČINITELE ROZPTYLU.....	19
2.1.1.5 VÝPOČET INDUKOVANÉHO NAPĚTÍ V LINEÁRNÍM MAGNETICKÉM OBVODU.....	19
2.1.2 NELINEÁRNÍ MAGNETICKÝ OBVOD.....	20
2.1.2.1 VÝPOČET INDUKOVANÉHO NAPĚTÍ V NELINEÁRNÍM MAGNETICKÉM OBVODU.....	20
2.1.2.2 ENERGIE NELINEÁRNÍHO MAGNETICKÉHO OBVODU.....	21
2.1.2.3 HYSTEREZNÍ ZTRÁTY.....	23
2.2 MAGNETICKÝ OBVOD TŘÍFÁZOVÉHO TRANSFORMÁTORU.....	24
2.2.1 URČENÍ POČTU PRIMÁRNÍCH ZÁVITŮ.....	25
2.2.2 VÝPOČET MAGNETIZAČNÍHO PROUDU.....	25
3. MATERIÁLY – ELEKTROTECHNICKÉ PLECHY [5].....	26
3.1 ELEKTROTECHNICKÉ PLECHY ET.....	27
3.2 ELEKTROTECHNICKÉ PLECHY EO.....	27
3.3 ELEKTROTECHNICKÉ PLECHY EI.....	28
3.4 AMORFNÍ MAGNETICKÉ MATERIÁLY.....	29
4. MODEL TRANSFORMÁTORU [7].....	30
5. ZAPÍNACÍ PROUD TRANSFORMÁTORU [6].....	31
5.1 PŘÍPÍNÁNÍ TRANSFORMÁTORU.....	31
5.2 VELIKOST ZAPÍNACÍHO PROUDU.....	34
5.3 ZAPÍNÁNÍ TRANSFORMÁTORU.....	36
6. NÁVRH ZAŘÍZENÍ.....	38
6.1 NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE.....	38
6.2 VÝVOJOVÝ DIAGRAM.....	40
6.3 MĚŘENÍ NA ZAŘÍZENÍ.....	44
7. ZÁVĚR.....	46
LITERATURA.....	47

PŘÍLOHY48

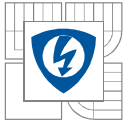
Seznam obrázků

Obrázek 1: Transformátor se zvednutou nádobou [1].	12
Obrázek 2: Schéma plášťového provedení jednofázového transformátoru [1].	14
Obrázek 3: Schéma jádrového provedení jednofázového transformátoru [1].	14
Obrázek 4: Schéma provedení třífázového transformátoru [1].	15
Obrázek 5: Rozdělení magnetických obvodů: a) lineární, b) nelineární, c) nelineární s hysterezí, d) lineární parametrický, e) nelineární parametrický [4].	16
Obrázek 6: Linearizovaný magnetický obvod [4].	17
Obrázek 7: Lineární diskretní magnetický obvod [4].	17
Obrázek 8: K definici Hopkinsonova činitele rozptylu [11].	19
Obrázek 9: K výpočtu indukovaného napětí v lineárním magnetickém obvodu. Indukčnost má význam derivace toku podle proudu [11].	20
Obrázek 10: K výpočtu indukovaného napětí v nelineárním magnetickém obvodu.	21
Obrázek 11: K výpočtu energie nelineárního magnetického obvodu.	21
Obrázek 12: K výpočtu ztrátové energie hysterezní smyčky.	23
Obrázek 13: Třífázové jádro vznikne vynecháním tří centrálních sloupků mezi uzly 1 a 2. Zbývající části tří jader lze uspořádat do rovinného útvaru b).	24
Obrázek 14: Model transformátoru [7].	30
Obrázek 15: Průběh indukčního toku, po připojení transformátoru a) v nejvhodnější okamžik splňující podmínku, b) v nejhorším případě [6].	34
Obrázek 16: Průběh proudu při přechodovém jevu ve zjednodušeném náhradním obvodu [6].	35
Obrázek 17: Zapnutí transformátoru TT2, bez demagnetizace	36
Obrázek 18: Zapnutí transformátoru TT2, lepší případ demagnetizace	37
Obrázek 19: Zapnutí transformátoru TT2, s demagnetizací	37
Obrázek 20: Plošný spoj, přední strana	38
Obrázek 21: Plošný spoj, zadní strana	38
Obrázek 22: Osazený plošný spoj, přední strana	39
Obrázek 23: Osazený plošný spoj, zadní strana	39
Obrázek 24: Základní diagram	40
Obrázek 25: Diagram zjištění plochy napětí S_u	41
Obrázek 26: Diagram, metoda 1	42
Obrázek 27: Diagram, metoda 2	43
Obrázek 28: Měření induktivní zátěže	44
Obrázek 29: Měření na transformátoru	45
Obrázek 30: Zapojení měřícího pracoviště	45
Obrázek 31: Podklad pro tvorbu plošného spoje	48
Obrázek 32: Schéma zapojení, silová část	49
Obrázek 33: Schéma zapojení, procesor	50
Obrázek 34: Schéma zapojení, měřící část	51
Obrázek 35: Schéma zapojení, budič HIP4082IBZ	52
Obrázek 36: Schéma zapojení, komunikace	53
Obrázek 37: Schéma zapojení, komunikace USB	54

Obrázek 38: Schéma zapojení, ovládání stykačů pomocí relé 55

Seznam symbolů a zkratk

I. – primární vinutí
II. – sekundární vinutí
III. – terciární vinutí
X, x – označení svorky třífázového transformátoru
Y, y – označení svorky třífázového transformátoru
Z, z – označení svorky třífázového transformátoru
A, a – označení svorky třífázového transformátoru
B, b – označení svorky třífázového transformátoru
C, c – označení svorky třífázového transformátoru
0 – označení svorky pro uzel třífázového transformátoru
N, n – označení svorky pro uzel třífázového transformátoru
D, d – označení zapojení do trojúhelníku
Y, y – označení zapojení do hvězdy
Z, z – označení zapojení do lomené hvězdy
 Ψ – spřažený magnetický tok
I, i – proud
U, u – napětí
p – fyzikální parametr
L – indukčnost
t – čas
 Φ – magnetický tok
 U_m – magnetické napětí
N – počet závitů
 I_m – magnetický tok (proud)
 λ_m – magnetická vodivost
B – magnetická indukce
H – intenzita magnetického pole
S – plocha
l – délka
 μ – magnetická permeabilita
 μ_r – relativní magnetické permeabilita
 μ_0 – permeabilita vakua
 A_L – konstanta jádra
 L_d – diferenciální indukčnost
W – energie
 W_H – hysterezní energie
 S_H – plocha hysterezní smyčky
 P_H – ztrátový hysterezní činný výkon
 V_{Fe} – objem feromagnetika
 γ_{Fe} – měrná hmotnost



m_{Fe} – hmotnost feromagnetika
 Z – ztrátové číslo
 l_{Fe} – délka magnetického obvodu
 $I_{\mu ef}$ – magnetizační proud
 f – frekvence
 E_t – elektrotechnické plechy
 E_i – elektrotechnické plechy
 E_o – elektrotechnické plechy
 A_p – činitel stárnutí
 P_v – celkové ztráty v jádru
 S_j – chladičí povrch jádra
 c_j – ochlazovací konstanta
 $\Delta\theta$ – oteplení
 M – vzájemná indukčnost
 L_1 – indukčnost primárního vinutí
 L_2 – indukčnost sekundárního vinutí
 k – činitel vazby
 Φ_m – magnetický tok
 Φ_r – remanentní magnetický tok
 J – magnetická polarizace
 $L_{1\sigma}$ – rozptylová indukčnost
 R – odpor
 K – integrační konstanta
 S_u – plocha napětí
 S_{um} – plocha demagnetovaného napětí
 n – počet kroků
 n_{Max} – maximální počet kroků
 L_μ – příčná indukčnost

1. ÚVOD

Práce pojednává o snížení nárazového zapínacího proudu transformátoru. Je zde obecně popsán transformátor a princip jeho činnosti. Dále pak je zde popsán magnetický obvod transformátoru a provedeno rozdělení magnetických obvodů podle tvaru magnetizační charakteristiky. V práci je popsán lineární a nelineární magnetický obvod. Také zde byl popsán magnetický obvod jednofázového a trojfázového transformátoru. Dalším bodem práce je obecná charakteristika materiálů, použitých na výrobu transformátorů a jejich vlastnosti. Je zde zpracován matematický model transformátoru. Také je popsán princip vzniku zapínacího proudu transformátoru.

V další části práce je popsáno zařízení sloužící k demagnetizaci transformátoru. Vývojový diagram, ve kterém je popsána metoda zjištění plochy napětí a následná demagnetizace první a druhou metodou. V poslední části jsou zaznamenány průběhy z měření na daném zařízení.

1.1 Transformátor [1]

Transformátor je elektromagnetický netočivý stroj. Jeho účelem je přeměňovat velikosti některých elektrických veličin na jiné velikosti (např.: napětí, proud, soustavu, fázový posuv, kmitočet, průběh napětí nebo proudu).



Obrázek 1: Transformátor se zvednutou nádobou [1].

1.1.1 Definice, pojmy a označení transformátoru

Transformátor je elektromagnetický netočivý stroj, převádějící elektromagnetickou indukci bez pohybu nebo přerušované proudy přiváděné do jedné obvodu, či přerušované proudy odebírané z druhé obvodu. Mezi účinné části transformátoru patří magnetický obvod a alespoň dvojice vinutí.

Magnetický obvod je složen z jader a spojek. Jádru je rovnoběžné s osou vinutí a téměř vždy nese vinutí. Jádru bez vinutí označujeme jako pomocná, sloužící k vedení magnetického toku. Spojka je část magnetického obvodu, kolmá k osám cívek a je bez vinutí.

Vinutí, přijímající elektrickou energii se nazývá vstupní nebo *primární* (I.). Vinutí vydávající elektrickou energii je výstupní neboli *sekundární* (II.). Avšak u transformátoru se může vyskytovat více vstupních i výstupních vinutí. Jako pomocné vinutí označujeme vinutí *terciární* (III.), a je to vinutí uzavřené do sebe. Tomuto vinutí se energie nedodává a ani se z něho neodebírá. Zjednodušeně se dá mluvit o transformátoru, jako o elektromagnetickém netočivém stroji s dvojitým vinutím, kde I. vinutí je připojeno na stálé napětí sítě, tudíž amplituda magnetického pole se prakticky nemění. Vinutí jsou od sebe izolovány a galvanicky odděleny.

Označení svorek - dřívější označování svorek pro trojfázové transformátory byly písmena X, Y, Z, respektive x, y, z pro fáze a 0 pro uzel. Následně byla zavedena norma pro znaky mezinárodní, a to: A, B, C, (a, b, c) pro fáze a N (n) pro uzel. Při větším počtu vinutí, se užívá malých písmen pro vinutí, kde je nejnižší napětí. Pro vinutí s nejvyšším napětím se používá velkých písmen. Začátek vinutí se označuje indexem, např.: A_0 , b_0 . U jednofázových transformátorů se svorky vyššího napětí označují M, N, a svorky nižšího napětí m, n.

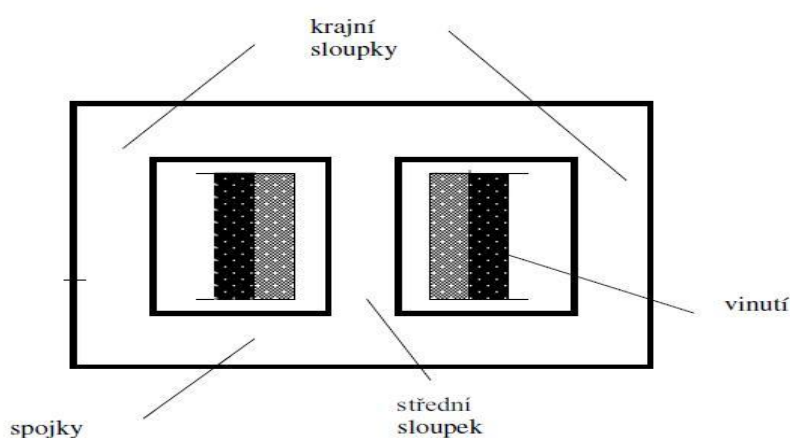
1.1.2 Princip působení transformátoru

Střídavý proud protéká I. vinutím, vyvolá v něm střídavé magnetické pole, kterého je okamžitá velikost úměrná okamžité hodnotě předcházejícího proudu. Když do obvodu přidáme II. vinutí, indukuje se v něm vlivem magnetického pole napětí, úměrné intenzitě pole a počtu závitů vinutí. Pokud vložíme toto vinutí do silnějšího pole, napětí vzniklé ve vinutí bude vyšší. Zvyšovat napětí můžeme i přidáváním počtu závitů.

1.2 Jednofázový transformátor [1]

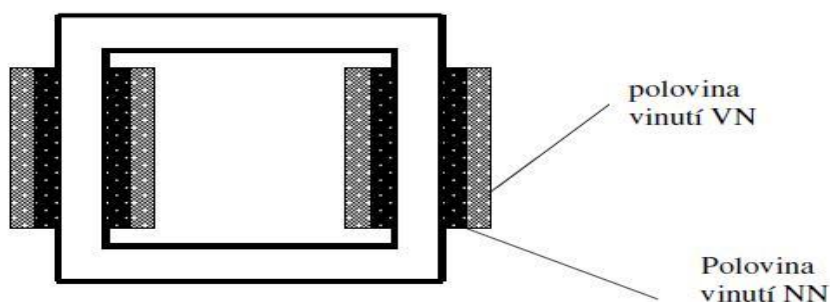
Tento typ transformátorů může být *jádrový* nebo *plášťový*. Používají se jako transformátory malých výkonů (desítky až stovky wattů). Jejich funkcí je obvykle transformace směrem dolů – na nižší napětí.

Transformátory plášťového provedení mají magnetický obvod, jenž částečně zakrývá vinutí. Vinutí jsou umístěna na dvou jádrech. To je provedeno z důvodu pevnější magnetické vazby, docílíme tím omezení magnetických toků, které mají magnetickou vazbu pouze s jedním vinutím. Nevýhodou plášťového provedení je hmotnost, avšak výhodou je pevnější magnetická vazba. Vinutí je umístěno na prostřední sloupek. Magnetický tok poté procházející středním sloupkem je rovnoměrně rozděleno do spojek a krajních sloupků. Výhodou je souměrné rozdělení magnetického toku.



Obrázek 2: Schéma plášťového provedení jednofázového transformátoru [1].

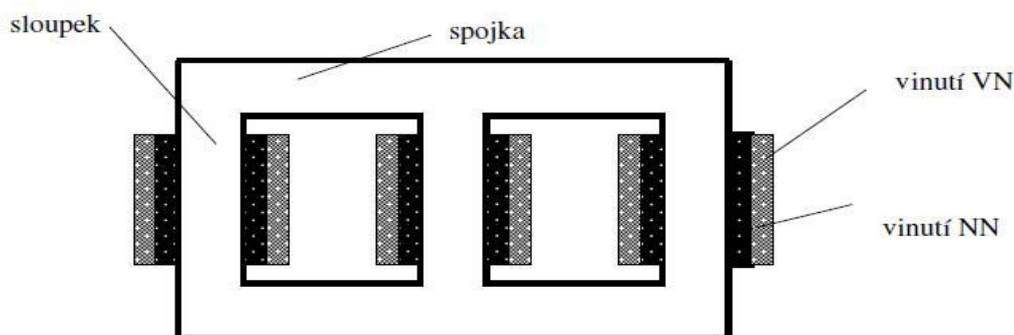
Transformátory jádrového provedení jsou lehčí, avšak jejich nevýhodou jsou větší rozptylové toky. Pro zmenšení rozptylových toků se vinutí rozdělí na dvě části a každá část se umístí na jednotlivý sloupek. Výhodou je lepší chlazení, zvláště u vzduchového chlazení. Jádrové provedení se používá většinou u transformátorů větších výkonů. V současné době se používají jednofázové transformátory s toroidním jádrem, aby se omezil proud potřebný k vytvoření vazebního magnetického toku.



Obrázek 3: Schéma jádrového provedení jednofázového transformátoru [1].

1.3 Třífázový transformátor [1]

Třífázové transformátory slouží k přenosu a distribuci elektrické energie. Výkon u nich dosahuje hodnot až stovek megawattů. Třífázové transformátory se obvykle konstruují jako jádrové. Průřez magnetickým obvodem je všude stejný. U malých transformátorů se používá vinutí z mědi, vinutí u energetických transformátorů větších výkonů se používá i z hliníku. Je vhodné, aby z důvodu využití transformátoru smaltované vodiče vinutí vyplňovaly okénka magnetického obvodu transformátoru.



Obrázek 4: Schéma provedení třífázového transformátoru [1].

Třífázový transformátor si můžeme představit jednoduše, jako spojení tří jednofázových transformátorů. Jednotlivé fáze transformátorů se zapojují do trojúhelníku (D, d), hvězdy (Y, y) nebo do lomené hvězdy (Z, z). Spojení do *trojúhelníku* je v sobě uzavřené. Spojení do *hvězdy* má začátky fází připojeny ke svorkám, konce jsou spojeny v uzlu. Uzel je svorkou nulového bodu. Zapojení *lomené hvězdy* má v každé fázi dvě poloviny vinutí zapojené v sérii, avšak navinuté vždy na dvou různých jádrech. Zbývající konce jsou připojeny jednak ke svorkám a jednak k uzlu.

2. Magnetický obvod transformátoru [4]

Magnetické obvody z topologického hlediska dělíme na spojité nebo diskrétní. Diskrétní obvody jsou takové, které obsahují feromagnetické jádro s velkou permeabilitou. Magnetický tok prochází ohraničenou (diskrétní) cestou, která je vymezena geometrií jádra.

2.1 Rozdělení magnetických obvodů

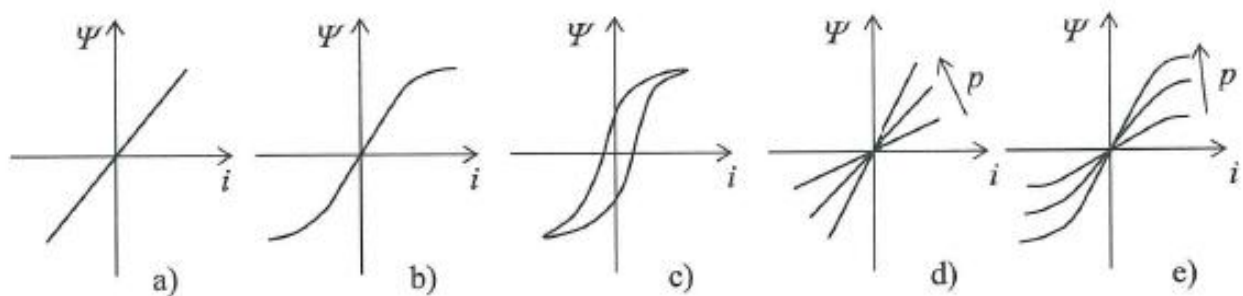
Magnetické obvody dělíme dle tvaru magnetizační charakteristiky ($\Psi = \Psi(i)$). Tedy podle tvaru funkční závislosti spřaženého toku na proudu:

- lineární
- nelineární

Magnetické obvody:

- neparаметrické
- parametrické

Parametrický obvod je takový, kdy spřažený magnetický tok Ψ je funkčně závislý na proudu a dalším fyzikálním parametru p , který nám udává například délku vzduchové mezery, teplotu a jiné parametry. Je možný výskyt kombinací uvedených vlastností. Tyto možnosti lze vidět na obrázku 5. Hysterezi c) je nutno chápat jako zvláštní a složitější případ nelinearity b).



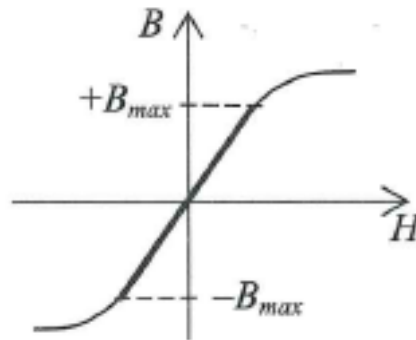
Obrázek 5: Rozdělení magnetických obvodů: a) lineární, b) nelineární, c) nelineární s hystezí, d) lineární parametrický, e) nelineární parametrický [4].

2.1.1 Lineární magnetický obvod

Pokud je magnetický obvod lineární, musí platit přímá úměra mezi spřaženým tokem a proudem:

$$\Psi = LI \quad \Psi(t) = L i(t) \quad (2.1.1-1)$$

Konstantou úměrnosti je indukčnost L . Rovnice má současně význam statické definice indukčnosti. Je však vidět, že přímá úměra platí dle rovnice (2.1.1-1) i dynamicky, pro okamžité hodnoty veličin měnících se libovolně v čase.

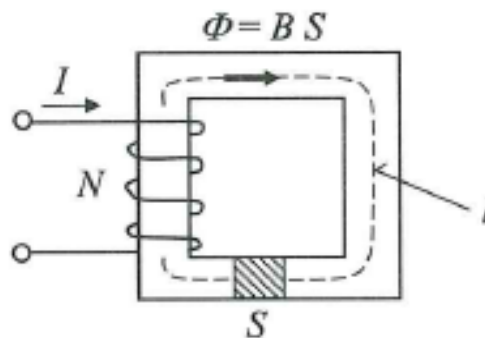


Obrázek 6: Linearizovaný magnetický obvod [4].

V technické praxi lze považovat i feromagnetický obvod za přibližně lineární, pohybuje-li se pracovní bod pouze v lineární oblasti magnetizační charakteristiky podle obrázku 6. Namísto absolutní magnetizační charakteristiky $\Psi = \Psi(i)$ je výhodnější používat relativní normovanou charakteristiku $B = B(H)$, která není závislá na geometrických rozměrech magnetického obvodu, a proto umožňuje vzájemně porovnávat vlastnosti různých materiálů.

2.1.1.1 Lineární diskretní magnetický obvod – Hopkinsonův zákon

Při zanedbání rozptylových toků, jdoucích okolními vzdušnými cestami, lze magnetický obvod na obrázku 7, považovat za diskretní. Diskretní obvod je takový, kde cesta magnetického toku Φ je ostře vytyčena a ohraničena v prostoru. Za diskretní obvod lze v technické praxi považovat všechna feromagnetická jádra jednodušších tvarů, feromagnetikum nesmí být v přesyceném stavu. Pokud je v přesyceném stavu, klesá jeho permeabilita (tj. měrná magnetická vodivost)



Obrázek 7: Lineární diskretní magnetický obvod [4].

Magnetický obvod na obrázku 7 má po celé délce l konstantní průřez S a konstantní permeabilitu, pak je homogenní. V tom případě lze zavést magneticko-elektrické analogie:

$$U_m = NI = Hl \quad \text{magnetické napětí („ampéřzávity“) [A; A/m, m]} \quad (2.1.1.1-1)$$

$$I_m \equiv \Phi = BS \quad \text{magnetický tok („magnetický proud“) [Wb; T, m^2]} \quad (2.1.1.1-2)$$

$$\lambda_m = \frac{I_m}{U_m} \quad \text{magnetická vodivost [H; Wb, A]} \quad (2.1.1.1-3)$$

Rovnice (2.1.1.1-3) se nazývá Hopkinsonův zákon a je analogií Ohmova zákona.

Pokud dosadíme pravé strany rovnic (2.1.1.1-1) a (2.1.1.1-2) do (2.1.1.1-3), vyjde nám výraz

$$\lambda_m = \frac{I_m}{U_m} = \frac{B S}{H l} = \mu \frac{S}{l} \quad (2.1.1.1-4)$$

Z analogie s elektrickou vodivostí vidíme to, že magnetická permeabilita μ má význam měrné magnetické vodivosti daného materiálu. Z rovnice (2.1.1.1-3) plyne

$$\mu = \frac{B}{H} = \mu_r \mu_0 \quad [H/m; T, A/m] \quad (2.1.1.1-4)$$

Kde μ_r je relativní permeabilita materiálu, vztažená k permeabilitě vakua μ_0 .

2.1.1.2 Indukčnost lineárního diskrétního magnetického obvodu

Indukčnost lineárního diskrétního magnetického obvodu

Dosažením do Hopkinsonova zákona (2.1.1.1-3), ve tvaru $U_m \lambda_m = I_m$, rovnice (2.1.1.1-1) a (2.1.1.1-2), získáme vztah

$$N I \lambda_m = \Phi \quad (2.1.1.2-1)$$

Vynásobením obou stran počtem závitů N

$$N^2 \lambda_m I = N \Phi \cong \Psi = L I \quad (2.1.1.2-2)$$

Velikost indukčnosti lineárního diskrétního magnetického obvodu má velikost

$$L = N^2 \lambda_m = N^2 \mu \frac{S}{l} \quad (2.1.1.2-3)$$

U feritových jader je zvykem modifikace rovnice do praktického tvaru

$$L = N^2 A_L \quad [nH; -, nH/závit^2], \quad (2.1.1.2-4)$$

kde A_L je tzv. konstanta jádra uváděná výrobcem. Konstanta má význam magnetické vodivosti jádra, ale vyjádřené v praktických jednotkách.

2.1.1.3 Elektromagnetický návrh lineárního diskrétního magnetického obvodu

Porovnáním rovnic získáme vztah

$$\Psi(t) \cong N \Phi(t) = L i(t) \quad (2.1.1.3-1)$$

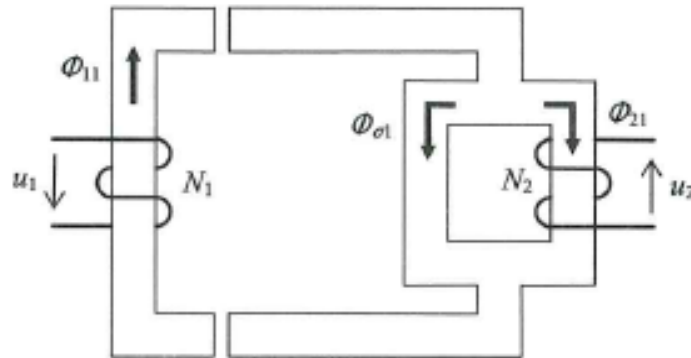
Který můžeme přepsat do tvaru

$$N B(t) S = L i(t) \quad (2.1.1.3-2)$$

Tato rovnice slouží pro přímý návrh všech tlumivek, transformátorů a elektrických strojů s feromagnetickým jádrem.

2.1.1.4 Hopkinsonovy činitele rozptylu

Vyskytující se u diskrétního magnetického obvodu se dvěma nebo více vinutími, u transformátoru nebo motoru. Situaci lze vidět na obrázku 8.



Obrázek 8: K definici Hopkinsonova činitele rozptylu [11].

Hopkinsonův číselník rozptylu je v je obecně definován

$$v = \frac{\text{celkový tok } \Phi_{11} \text{ vyslaný vysílací cívkou}}{\text{tok } \Phi_{21} \text{ procházející přijímací cívkou}} \quad (2.1.1.4-1)$$

$v \geq 1$ vždy

Lze vidět, že při určování Hopkinsonova činitele musí být sekundární (přijímací) cívka ve stavu elektricky naprázdno, což odpovídá stavu magneticky nakrátko (její sloupek o nekonečné magnetické vodivosti se chová vůči toku Φ_{21} jako magnetický zkrat). Jestliže bychom sekundární cívku elektricky zkratovali, bude na ní nulové napětí, tedy i nulový integrál z napětí, tedy i nulový tok. Tento stav lze popsat jako stav elektricky nakrátko, což odpovídá stavu magneticky naprázdno (sloupek zkratované „supravodivé“ sekundární cívky se chová vůči toku Φ_{21} jako dokonalý magnetický izolant). Podobně lze určit Hopkinsonův číselník rozptylu v obráceném směru, zaměněním rolí obou cívek.

2.1.1.5 Výpočet indukovaného napětí v lineárním magnetickém obvodu

Magnetizační charakteristika lineárního magnetického obvodu má tvar přímky dané rovnicí

$$\Psi = \Psi(i) = Li, \text{ resp. } \Psi(t) = \Psi[i(t)] = Li(t) \quad (2.1.1.5-1)$$

Z formálního matematického pohledu může být na magnetizační charakteristiku $\Psi = \Psi(i)$ pohlíženo jako na složenou funkci dynamickou $\Psi(t) = \Psi[i(t)]$, kde v hranatých závorkách je vyznačena vnější statická funkce proudu a kulatými závorkami je vyznačena vnitřní dynamická funkce času. Z rovnic lze získat inverzní magnetizační charakteristiku ve tvaru

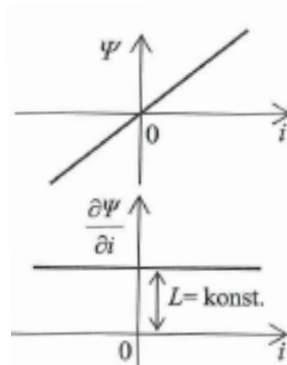
$$i = \frac{\Psi}{L}, \text{ resp. } i(t) = \frac{\Psi(t)}{L} \quad (2.1.1.5-2)$$

Výpočet indukovaného napětí vychází z obecného indukčního zákona, napsaného v diferenciálním tvaru ($u(t) = d\Psi(t)/dt$), do které dosadíme pravou stranu rovnice

$$u(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = \frac{dLi(t)}{dt} = L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.1.1.5-3)$$

Rozdílem mezi rovnicemi je to, že první tvar rovnice je platný zcela obecně v lineárních i nelineárních obvodech. Druhý tvar rovnice platí jen ve zvláštním případě lineárního magnetického obvodu. Na funkci (2.1.1.5-2) můžeme pohlížet jako na složenou funkci. Její derivace je pak rovna součinu derivací vnější a vnitřní funkce:

$$u(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = \frac{\partial\Psi}{\partial i} \frac{di(t)}{dt} = L \frac{di(t)}{dt}, \text{ kde } L = \frac{\partial\Psi}{\partial i} \quad (2.1.1.5-4)$$



Obrázek 9: K výpočtu indukovaného napětí v lineárním magnetickém obvodu. Indukčnost má význam derivace toku podle proudu [11].

Lze vidět, že indukčnost má význam derivace toku podle proudu: $L = \partial\Psi/\partial i$, což je geometricky znázorněno na obrázku 9. Pouze u lineárního obvodu je tato derivace konstantní – nezávislá na proudu i .

2.1.2 Nelineární magnetický obvod

Jedná se o předpoklad nelineární magnetizační charakteristiky bez hystereze, dle obr. Matematické operace jsou nezbytné při realizaci numerických matematických modelů nelineárních obvodů v prostředí Matlab-Simulink. Je možné zadat nelineární magnetizační charakteristiku dvěma způsoby:

- Jako jednorozměrnou převodní tabulku $\rightarrow B = B(H)$ nebo inverzní tabulku $H = H(B)$, kde dosadíme dostatečně hustě naměřené hodnoty. Simulink následně automaticky dopočítá hodnoty mezi sousedními body pomocí polynomů a vytvoří tak plynulou funkci.

- Jako analytickou funkci, odvozenou z vnitřních fyzikálních dějů ve feromagnetiku.

Jestliže je magnetický obvod bez vzduchové mezery, magnetizační charakteristiku $\Psi = \Psi(i)$ lze získat z funkce $B = B(H)$ pomocí známých převodních vztahů:

$$\Psi \cong N\Phi = NS_{Fe}B(H), i = \frac{l_{Fe}}{N}H \quad (2.1.2-1)$$

2.1.2.1 Výpočet indukovaného napětí v nelineárním magnetickém obvodu

Magnetizační charakteristika nelineárního magnetického obvodu má tvar obecné nelineární funkce

$$\Psi = \Psi(i), \text{ resp. } \Psi(t) = \Psi[i(t)] \quad (2.1.2.1-1)$$

Z formálního matematického pohledu lze na magnetizační charakteristiku $\Psi = \Psi[i]$ pohlížet jako na složenou funkci dynamickou $\Psi(t) = \Psi[i(t)]$, kde za hranatými závorkami je vnější statická funkce

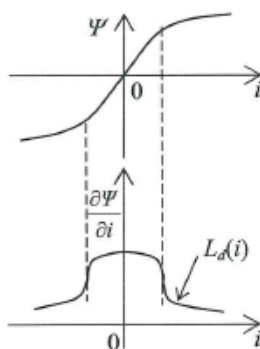
proudu a závorkami kulatými je vyznačena vnitřní dynamická funkce času. Z rovnic lze získat inverzní magnetizační charakteristiku:

$$i = i[\Psi], \text{ resp. } i(t) = i[\Psi(t)] \quad (2.1.2.1-2)$$

Výpočet indukovaného napětí vychází z obecného indukčního zákona napsaného v diferenciálním tvaru, tj. z rovnice $u(t) = d\Psi(t)/dt$, do které dosadíme složenou funkci. Pak její derivace je rovna součinu vnější a vnitřní funkce:

$$u(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = \frac{d\Psi[i(t)]}{dt} = \frac{\partial[i]}{\partial i} \frac{di(t)}{dt} = L_d[i] \frac{di(t)}{dt}, \text{ kde } L_d[i] = \frac{\partial[i]}{\partial i} \quad (2.1.2.1-3)$$

Je vidět, že význam má pouze diferenciální indukčnost L_d , tj. směrnice tečny k magnetizační charakteristice, což je znázorněno geometricky na obr. Indukčnost počítaná, jako směrnice sečny nemá matematický a ani fyzikální význam. Proto je nutné v matematických modelech pracovat s diferenciální permeabilitou, nikoli však s permeabilitou amplitudovou.



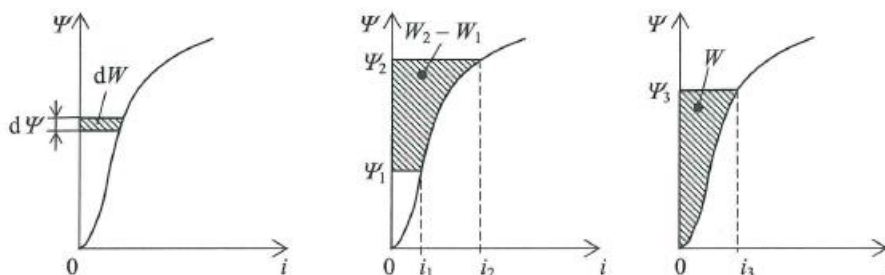
Obrázek 10: K výpočtu indukovaného napětí v nelineárním magnetickém obvodu.

Z obrázku 10 lze vidět, že diferenciální indukčnost L_d je přibližně konstantní v nepřesycené oblasti magnetizační charakteristiky. Vně této oblasti indukčnost rychle klesá, při velkých proudech až na indukčnost samotné vzduchové cívky (jako by bylo odstraněno feromagnetické jádro z cívky).

2.1.2.2 Energie nelineárního magnetického obvodu

Diferenciální přírůstek magnetické energie je nutno vyjádřit pomocí okamžitého výkonu vztahem

$$dW(t) = p(t)dt = u(t)i(t)dt = i(t)dt \frac{d\Psi(t)}{dt} = i(t)d\Psi(t) \quad (2.1.2.2-1)$$



Obrázek 11: K výpočtu energie nelineárního magnetického obvodu.

Diferenciály času dt v rovnici číslo se vykrátily a zbyl pouze diferenciál toku $d\Psi(t)$. To znamená, že je nutno integrovat dle proměnné $\Psi(t)$ na obrázku 11. V geometrickém smyslu je energie rovna ploše ležící nad magnetizační charakteristikou.

První způsob výpočtu energie:

Do rovnice je dosazena za proud $i(t)$ pravá strana inverzní magnetizační charakteristiky

$$dW(t) = i(t)d\Psi(t) = i[\Psi(t)]d\Psi(t) \quad (2.1.2.2-2)$$

Integrací rovnice získáme okamžitou energii akumulovanou v magnetickém obvodu

$$W(t) = W_0 + \int_t dW(t) = W_0 + \int_{\Psi(t)} i[\Psi(t)]d\Psi(t) \quad (2.1.2.2-3)$$

kde W_0 je libovolná počáteční energie nashromážděná v cívce v předcházejícím ději. Neurčitý integrál je možno přepsat na určitý integrál

$$W(t_2) - W(t_1) = \int_{\Psi(t_1)}^{\Psi(t_2)} i[\Psi(t)]d\Psi(t) \quad (2.1.2.2-4)$$

následně je formálně upraven do statického tvaru

$$W_2 - W_1 = \int_{\Psi_1}^{\Psi_2} i[\Psi]d\Psi \quad (2.1.2.2-5)$$

Druhý způsob výpočtu energie:

Do rovnice je dosazena za napětí $u(t)$ pravá strana rovnice

$$dW(t) = u(t)i(t)dt = L_d[i] \frac{di(t)}{dt} i(t)dt = L_d[i]i(t)di(t) \quad (2.1.2.2-6)$$

Integrací je získána okamžitá energie akumulovaná v magnetickém obvodu

$$W(t) = W_0 + \int_t dW(t) = W_0 + \int_{i(t)} L_d[i]i(t)di(t) \quad (2.1.2.2-7)$$

Neurčitý integrál je přepsán na určitý integrál

$$W(t_2) - W(t_1) = \int_{i(t_1)}^{i(t_2)} i(t)L_d[i]di(t) \quad (2.1.2.2-8)$$

který je formálně přepsán do statického tvaru

$$W_2 - W_1 = \int_{i_1}^{i_2} i L_d[i]di \quad (2.1.2.2-9)$$

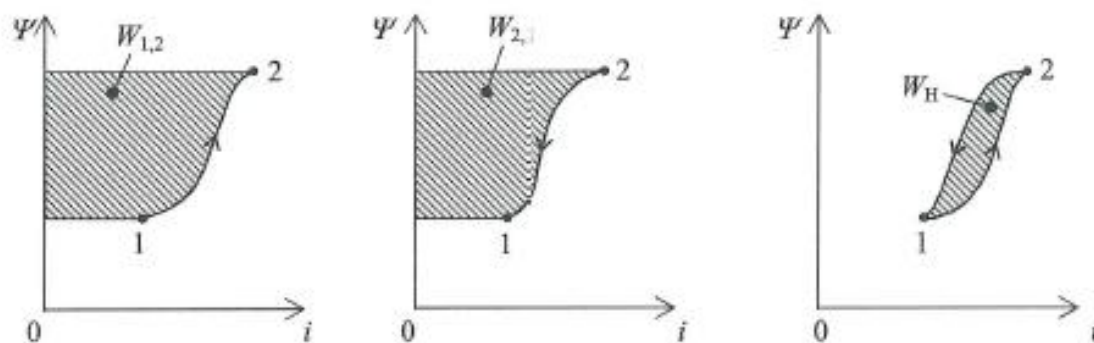
Uvedené rovnice platí především dynamicky, v okamžitých hodnotách. Známé statické tvary vyplynou z rovnic sekundárně, jako zvláštní případy.

2.1.2.3 Hysterezní ztráty

Ztrátová energie, přeměněná v teplo při jednom oběhu hysterezní smyčky, je přímo rovna ploše smyčky podle obr. Tvrzení plyne z výpočtů provedených v předchozí kapitole. Srovnáním obrázků je vidět, že energie $W_{1,2}$ akumulovaná v magnetickém obvodu při pohybu z bodu 1 do bodu 2 je větší než energie $W_{2,1}$ odevzdaná zpět do zdroje při pohybu z bodu 2 do bodu 1. Rozdílem těchto energií je tepelná ztrátová hysterezní energie W_H , která má velikost

$$W_H = W_{1,2} - W_{2,1} \quad (2.1.2.3-1)$$

Rovnice rozměrově souhlasí, $[J] = [Ws] = [Wb] \cdot [A] = [Vs] \cdot [A]$.



Obrázek 12: K výpočtu ztrátové energie hysterezní smyčky.

Jestliže pracujeme s normovanou magnetizační charakteristikou $B = B(H)$, pak plocha hysterezní smyčky S_H má význam měrné ztrátové energie vztažené na 1 m^3 , protože lze rozměrově psát

$$\left[\frac{J}{\text{m}^3} \right] = [T] \cdot \left[\frac{A}{\text{m}} \right] = \left[\frac{Vs}{\text{m}^2} \right] \cdot \left[\frac{A}{\text{m}} \right]$$

Ztrátový hysterezní činný výkon – je definován jako střední hodnota okamžitého výkonu na opakovací periodě T :

$$P_H = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} W_H = f W_H = f S_H V_{Fe} \quad [W; \text{Hz}, \frac{J}{\text{m}^3}, \text{m}^3] \quad (2.1.2.3-2)$$

Objem feromagnetika V_{Fe} , je možné pomocí měrné hmotnosti γ_{Fe} přepočítat na hmotnost m_{Fe} .

$$P_H = f S_H V_{Fe} = f \frac{S_H}{\gamma_{Fe}} m_{Fe} = Z m_{Fe} \quad [W; \frac{W}{\text{kg}}, \text{kg}] \quad (2.1.2.3-3)$$

kde Z má význam ztrátového čísla – měrných ztrát. V praxi je nutné započítat do měrných ztrát i ztráty vířivé.

2.2 Magnetický obvod třífázového transformátoru

Na obrázku je naznačeno vytvoření trojfázového jádra ze tří samostatných jednofázových jader. Jestliže je distribuční soustava vyvážená, pak primární napájecí napětí splňují rovnici

$$u_{1A}(t) + u_{1B}(t) + u_{1C}(t) = 0 \quad (2.2-1)$$

Obě strany rovnice lze integrovat dle času, aniž by byla porušena platnost:

$$\int u_{1A}(t)dt + \int u_{1B}(t)dt + \int u_{1C}(t)dt = 0 \quad (2.2-2)$$

Spřažený tok je integrálem z napětí, a v každém okamžiku platí:

$$\Psi_{1A}(t) + \Psi_{1B}(t) + \Psi_{1C}(t) = 0 \Rightarrow N_1 \Phi_{1A}(t) + N_1 \Phi_{1B}(t) + N_1 \Phi_{1C}(t) = 0 \quad (2.2-3)$$

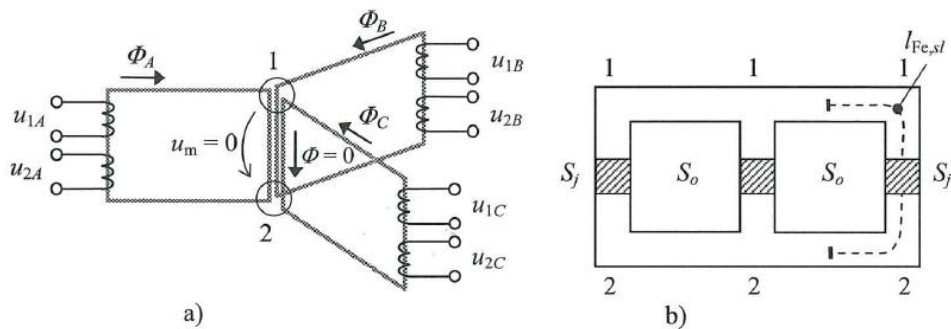
Po vykrácení rovnice počtem primárních závitů

$$\Phi_{1A}(t) + \Phi_{1B}(t) + \Phi_{1C}(t) = 0 \quad (2.2-4)$$

Součet fázových magnetických toků Φ je v každém okamžiku roven nule. Nulový je i součet toků, tekoucích trojnásobným prostředním sloupkem na obr. Mezi magnetickými uzly 1 a 2. Pak je mezi těmito body virtuální magnetický zkrat, jelikož magnetické napětí mezi body je nulové:

$$u_m(t) = \frac{\Phi(t)}{\lambda_m} = \frac{0}{\lambda_m} = 0 \quad (2.2-5)$$

Existence tří centrálních paralelních sloupků je zbytečná a sloupky se mohou odstranit. Po této úpravě je získáno trojfázové jádro na obrázku 13.



Obrázek 13: Třífázové jádro vznikne vynecháním tří centrálních sloupků mezi uzly 1 a 2. Zbývající části tří jader lze uspořádat do rovinného útvaru b).

Z existence virtuálního magnetického zkratu mezi body 1 a 2 nastávají dvě situace:

- Délka magnetického obvodu l_{Fe} , příslušejícímu jedné fázi, je rovna vzdálenosti uzlů 1 a 2 – výšce sloupku l_{Fe}
- Magnetické obvody jednotlivých fází jsou dokonale odděleny a neovlivňují se

2.2.1 Určení počtu primárních závitů

$$N_1 = \frac{U_{1ef}}{\sqrt{2}\pi f B_{\max} S_{jkp,Fe}} = \frac{U_{1ef}}{4,44 f B_{\max} S_{jkp,Fe}} \quad (2.2.1-1)$$

Primární vinutí trojfázového transformátoru jsou zapojena do hvězdy, napětí U_{1ef} má význam fázového napětí. Primární vinutí trojfázového transformátoru jsou zapojena do trojúhelníku, napětí U_{1ef} má význam sdruženého napětí.

2.2.2 Výpočet magnetizačního proudu

Fázový magnetizační proud lze určit z rovnice, která byla odvozena pro jednofázový transformátor. Uvedená rovnice je v přeznačené podobě:

$$I_{\mu ef} = \frac{I_{\mu amp1}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi f B_{\max}^2 S_{jkp,Fe} l_{Fe,sl}}{U_{1ef} \mu_0 \mu_{rFe}} \left(1 + \frac{\mu_{rFe} l_v}{l_{Fe,sl}} \right) \quad (2.2.2-1)$$

Za hodnotu $l_{Fe,sl}$ je nutné dosadit přibližnou výšku svislého sloupku. Tato rovnice slouží pouze ke kontrole velikosti magnetizačního proudu. Z rovnice plynou skutečnosti:

- Velikost magnetizačního proudu nemůže vývojář nijak ovlivnit, jestliže chce železo magneticky využít maximální možnou indukci $B_{\max}$.
- Vzduchová mezera je velmi škodlivá, pokud zlomek v závorce je srovnatelný s jedničkou, zvyšuje se magnetizační proud a je ohříváno vinutí.
- Velikost magnetizačního proudu je úměrná objemu železa.
- Velikost magnetizačního proudu roste do nekonečna, jestliže se primární napětí limitně blíží nule.

Magnetizační proud a magnetizační reaktance ωL_1 zřejmě musí vyhovovat Ohmovu zákonu

$$I_{\mu ef} = \frac{U_{1ef}}{\omega L_1} \quad (2.2.2-2)$$

Rovnice (2.2.2-1) a (2.2.2-2) platí pouze v lineárním magnetickém obvodu.

3. Materiály – Elektrotechnické plechy [5]

Magnetické obvody transformátorů jsou zhotoveny z elektrotechnické oceli vyválcované do tenkých tabulí nebo pásů, které jsou označeny jako elektrotechnické plechy. Jedná se o elektrotechnické plechy Eo, Ei a Et. Nejstarším typem jsou ocele značené Et (elektrotechnické plechy tabulové). Mechanické i magnetické vlastnosti jsou odlišné od plechů, které jsou vyráběny nyní. Odlišná je i výroba a technologické zpracování do magnetických obvodů. Magnetické vlastnosti Eo a Ei plechů jsou propracovanější, a také více technologicky ovladatelnější. Požadavky jejich dalšího vývoje zvyšují nároky na jejich magnetické vlastnosti a nároky na jejich dobré zpracování rychlolisty a kruhovými nůžkami z pásů do tvarů, ze kterých je sestaven magnetický obvod. Cílem je dosažení úzkých tolerancí tloušťky plechů a neproměnnost tloušťky v různých místech pro dosažení co největšího plnění magnetického obvodu a co největší stálost magnetických vlastností. Kritickými se stávají magnetické vlastnosti u elektrických strojů velkých výkonů, u kterých se nepříznivě zmenšuje poměr jejich povrchu k objemu, tím dochází ke zhoršení jejich chlazení. Přípustné oteplení se stává jednou z rozhodujících podmínek omezujících jejich výkon. Magnetické vlastnosti elektrotechnických plechů, určených pro výrobu strojů malých výkonů nejsou tak kritické. Projevuje se vliv mechanického zpracování plechů do výrobků, stahování, kvalita lisovacího nástroje, tudíž může docházet k protichůdným závěrům o magnetické kvalitě použitého materiálu. U transformátorů s výkonem nad 100 kVA z celkových ztrát připadá asi 50% na ztráty způsobené magnetickým materiálem jádra. U transformátorů s výkonem nad 10 kVA asi 25%. Transformátory s výkonem do 1 kVA dochází ke ztrátám kolem 10%. Pokud budeme uvažovat transformátor s výkonem 1 kVA, účinností 95% a podílem ztrát v jádru 20%, tak na jádro připadne 10 W ztrátového výkonu. Vezme-li se na složení jádra tak kvalitní plech, že dojde ke snížení ztrát na polovinu, zvýší se tím účinnost tohoto transformátoru jen o 0,5%. Kvalitní elektrotechnické plechy nepodmiňují úspěšnou výrobu malých transformátorů. Kvalitní elektrotechnické plechy rozvíjejí možnost výroby velkých transformátorů a strojů. U malých transformátorů je výběr vhodného materiálu v první řadě otázkou ekonomickou a až v druhé řadě otázkou technickou. Požadavkem ke zvyšování technických vlastností zařízení, vyráběných z těchto elektrotechnických plechů při současném snižování ceny je, aby střední hodnoty magnetických vlastností byly co nejbližší krajní zaručované hodnotě a aby tyto vlastnosti zůstaly zachovány i po dalším zpracování. Poté jsou vlastnosti materiálů dobře využity.

Technologická náročnost výroby kvalitních tříd elektrotechnických plechů má vliv na cenu. Třídění vyrobených plechů ovlivňuje i počet tříd kvality, které jsou odstupňovány v desetinách a jednotkách ztrátového čísla. Konstruktor rozhoduje o volbě materiálu jádra transformátoru. Tato volba je výslednicí technické a hospodářské úvahy. Ke zvolené velikosti jádra o hmotnosti m_j a volbě plechu náleží celkové ztráty v jádru P_v . Transformátor v přirozeném prostředí může povrchem jádra, které je ve styku s volně proudícím vzduchem, odvést jen určitou hodnotu ztrátového výkonu, který odpovídá oteplení $\Delta\theta$, ochlazovací konstantě c_j a chladicímu povrchu jádra S_j . Tuto podmínku splňují plechy, u kterých nedojde k překročení vyznačené hodnoty magnetické indukce. Čím vyšší ztrátové číslo plechu a čím levnější plech, tím nižší indukce musí být použita. Vyrůstají pak nároky na oteplení vinutí, protože musí být použit vodič o menším průměru. Dojde-li k vyřešení technického problému, nemusí být vyřešené cenové hledisko.

3.1 Elektrotechnické plechy Et

Plech Et se vyráběly v několika magnetických vlastnostech charakterizovaných ztrátovým číslem p_1 . Poslední vyráběný typ u nás byla ocel Et 1,3 a Et 1,3s.

Plech Et 1,3 byl vyráběn v tloušťce 0,35 mm, plech Et 1,3s v tloušťce 0,5mm. Plech Et 1,3 byl za studena doválcovaný pro zvýšení činitele plnění. Činitel plnění vzrostl z 92% na 96%. Plechy krom toho byly 100% tříděny dle ztrátového čísla $p_{1,5}$. Et 1,3 byl nejkvalitnějším typem elektrotechnických ocelí, které u nás byly vyráběny technologií „za tepla“.

Plech Et se ztrátovým číslem p_1 do 1,8 W/kg byly značeny jako transformátorové plechy. Od 1,8 W/kg jsou značeny jako dynamové, které sloužily pro výrobu motorů. Z jejich historie se dosud dodržuje název dynamové, protože jejich původní použití bylo pro výrobu zdrojů stejnosměrného proudu. Transformátorové plechy jsou nahrazovány plechy typu Eo, dynamové plechy typu Ei.

Čísla charakterizující tvrdost plechů se určují počtem ohybů o 180° ve směru válcování a ve směru kolmém k tomuto směru. Údaj o počtu ohybů je důležitý k posouzení tvrdosti materiálu pro jeho zpracování. Čím méně ohybů snese, tím je křehčí a tím i tvrdší. Více se otupují nástroje. Proto lze nástrojem bez přebroušení zhotovit asi jen 100 000 výseků z transformátorového plechu Et 1,3 a až 300 000 výseků z dynamové ocele Et 2,6, avšak až 3x tolik výseků z plechu Ei. Velký počet výseků příznivě ovlivňuje lisování ze svitků, ve kterých jsou plechy Ei dodávány, dále izolace svitků organickým lakem zn. Sulfizol, který se chová jako mazadlo a konečně i zlepšená konstrukce rychlolisů i konstrukce postupových nástrojů. U plechů Eo pro zvýšený obsah křemíku a keramickou izolaci Kerizol, který nepůsobí jako mazadlo, se takového počtu výseků nedosahuje. Kerizol je keramická izolace, která snáší teploty i přes 800°C . Výseky z plechů Eo se tepelně regeneračně zpracovávají při této teplotě po několik hodin, aby se odstranilo mechanické napětí vzniklé při výrobě výseků, které je magneticky poškozuje. Měrné ztráty plechů Et se zjišťovaly Epsteinovým přístrojem. Všechny tabulové plechy se šíří do 1000 mm byly tříděny podle p_1 a byly lakovány po jedné straně.

Pro elektrotechnické plechy Et je charakteristický vyšší obsah křemíku. Transformátorové plechy s nejmenšími ztrátami jej mají do 4,5 %, dynamové plechy s největším ztrátovým číslem nad 2 %.

Vyšší obsah křemíku a tvrdost plechu je u všech těchto elektrotechnických plechů v nepřímé závislosti na jejich ztrátách a indukci nasycení.

3.2 Elektrotechnické plechy Eo

Tabulové plechy pro stavbu transformátorů jsou nahrazovány kontinuálně vyráběnými svitky pásu Eo válcovanými za studena. Technologickým zpracováním dochází k orientaci krystalů a tím k magnetické textuře. Železo krystaluje v kubické soustavě. Hrana krychle je snadným směrem magnetování, směr plošné úhlopříčky je nesnadný. Po tomto válcování za studena, které je pro Eo plechy charakteristické, následuje tepelné zpracování pásů v průběžných pecích v ochranné atmosféře. Toto tepelné zpracování je charakterizováno oduhličením a rekristalizací.

Pásky jsou kontinuálně oboustranně opatřovány izolační vrstvou Kerizol o tloušťce 2 až 5 mikronů, která zabraňuje vzájemnému svaření závitů svitků při tepelném zpracování a také vzájemně izoluje plechy v magnetickém obvodu pro zmenšení ztrát vířivými proudy. Průběžné je rovněž měření mechanických i magnetických vlastností. Pásky mají hladký povrch, rovnoměrné mechanické i magnetické vlastnosti. Pásky tepelně zpracovávají se ke spotřebiteli dodávají ve svitcích o průměru do 920 mm a o šíři pásu 500 až 950 mm a hmotnosti do 2 t. V plechách o šíři 500 až 950 mm a délce 1500 a 2000 mm a váze až 2,5 t. Výseky z těchto plechů se již obvykle dále tepelně nezpracovávají. Je-li nutné, doporučuje se regenerační tepelné zpracování při teplotě 820°C po dobu dvou hodin

v ochranné nebo normální atmosféře podle druhu izolace. Tyto plechy jsou označovány jako Eo (elektrotechnický plech orientovaný). Elektrotechnické plechy Eo se v zahraniční literatuře značí jako plechy se strukturou GOSS (Grain Oriented Silicon Steel).

Plechy Eo se vyrábějí v druzích Eo 9, Eo 10, Eo 11, Eo 12, Eo 13, Eo 15 a Eo 17. Vyrábějí se v tloušťkách 0,28 až 0,35 mm s tolerancí $\pm 20\%$. Nejpoužívanější jsou Eo 10 a Eo 11. Čísla znamenají ztrátové číslo $p_{1,5}$, vyjádřené v desetínách W/kg. Vyrábí se také plech o tloušťce 0,5 mm. V zahraničí se vyrábějí plechy v tloušťkách 0,32; 0,30; 0,27; 0,12; 0,08; 0,05 a 0,025 mm. Plechy Eo jsou vhodné pro výrobu výseků EI.

Těchto nízkých ztrát je dosaženo jen tehdy, je-li uzavřen indukční tok ve směru válcování. V tomto směru dosahují plechy indukci blízkou nasycení při nižších polích než plechy Et. Právě tyto vlastnosti způsobují jejich široké uplatnění, ačkoliv jejich cena na 1 kg je proti ceně plechů Et několikanásobně vyšší. Navzdory tomu pro menší ztráty v magnetickém obvodu a snadněji dosahované vyšší hodnoty indukce umožňují zmenšení magnetických obvodů, takže při rozboru celkových nákladů se dosahovalo úspor několika tisíc Kč na 1 t plechů.

Činitel plnění plechů Eo při tlaku 40 až 50 N na cm^2 je 97 až 98 %. Činitel stárnutí

$$A_p = \frac{p_b - p_a}{p_a} \cdot 100 [\%] \quad (3.2-1)$$

Tento činitel se zjišťuje ze změny $p_{1,5}$ u plechů ohřátých po dobu 120 hodin na 120 °C (p_a je ztrátové číslo před stárnutím, p_b po stárnutí). Je menší jak 3 %. Počet ohybů podél směru válcování má být větší než 3. Izolační odpor zjištěný při tlaku do 100 N/ cm^2 je větší než 20 Ω/cm^2 . Při větším tlaku dojde k porušení izolace. Nebezpečí ztráty izolačních vlastností vrstvy mechanickým tlakem nepříznivě ovlivňuje i magnetovací charakteristiku. V jádrech transformátorů by tento tlak neměl být větší než 40 až 50 N/ cm^2 .

Při zpracování plechů Eo vzniká odpad, z kterého se po ořezání na určité šířky vyrábějí C jádra. Tím se zhošpodární využití těchto materiálů.

3.3 Elektrotechnické plechy Ei

Tyto plechy se používají při výrobě elektromotorů a pro výseky plechů pro jádra malých transformátorů. Plechy jsou magneticky izotropní. Magnetické vlastnosti měřené v různých směrech, hlavně ve směru válcování nebo kolmo k němu, jsou prakticky stejné. Technologie pásů Ei válcovaných za studena má podobný charakter jako technologie výroby plechů Eo. Vzhledem k plechům Et mají plechy Ei podstatně nižší ztráty a to převážně složku hysterezních ztrát. Zlepšují se však i mechanické vlastnosti. Plech je hladší, dosahuje se dobrého činitele plnění. Pásky se dodávají ke spotřebiteli ve svítkách o hmotnosti do 1 t a o průměru svitku do 1,2 m a šíři pásu od 500 mm do 1000 mm. Plechy v délkách od 1400 do 2500 mm a šíři 1000 mm. Výroba ze svítků umožňuje u výrobců elektrických strojů využít progresivní technologie, např. lisování automatickými rychlolisy. Tato technologie však vyžaduje dobré a rovnoměrné mechanické vlastnosti pásů.

Plechy Ei se vyrábějí v kvalitě Ei 33, Ei 35, Ei 40, Ei 45, Ei 50, Ei 55, Ei 60, Ei 70, Ei 80 o tloušťkách 0,50 mm a 0,65 mm $\pm 8\%$. Čísla opět znamenají ztráty v desetínách wattu na kilogram při 1,5 T, 50 Hz.

3.4 Amorfnní magnetické materiály

Materiál pro stavbu výkonových transformátorů jsou plechy vyráběné technologií rychlým chlazením. Mají proti současným ocelím jen třetinové ztráty. Pro stavbu distribučních transformátorů jsou již používány. Technologie výroby magnetických materiálů technologií rychlého chlazení umožňuje vyrábět pásy o tloušťce i jen několik desítek mikronů. Těžiště výroby leží v tloušťkách 0,1 mm a 0,2 mm. Největší šíře doposud vyráběných pásů je 200 mm. Magnetickými obvody jsou toroidy a C jádra. Pro transformátory v měničích napětí malých výkonů v oblastech spínání několika megahertz se touto technologií vyrábějí dráty o průměru několika desítek μm . Pro nulovou magnetostrickci se uvažují pro „ohebné“ transformátory v lékařství.

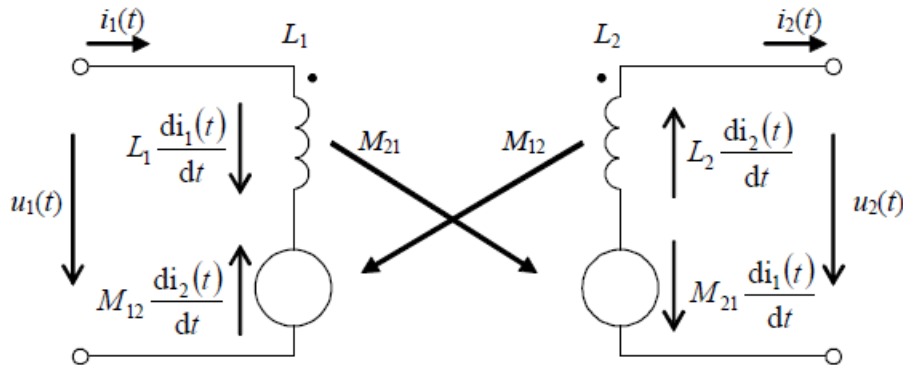
Pro rychlé chlazení (z tekutého stavu do pevného za 1 ms až 2 ms) nedojde k nukleaci zárodku krystalického zrna vůbec nebo je jejich růst velmi omezen. Ochlazování se uskutečňuje na chlazeném rotujícím válci, na který stříká tekutý kov. Výsledkem je nanokrystalická struktura. Také jsou velmi odlišné vlastnosti od kovových krystalických látek. Mají omezenou tepelnou stabilitu, nízkou magnetickou anizotropii, velký elektrický odpor, nízkou, některé z nich nulovou magnetostrickci, velkou korozivzdornost, velkou pevnost a velkou otěruvzdornost. Mimo silové transformátory velkých výkonů, kde bude těžiště jejich uplatnění, se používají pro měřicí transformátory proudu, magnetofonové hlavy, stínění, spínací zdroje, magneticky regulované usměrňovače a odrušovací tlumivky.

Pro nekrystalickou strukturu se označují také jako magnetické amorfnní látky nebo magnetická skla. Používá se několik druhů složení např. CoFeSiB , CoNbZr , FeSiB , a další.

Amorfnní magnetické materiály se vyznačují nízkou koercivitou (1 až 2 A/m) a vysokou permeabilitou (až 10^6). Jsou rozvinuty dva systémy. Systém se základem Fe má indukci nasycení 1,8 T. Systém se základem Co jen 0,55 T, zato však termomagnetickým zpracováním dosáhne ve směru působení pole pravoúhlost 0,99. V příčném směru má normální hysterezní smyčku. Při zachování koercivity má nízkou remanenci. Pro nízkou až nulovou magnetostrickci snáší tyto materiály až tisíckrát větší mechanické deformace bez ovlivnění magnetických vlastností. Výrobky z tohoto systému mají mnohem menší ztrátový výkon, ale jsou dražší.

4. Model transformátoru [7]

Matematický model transformátoru je souhrn matematických vztahů, popisujících fyzikální systém. Dle obrázku obsahuje model dvě vzájemné indukčnosti, tj. dvě libovolné cívky, které mají vlastní a vzájemné indukčnosti a dva zdroje indukovaného napětí, vznikajícího v protilehlém vinutí při průchodu proudu vinutím opačným. Indukované napětí je úměrné derivaci proudu. Konstantou úměrnosti je právě vzájemná indukčnost M .



Obrázek 14: Model transformátoru [7].

Z principu reciprocity je patrné, že v lineárních a nelineárních magnetických obvodech jsou vzájemné indukčnosti M_{12} a M_{21} stejné a budou značeny pouze písmenem M . Poté vztah mezi indukčnostmi M , L_1 a L_2 lze psát jako

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (4-1)$$

kde M je vzájemná indukčnost, L_1 a L_2 indukčnost primárního a sekundárního vinutí, k je činitel vazby, $k \in \langle 0,1 \rangle$.

Podle činitele vazby lze transformátory třídit:

- $k < 1$ rozptylový transformátor, technicky realizovatelný
- $k \rightarrow 1$ transformátor těsný, technicky realizovatelný
- $k = 1$ transformátor dokonalý, technicky nerealizovatelný
- $k = 1, L_1 \rightarrow \infty$ transformátor ideální, technicky nerealizovatelný

Následně lze sestavit napěťové rovnice podle II. Kirchhoffova zákona, odpovídající obvodovému modelu transformátoru

$$u_1(t) = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} - M \frac{di_2(t)}{dt} = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} - k\sqrt{L_1 L_2} \frac{di_2(t)}{dt} \quad (4-2)$$

$$u_2(t) = M \frac{di_1(t)}{dt} - L_2 \frac{di_2(t)}{dt} = k\sqrt{L_1 L_2} \frac{di_1(t)}{dt} - L_2 \frac{di_2(t)}{dt} \quad (4.3)$$

kde $u_1(t), u_2(t)$ je okamžitá hodnota primárního a sekundárního napětí, a $i_1(t), i_2(t)$ je okamžitá hodnota primárního a sekundárního proudu.

Tyto rovnice slouží k vytvoření modelů transformátorů napětí i proudu s lineárním a nelineárním magnetickým obvodem.

5. Zapínací proud transformátoru [6]

Při zapínání transformátoru nastává přechodový děj, kterým rozumíme děj mezi dvěma ustálenými stavy obvodu.

5.1 Připínání transformátoru

Intenzita magnetického pole v jádře transformátoru je dána Maxwellovou rovnicí pro kvazistacionární pole.

$$\oint_C \mathbf{H} d\mathbf{l} = \oint_C \mathbf{H}_t d\mathbf{l} = \sum_k I_k \quad (5.1-1)$$

Integrační dráha C tvoří magnetický obvod a intenzita magnetického pole je tečnou k integrační dráze $\mathbf{H} \parallel d\mathbf{l}$. U transformátorů jsou budící proudy magnetického pole funkcí času $I_k = I_k(t)$, stejně jako intenzita magnetického pole $\mathbf{H} = \mathbf{H}(t)$.

Magnetický obvod je možné rozdělit na části, kde budou stejné geometrické i magnetické vlastnosti jádra. Úseky uvažujeme jako homogenní a integrál $\oint \mathbf{H}_t d\mathbf{l}$ můžeme nahradit součtem přes jednotlivé části magnetického obvodu, jenž bude popisovat jeho heterogenní strukturu. V případě potřeby lze do výpočtu zahrnout i vzduchovou mezeru v magnetickém obvodu.

Magnetické pole transformátoru je tvořeno cívkou, kde jednotlivými závitů protéká stejně velký proud, proto můžeme pravou stranu rovnice nahradit součtem příspěvků jednotlivých cívek.

$$\sum_j H_j(t) l_j = \sum_K N_K I_K(t) \quad (5.1-2)$$

kde N_K je počet závitů cívky a I_K je proud protékající cívkou.

Magnetický tok je dán indukovaným elektromotorickým napětím, podle Faradayova zákona

$$u_i = - \frac{d\phi}{dt} \quad (5.1-3)$$

Magnetický tok lze definovat vztahem

$$\phi = \iint_S \mathbf{B} d\mathbf{S} = \iint_S B_n dS \quad (5.1-4)$$

kde B_n je složka $\mathbf{B}$ kolmá k ploše dS . Magnetický tok i magnetická indukce transformátoru je časově proměnná $\phi = \phi(t)$ a $\mathbf{B} = \mathbf{B}(t)$. Pokud je magnetické pole homogenní, tok bude

$$\phi(t) = SB(t) \quad (5.1-5)$$

Použití indukčního zákona na celou cívku s počtem závitů N . Indukované napětí v cívkě bude

$$u_i(t) = -NS \frac{dB(t)}{dt} \quad (5.1-6)$$

Vztah mezi intenzitou magnetického pole H a magnetickou indukcí B je v ideálním lineárním materiálu dána permeabilitou μ , respektive relativní permeabilitou μ_r

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H \quad (5.1-7)$$

V reálném nelineárním magnetiku je magnetická indukce nelineární funkcí intenzity magnetického pole $B = f(H)$. Nelinearita je odražena tvarem hysterezní smyčky při magnetování feromagnetika. Magnetizace je funkcí intenzity pole, sama sebe, teploty, času, mechanického napětí a dalších veličin. Popis magnetickou polarizací J

$$B(t) = \mu_0 (H(t) + M(H, M, \vartheta, t, \dots)) = \mu_0 H(t) + J(H, J, \vartheta, t, \dots) \quad (5.1-8)$$

Přechodový jev vzniká při připojení transformátoru k napájecí síti, proto předpokládáme, že distribuční síť je tvrdý zdroj harmonického napětí

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi) \quad (5.1-9)$$

kde ψ vyjadřuje okamžik připojení transformátoru k síti.

Napětí sítě je svorkovým napětím vinutí u , které lze převést na elektromotorické napětí u_i pomocí Kirchhofova zákona.

$$u_{i1}(t) = u(t) - R_1 i_1(t) - L_{1\sigma} \frac{di_1(t)}{dt} \quad (5.1-10)$$

Odpor primárního vinutí R_1 transformátoru, rozptylovou indukčnost $L_{1\sigma}$ a nelinearitu magnetického obvodu zanedbáme.

Dosažením průběhu indukovaným napětím do Faradayova indukčního zákona získáme po integraci

$$\int \frac{U_m}{N} \sin(\omega t + \psi) dt = -\phi(t) \quad (5.1-11)$$

$$-\frac{U_m}{N\omega} \cos(\omega t + \psi) + k = -\phi(t) \quad (5.1-12)$$

Počáteční podmínka v čase $t = 0$ je dána remanentním magnetickým tokem $\phi(0) = \Phi_r$

$$-\frac{U_m}{N\omega} \cos(\psi) + k = -\Phi_r \quad (5.1-13)$$

$$k = \frac{U_m}{N\omega} \cos(\psi) - \Phi_r \quad (5.1-14)$$

Průběh výsledného magnetického toku po zapnutí transformátoru

$$\phi(t) = \frac{U_m}{N\omega} [\cos(\omega t + \psi) - \cos(\psi)] + \Phi_r \quad (5.1-15)$$

respektive

$$\phi(t) = \frac{U_m}{N\omega} [\sin(\omega t + \psi + \frac{\pi}{2}) - \cos(\psi)] + \Phi_r \quad (5.1-16)$$

Existence stejnosměrné složky magnetického toku při přechodovém ději je závislá na okamžiku připojení transformátoru k síti ψ a na remanentním magnetickém toku Φ_r . Na ní je superponován magnetický tok v ustáleném stavu

$$\phi(t) = \frac{U_m}{N\omega} \sin(\omega t + \psi + \frac{\pi}{2}) = \Phi_m \sin(\omega t + \psi + \frac{\pi}{2}) \quad (5.1-17)$$

kde hodnota Φ_m je amplituda magnetického toku v ustáleném stavu.
Nejvhodnější připojení transformátoru nastává v okamžiku

$$\Phi_m \cos \psi - \Phi_r = 0 \quad (5.1-18)$$

jelikož nevznikne žádný přechodový jev.

Pro nulový remanentní tok $\Phi_r = 0$ je to, když napětí sítě prochází maximem $\psi = \frac{\pi}{2}$. Maximální tok poteče jádrem v čase $\omega t = \frac{\pi}{2}$ a jeho amplituda odpovídá amplitudě v ustáleném stavu $\Phi_{\max} = \Phi_m$. Což ilustruje obrázek 15.

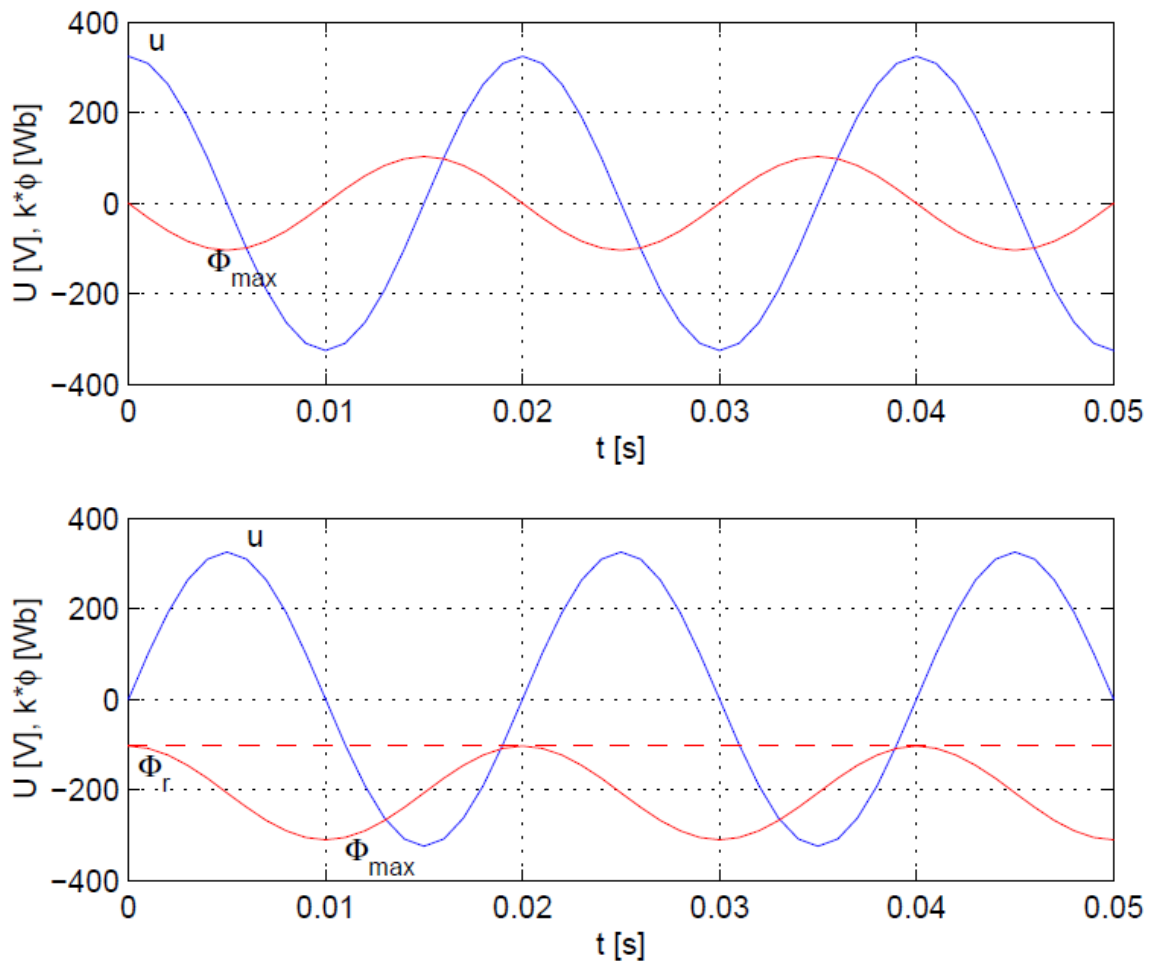
Maximální indukční tok poteče jádrem v případě, když výraz $\Phi_m \cos \psi - \Phi_r$ bude mít maximální hodnotu

$$\max(\Phi_m \cos \psi - \Phi_r) \quad (5.1-19)$$

Tento stav nastane v situaci, kdy je transformátor připojen k síti při průchodu napětí nulou $\psi = 0$ s uvažováním maximálního záporného počátečního toku Φ_r . Potom v čase $\omega t = \pi$ po připojení k síti dosáhne magnetický tok teoretické hodnoty

$$\Phi_{\max} = 2\Phi_m + \Phi_r \quad (5.1-20)$$

Skutečná velikost magnetického toku bude výrazně menší vlivem konečné velikosti impedance primárního obvodu.



Obrázek 15: Průběh indukčního toku, po připojení transformátoru a) v nejvhodnější okamžik splňující podmínku, b) v nejhorším případě [6].

5.2 Velikost zapínacího proudu

Velký proud protéká vinutím při zkratech, velkých přetíženích a také po připojení nezatíženého transformátoru v určitém okamžiku na síť. Velikost zapínacího proudu je ovlivněna impedancí primárního vinutí. V jednoduchém přiblížení je uvažován pouze odpor vinutí. Poměry v jednoduchém sériovém RL tvořeném odporem vinutí a hlavní indukčností transformátoru popisuje rovnice

$$R_1 i + L_1 \frac{di}{dt} = \sqrt{2} U_0 \sin(\omega t + \psi) \quad (5.2-1)$$

kde úhel ψ je okamžik připojení transformátoru k napájení. Odpor R a indukčnost L jsou konstantní. Počáteční podmínka je $i(0) = 0$.

Obecné řešení rovnice

$$i_0 = K e^{\lambda t} \quad (5.2-2)$$

kde $\lambda = -R_1/L_1$, lze vyjádřit časovou konstantou

$$\tau = -\frac{1}{\lambda} \quad (5.2-3)$$

Partikulární řešení z podmínek v ustáleném stavu $t \rightarrow \infty$

$$R_1 I_0 + j\omega L_1 I_0 = \sqrt{2} U_0 e^{j\psi} \quad (5.2-4)$$

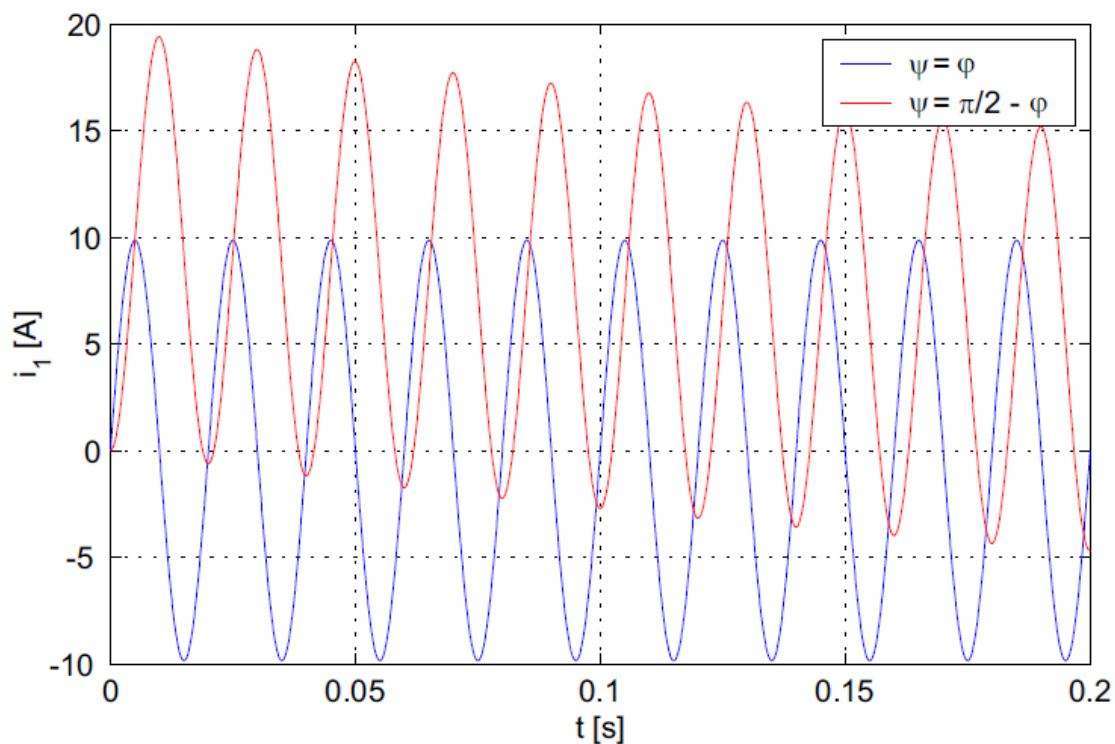
$$I_0 = \frac{\sqrt{2} U_0 e^{j\psi}}{R_1 + j\omega L_1} = \frac{\sqrt{2} U_0}{Z} e^{j(\psi - \varphi)} \quad (5.2-5)$$

Impedance Z a φ bude

$$Z = \sqrt{R_1^2 + \omega^2 L_1^2}; \varphi = \arctan \frac{\omega L_1}{R_1} \quad (5.2-6)$$

Přepsáním rovnice (5.2-5) z fázorového vyjádření do časového získáme partikulární řešení ve tvaru

$$i_p = \frac{\sqrt{2} U_0}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi) \quad (5.2-7)$$



Obrázek 16: Průběh proudu při přechodovém jevu ve zjednodušeném náhradním obvodu [6].

Řešením je tedy

$$i = i_0 + i_p = K e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{\sqrt{2} U_0}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi) \quad (5.2-8)$$

Integrační konstanta K je vypočtena z počáteční podmínky

$$0 = K + \frac{\sqrt{2}U_0}{Z} \sin(\psi - \varphi) \quad (5.2-9)$$

Proud při přechodovém ději zjednodušeného obvodu bude

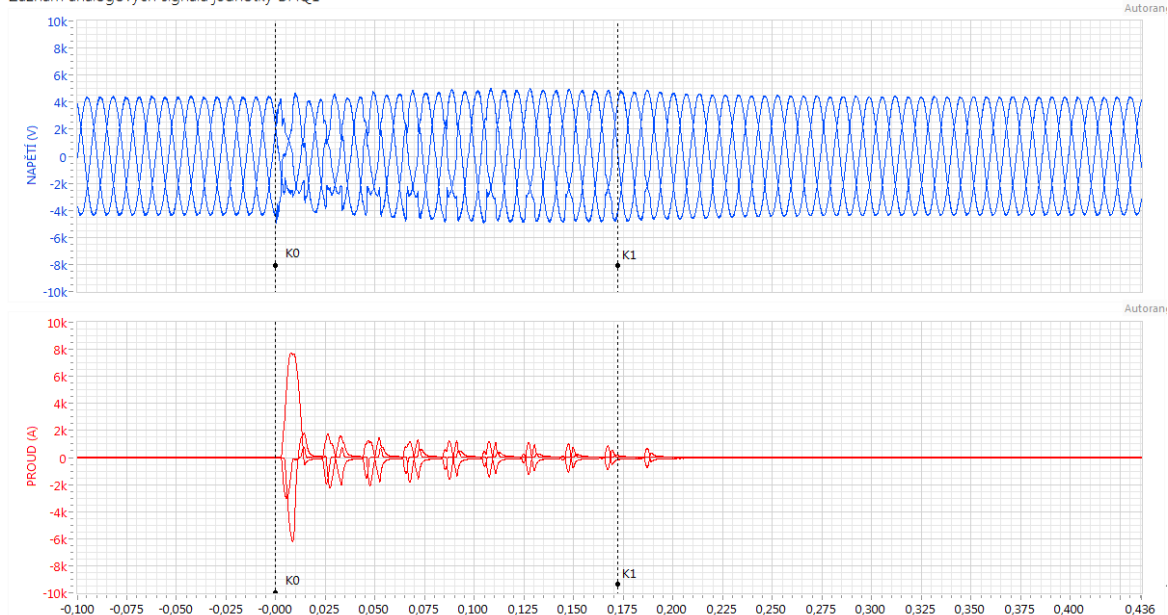
$$i = \frac{\sqrt{2}U_0}{Z} [\sin(\omega t + \psi - \varphi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\psi - \varphi)] \quad (5.2-10)$$

Rozborem extrémů je zjištěno, že přechodový děj nenastane v případě $\psi = \varphi$ a bude největší při $\psi = \pi/2 - \varphi$. Proudů jsou uvedeny na obrázku 16.

5.3 Zapínání transformátoru

Z obrázku 17 lze vidět skutečnou velikost napětí a proudu po zapnutí třífázového transformátoru. Jedná se o záznam průběhu napětí a proudu transformátoru TT2 ze zkušebny elektrických přístrojů. Modrý průběh je průběh napětí, které se po zapnutí ustálí na dané hodnotě. Červený průběh je průběh proudu. Jedná se o reálný průběh zapnutí, který je nepříznivý. Jde o zapnutí transformátoru v nule (fáze V) bez demagnetizace. Proud dosahuje hodnoty až 8 kA. Transformátor zůstává v remanenci.

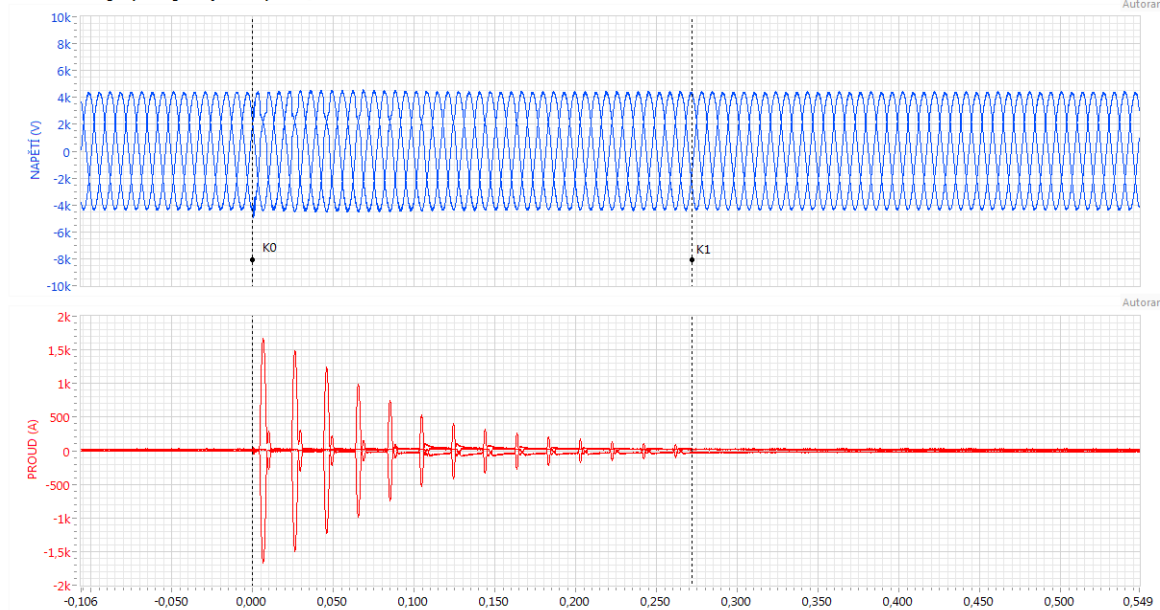
Záznam analogových signálů jednotky DAQ1



Obrázek 17: Zapnutí transformátoru TT2, bez demagnetizace

Z obrázku 18 je vidět zapnutí transformátoru TT2, zapínací proud dosahuje hodnoty 1,5 kA, což je lepší případ, než z obrázku 17, kde proud dosahuje hodnoty 8 kA.

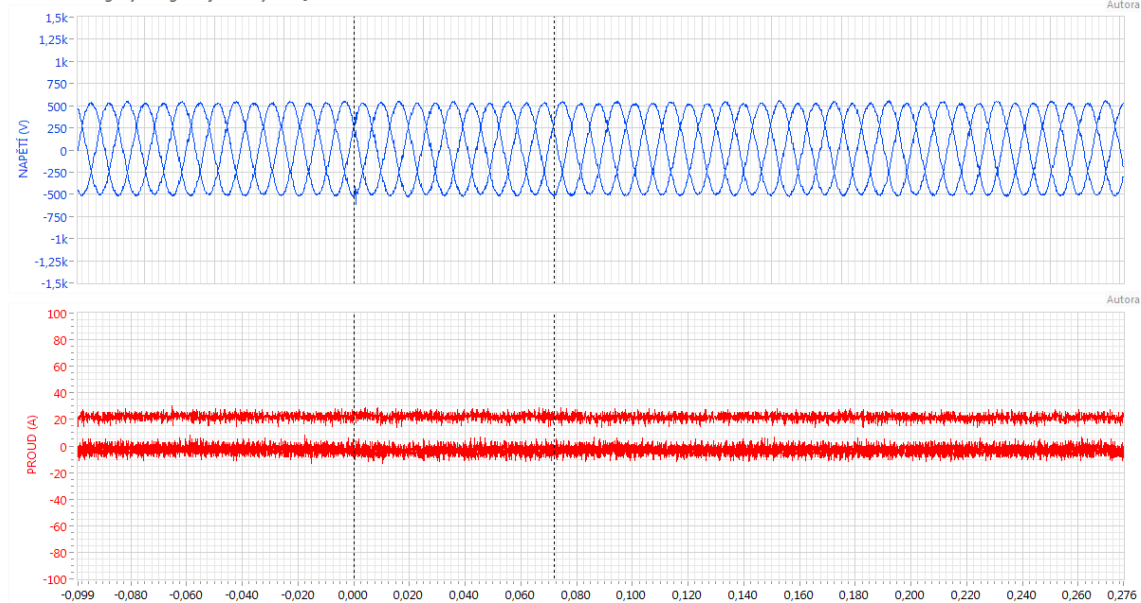
Záznam analogových signálů jednotky DAQ1



Obrázek 18: Zapnutí transformátoru TT2, lepší případ demagnetizace

Z dalšího průběhu napětí a proudu vidíme zapnutí transformátoru při zkoušce naprázdno. Jedná se o ideální průběh proudu, transformátor TT2 byl demagnetován.

Záznam analogových signálů jednotky DAQ1



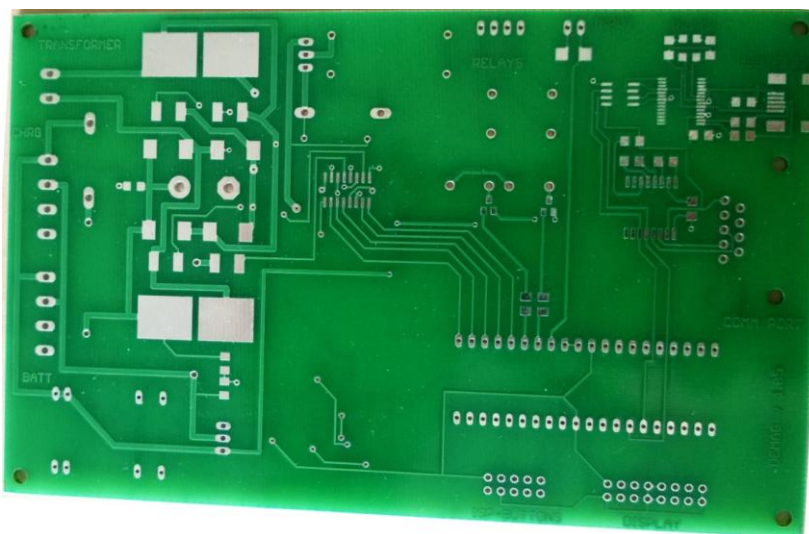
Obrázek 19: Zapnutí transformátoru TT2, s demagnetizací

6. Návrh zařízení

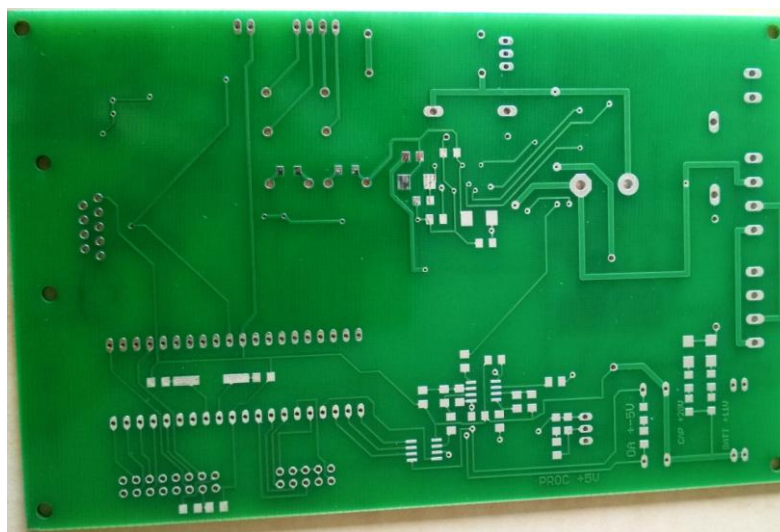
V této části diplomové práce je popsán návrh plošného spoje, vývojový diagram a samotné měření na zařízení sloužící k demagnetizaci transformátoru.

6.1 Návrh plošného spoje

V programu Eagle bylo navrženo schéma zapojení a následné vygenerování podkladu pro výrobu plošného spoje. Schéma zapojení a podklady pro tvorbu plošného spoje jsou v příloze. Na obrázku 20 a 21 lze vidět neosazený plošný spoj.



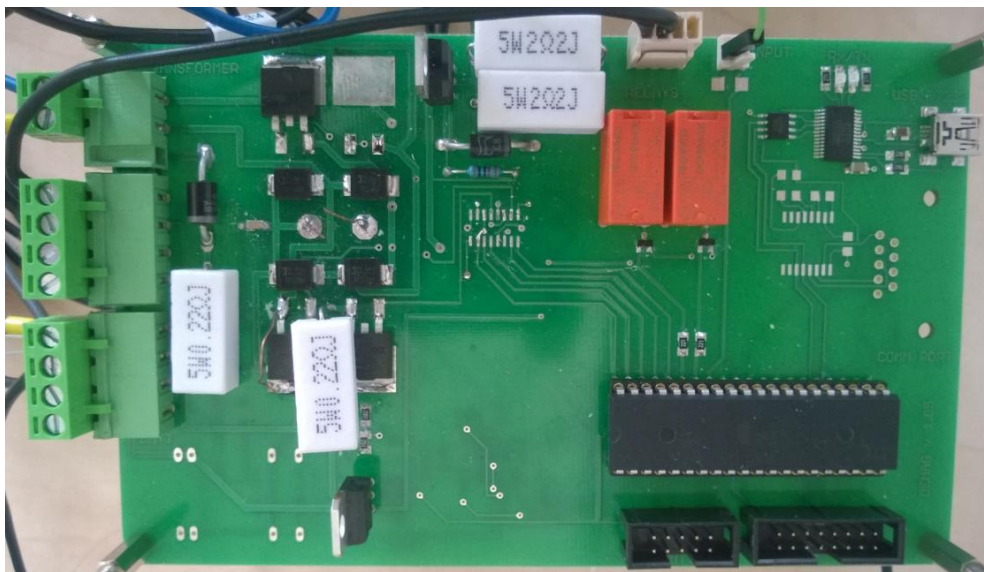
Obrázek 20: Plošný spoj, přední strana



Obrázek 21: Plošný spoj, zadní strana

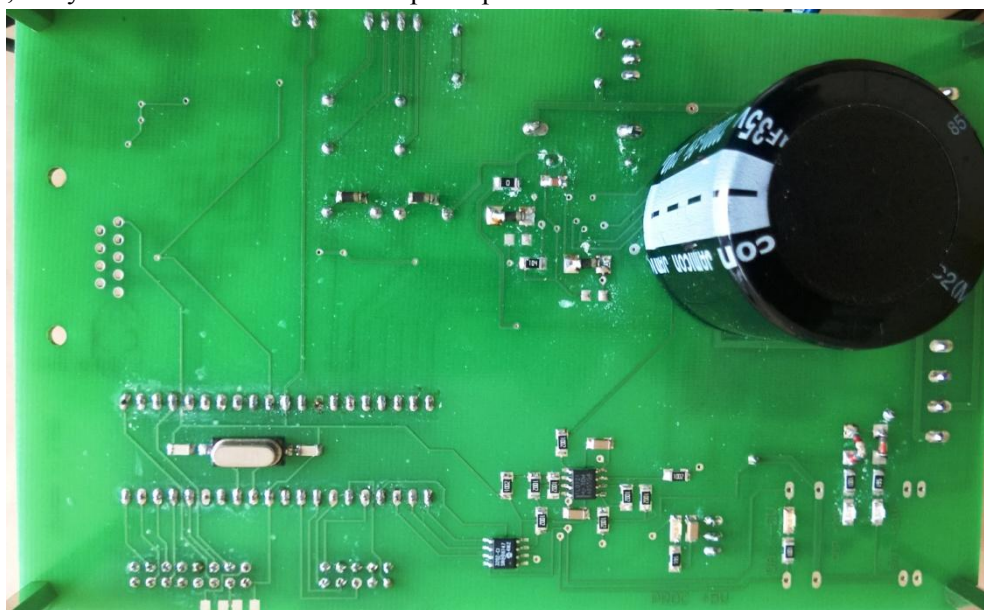
Na obrázku 22 je již osazený plošný spoj. Toto zařízení se skládá ze silové části, komunikační části, ovládací části a části pro měření napětí a proudu na zátěži. Silová část musela být upravena z důvodu špatné volby měniče. Úprava proběhla odebráním tranzistoru Q3 a zkratem tranzistoru Q1. Po úpravě přidáním relé je silová část ovládána přímo z procesoru pomocí tranzistoru Q4. Tato úprava byla nutná

pro zajištění chodu zařízení, z důvodu špatné volby budiče obvodu. Odpor nad tranzistory Q1 a Q2 je bočník. Na plošném spoji jsou dvě relé, pro ovládání stykačů. Dále zde vidíme komunikační část. Je osazena jen část pro komunikaci pomocí mini-USB, komunikace přes sériový port není osazena. Ochrannou část tvoří Zenerova dioda, jedná se o ochranný obvod mezi-obvodu, který maří energii v případě přesažení maximálního napětí v mezi-obvodu. U procesoru jsou porty pro ovládání tlačítka a display. Zelené čtyř-pinové konektory, jsou pro připojení na vstupní napájení a dvou-pinový konektor slouží k výstupu na připojení transformátoru. Na tomto vzorku není osazen zdroj napětí ± 5 V pro měření. Ke správné funkci zařízení, je nutné dodržet podmínku, aby napětí bylo stabilizované, nepulzující.



Obrázek 22: Osazený plošný spoj, přední strana

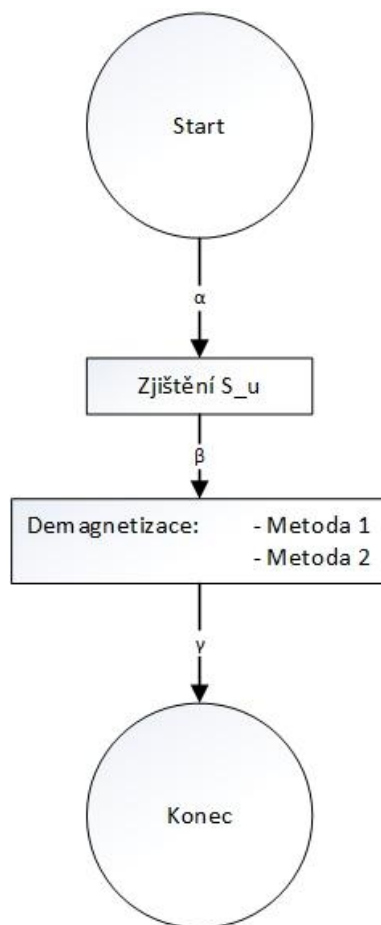
Na zadní straně je osazen kondenzátor silové části a další kondenzátory kolem měření. Dále pak obvod MCP 282, který obstarává vlastní měření napětí a proudu.



Obrázek 23: Osazený plošný spoj, zadní strana

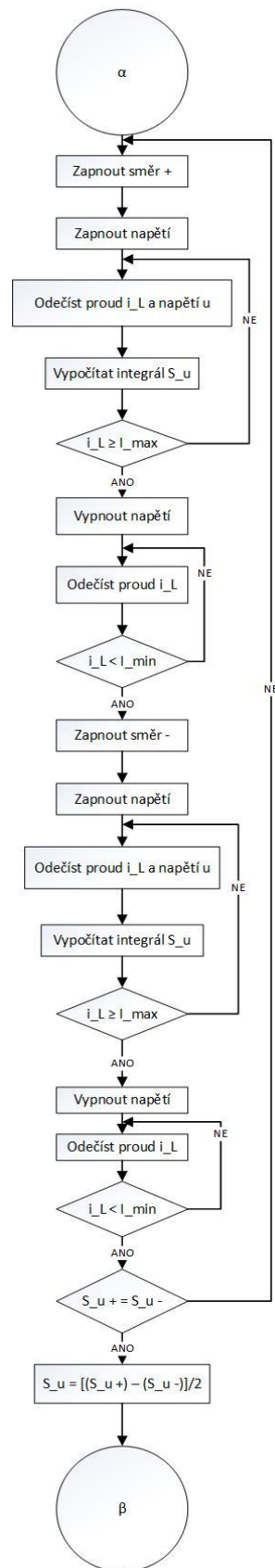
6.2 Vývojový diagram

Vývojový diagram slouží k popsání principu funkce zařízení. Na obrázku 24 je základní diagram, na který je navázáno dalšími diagramy. Prvním krokem demagnetizace je nutno zjistit plochu S_u vypočítanou z velikosti napětí. Metoda zjištění plochy napětí je patrná z obrázku 25. Po zjištění této plochy existují dvě metody demagnetizace, jenž jsou druhým krokem k vlastní demagnetizaci. První metodou je založen na principu zjištění plochy napětí a její rozpůlení, tuto metodu nalezneme na obrázku 26. Druhá metoda je založena na principu zjištění plochy napětí a následném cyklickém snižování plochy směrem k polovině.



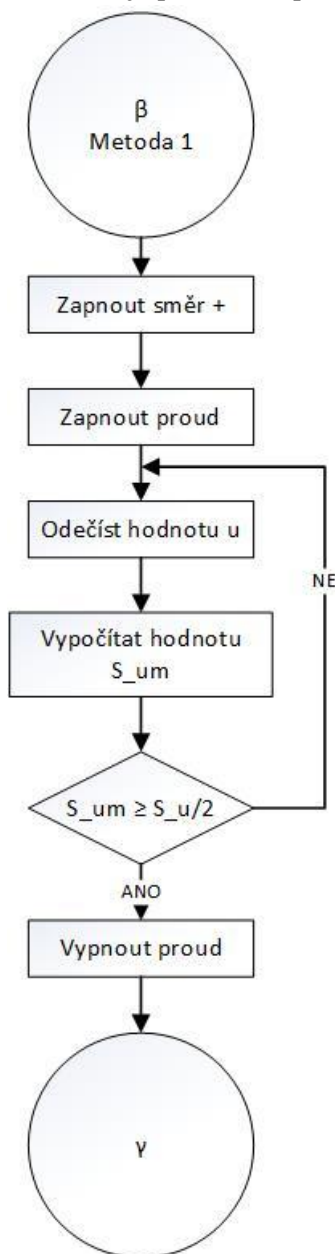
Obrázek 24: Základní diagram

Ke každé metodě je nutno zjistit velikost plochy napětí S_u . Ta se zjistí tak, že v prvním bodě je zapnuto kladné napětí v čase $t = 0$ s, což je okamžik ukončení definován dosažení proudu. Sledování proudu obvodu i_L , současné sledování napětí u a následné vypočítání integrálu $S_u = \int_0^t u dt$. V případě $i_L > I_{max}$, je vypnut proud a ukončeno načítání S_u . Pokud není splněna podmínka, je nutné opět sledovat proud obvodu i_L a napětí u doté doby, než bude splněna daná podmínka $i_L > I_{max}$. Druhým bodem je sledování proudu nulovou diodou, $i_L < I_{min}$. Není – li splněna podmínka, je třeba načítat znovu proud i_L , do doby, než dojde ke splnění podmínky. Ve třetím bodě je zapnuto záporné napětí, sledování proudu obvodu i_L , současné sledování napětí u a vypočítání integrálu S_u . V případě $i_L > I_{max}$, je vypnut proud a ukončeno načítání plochy napětí S_u . Následně je sledován proud nulovou diodou, $i_L < I_{min}$.



Obrázek 25: Diagram zjištění plochy napětí S_u

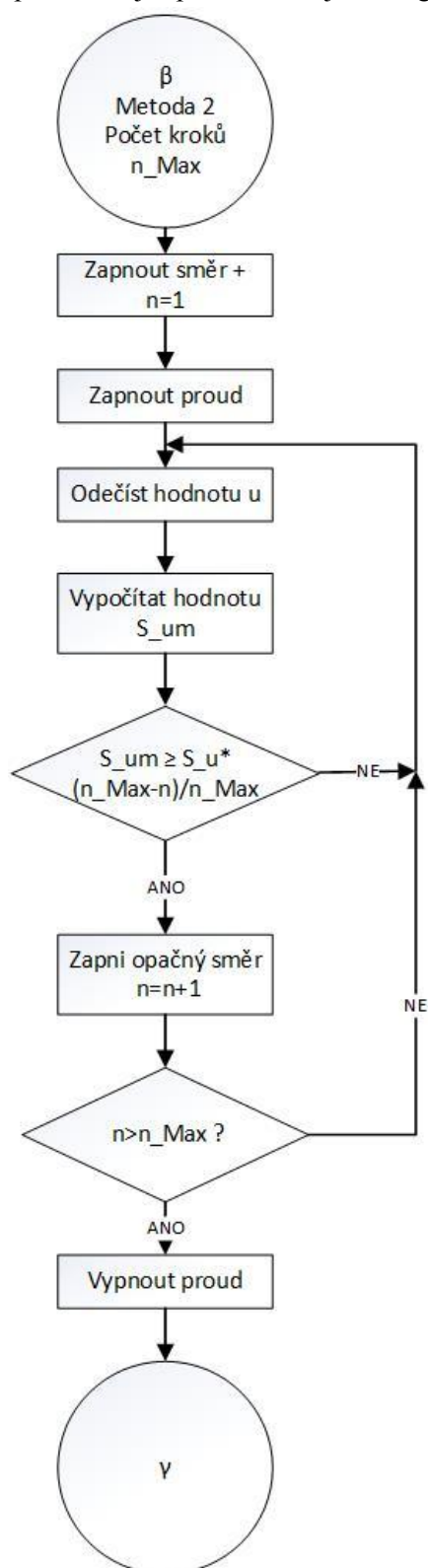
První metodou demagnetizace, je známa plocha napětí S_u , dojde k zapnutí kladného směru. Nutno odečíst hodnotu napětí. Následně vypočítat hodnotu plochy demagnetovaného napětí S_{um} . Pokud je hodnota S_{um} větší, než polovina plochy napětí S_u , dojde k ukončení a je hotová demagnetizace. Jestliže není hodnota S_{um} větší než polovina plochy napětí, cyklus se opakuje znovu načítáním hodnoty napětí u , dokud daná podmínka není splněna. Jakmile je podmínka splněna, je demagnetizace hotová.



Obrázek 26: Diagram, metoda 1

Pro druhou metodu, je nutné zvolit počet kroků n , následně je zapnut směr kladného napětí u a odečtena jeho hodnota. Poté je vypočítána hodnota S_{um} , která musí odpovídat podmínce, $S_{um} \geq S_u * (n_{Max} - n) / n_{Max}$. Pokud není splněna podmínka, je nutné znovu odečíst hodnotu napětí a celý krok opakovat, než dojde ke splnění podmínky. Po splnění první podmínky je zapnut opačný směr a následuje nová podmínka, která nám určí, navýšení počtu kroků n , a zároveň je nutno dodržet počet

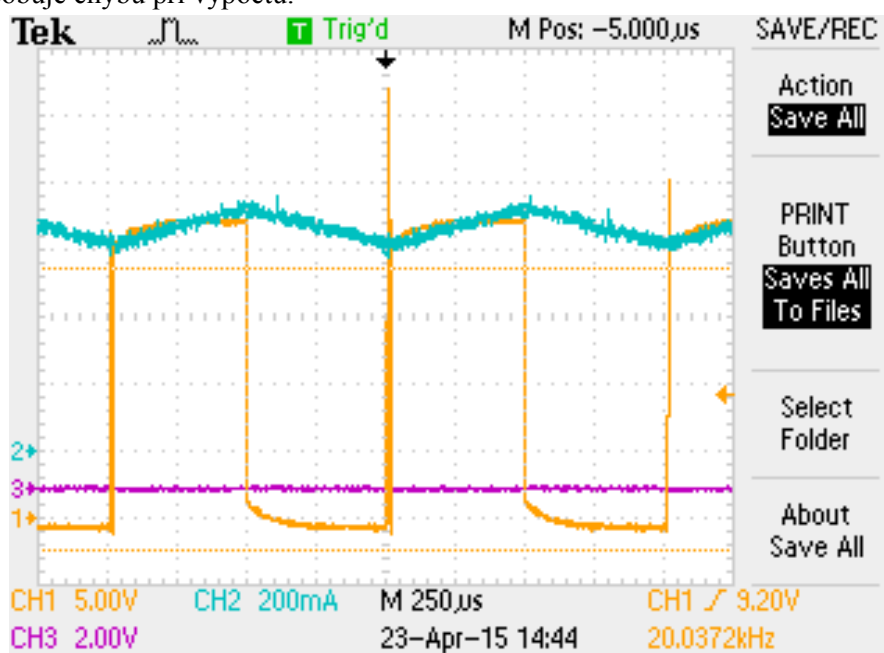
kroků n je větší než maximální počet kroků n_{Max} . Jestliže není splněna podmínka, dojde k opakování celého cyklu do té doby, než tato podmínka je splněna. Poté je demagnetizace hotová.



Obrázek 27: Diagram, metoda 2

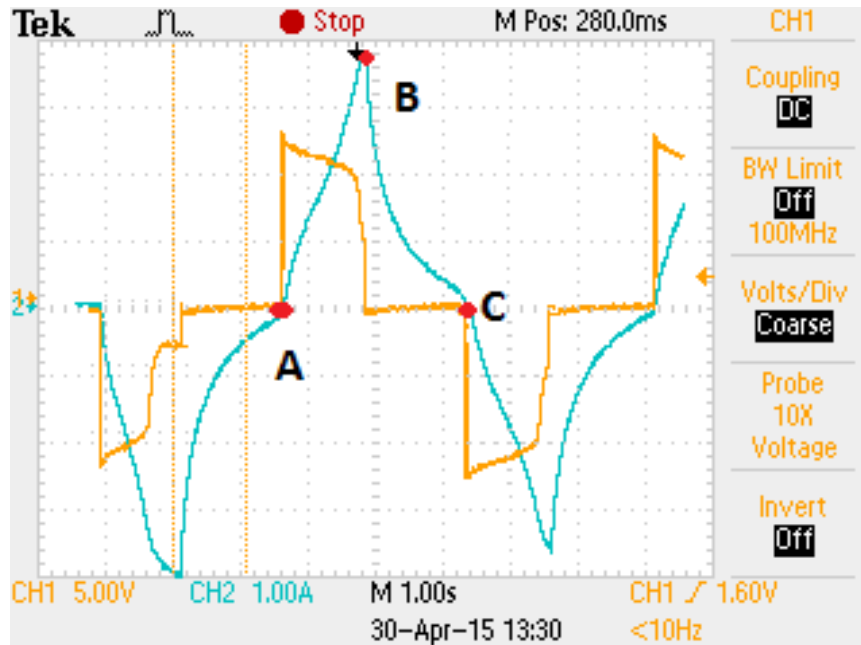
6.3 Měření na zařízení

Z průběhu měření na obrázku 28 je vidět unipolární řízení. Zařízení nám snímá zátěž, která má induktivní charakter. Měření je prováděno na cívce, která má hodnotu indukčnosti $L = 0,25 \text{ H}$. Modrý průběh je průběh proudu, dosahující minimální hodnoty 600 mA a maximální hodnoty 700 mA. Oranžový průběh je průběh napětí, dosahující hodnoty 25 V. Je zde vidět rozkmitaný průběh proudu i_L , které způsobuje chybu při výpočtu.



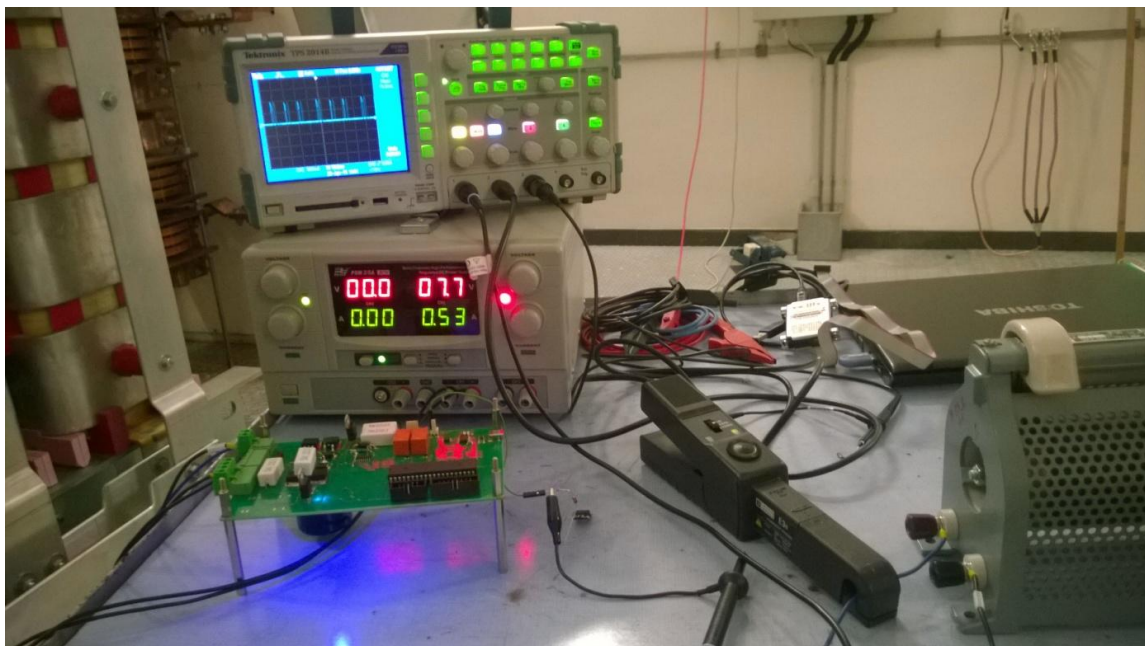
Obrázek 28: Měření induktivní zátěže

Na obrázku 29 se jedná o bipolární řízení, s úpravou zařízení přidáním relé. Lze vidět zapnutí tranzistoru, jehož napětí vzroste na hodnotu 12 V a následně klesne na nulovou hodnotu, kde dojde k jeho vypnutí. Také pozorujeme nárůst proudu z počáteční hodnoty A až do hodnoty B, která odpovídá velikosti přibližně 3,8 A, dojde k přesycení a následnému vybíjení přes nulovou diodu. Velikost proudu klesá k nulové hodnotě C.



Obrázek 29: Měření na transformátoru

Z obrázku 30 lze vidět zapojení měřících přístrojů a zařízení, připojené k transformátoru TT2



Obrázek 30: Zapojení měřícího pracoviště

7. Závěr

V této diplomové práci je popsán transformátor, princip jeho funkce, značení, jednofázový a trojfázový transformátor.

Je zde popsán magnetický obvod transformátoru, jeho rozdělení na lineární a nelineární magnetické obvod. U lineárních magnetických obvodů je popsán Hopkinsonův zákon, indukčnost a elektromagnetický návrh lineárního diskrétního magnetického obvodu. Také jsou popsány Hopkinsonovy činitele rozptylu a výpočet indukovaného napětí.

U nelineárních je popsán výpočet indukovaného napětí, energie nelineárního magnetického obvodu a také hysterezní ztráty.

Popsán je i magnetický obvod třífázového transformátoru, určení počtu primárních závitů a také výpočet magnetizačního proudu.

V další části jsou popsány elektrotechnické plechy, které slouží k výrobě transformátorových jader. Mezi tyto plechy řadíme plechy Et, Eo, Ei a amorfní magnetické materiály.

V práci je také popsán model transformátoru, který popisuje matematickými rovnicemi chování transformátoru jako fyzikálního systému.

V následující části je popsán přechodový jev při připínání transformátoru a zapínací proud transformátoru. Průběh zapínacího proudu je odezvou na saturaci magnetického obvodu jádra před zapnutím. Velikost proudu odpovídá pouze diferenciální hodnotě m , která je v saturované části přibližně rovna m vzduchu. Příčná indukčnost L_μ je pak téměř zanedbatelná a způsobuje veliký nárazový proud.

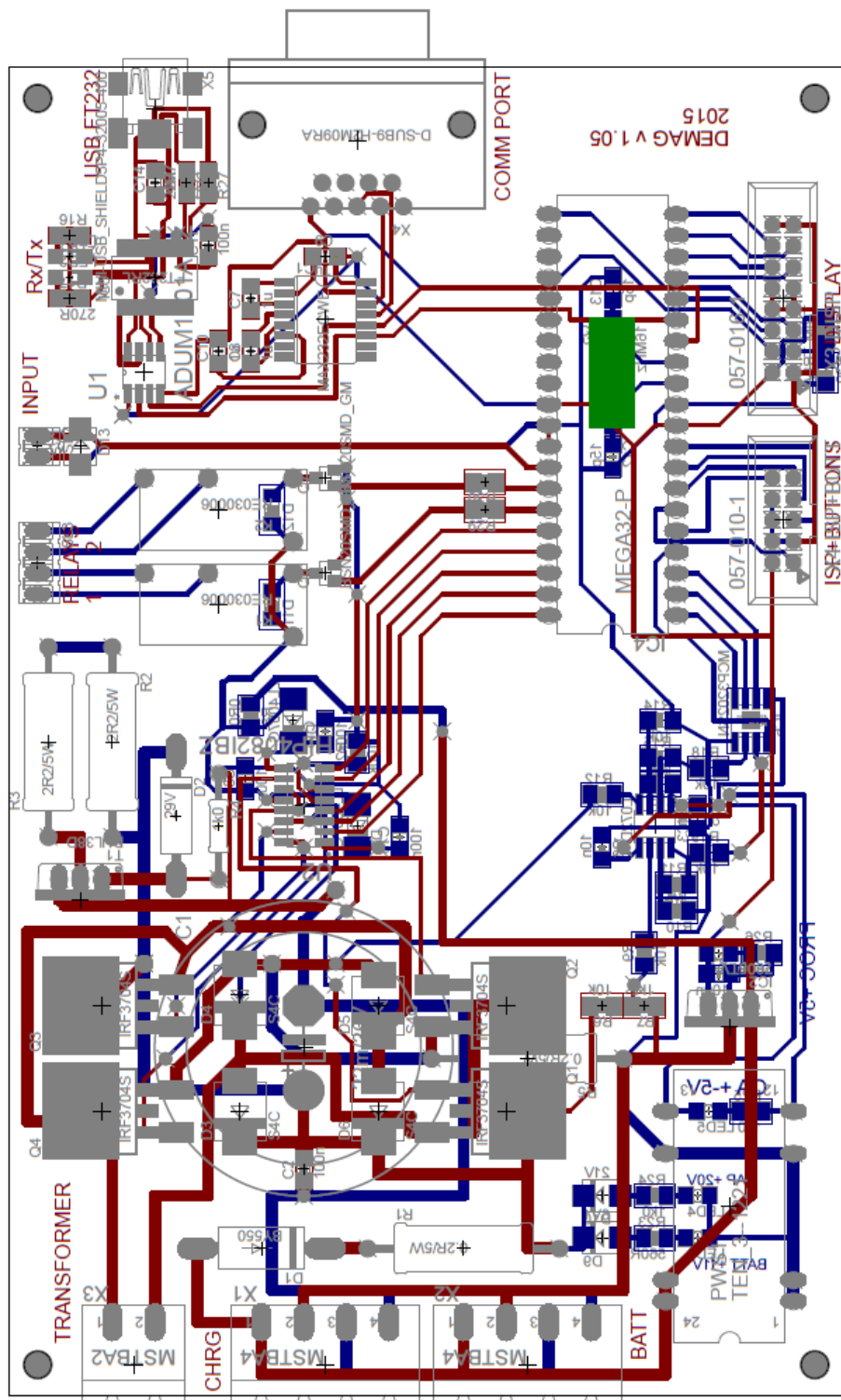
V práci je vloženy průběhy zapnutí transformátoru TT2 ze zkušebny elektrických přístrojů. Z tohoto průběhu je patrný náraz zapínacího proudu při nesprávně magnetovaném transformátoru. V případě správného průběhu zapnutí, je nárazový proud zanedbatelný, jak je ilustrováno na obrázcích 17, 18 a 19.

Práce je zaměřena na vyrobení zařízení, které demagnetuje jádro transformátoru před zapnutím. Plošný spoj tohoto zařízení byl navržen v programu Eagle a následně vyrobeno. Provoz zařízení byl ověřen pomocí měření na cívce v laboratorních podmínkách a posléze prakticky na samotném transformátoru TT2, zkušebny elektrických přístrojů. Z průběhu měření je vidět, unipolární řízení na cívce o indukčnosti 0,25 H. Druhé měření bylo bipolární řízení, již na skutečném transformátoru.

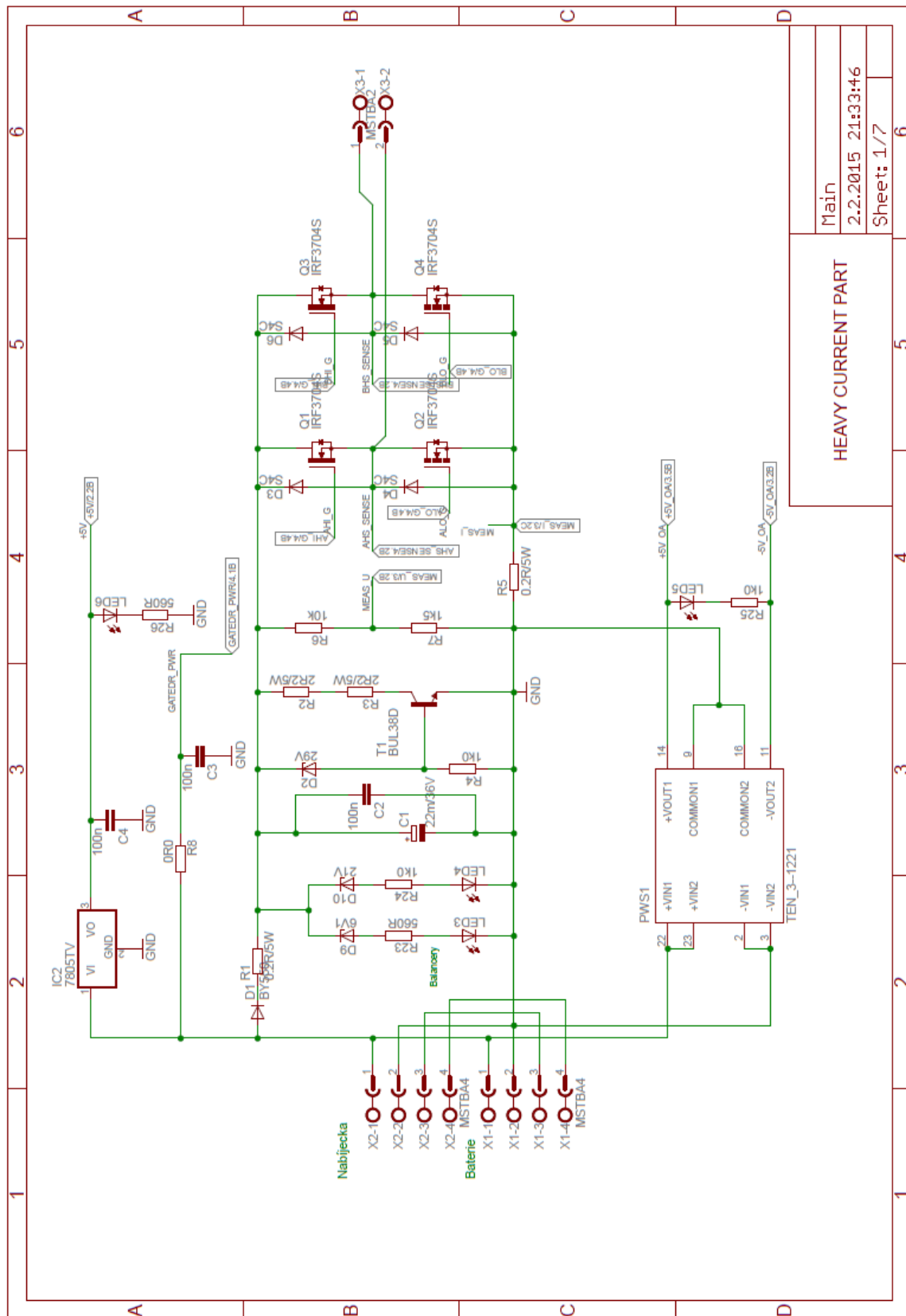
Literatura

- [1] ZOUFALÝ, Marek. *Analýza a doporučení změny výkonového přepínače* [online]. Brno, 2012 [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=56824. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce doc. Ing. Bohuslav Bušov, CSc.
- [2] Poznámky z přednášek Doc. Ing. Čestmíra Ondrůška, CSc.
- [3] Technická dokumentace firmy REVOS (montážní deníky, fotodokumentace)
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoprůdové elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [5] FAKTOR, Z. *Transformátory a cívky*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1999, 392 s. ISBN 80-860-5649-X.
- [6] NOVÁK, Miroslav. *Přechodový děj při zapnutí transformátoru: Způsoby omezování zapínacího proudu* [online]. Technická univerzita v Liberci, 2003 [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: http://www.mti.tul.cz/files/disertace_Miroslav_Novak.pdf. Disertační práce. Technická univerzita v Liberci.
- [7] CIPÍN, Radoslav. *Matematické modely transformátorů a asynchronních motorů* [online]. Brno, 2008 [cit. 2014-12-15]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=7287. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

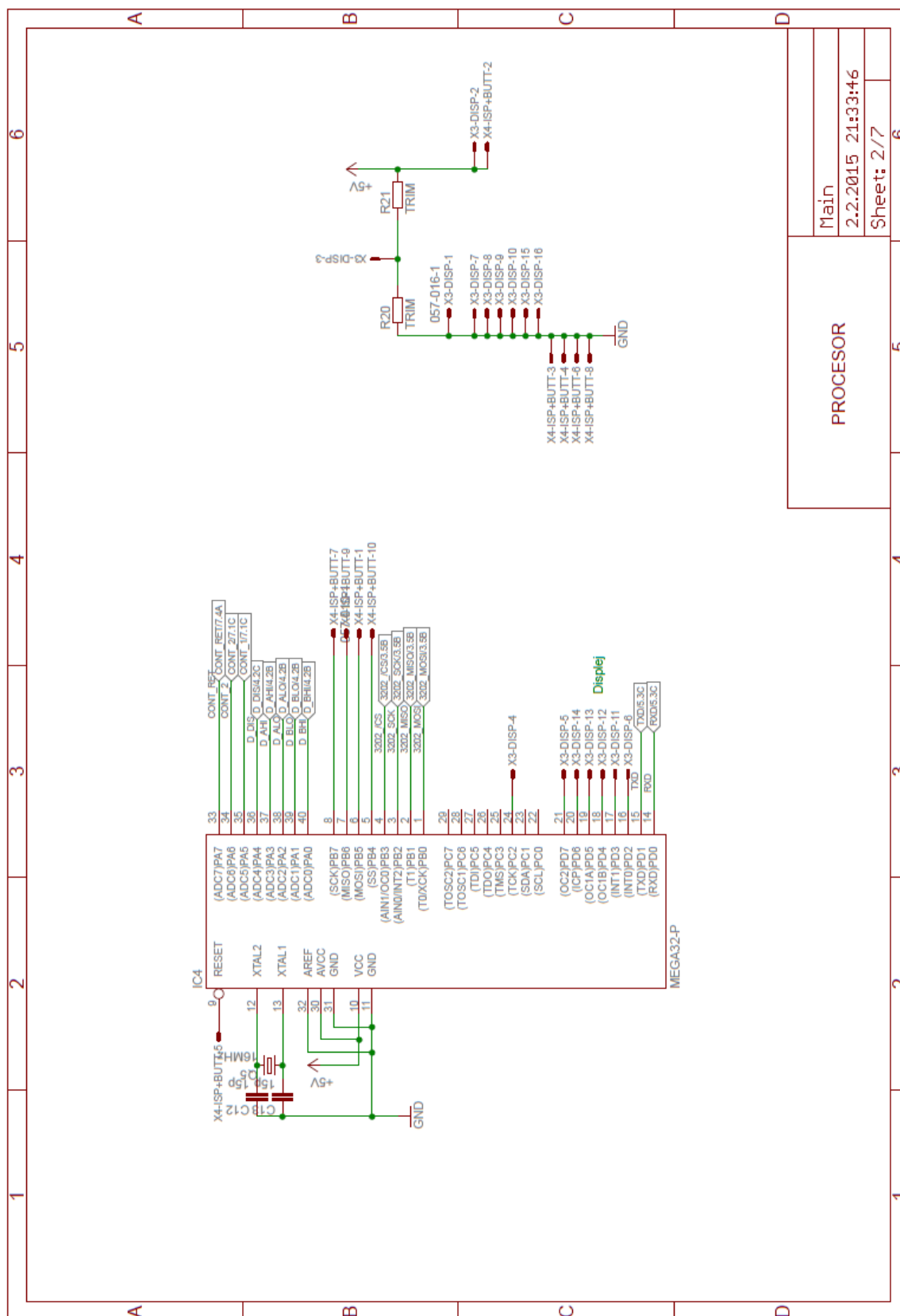
Přílohy



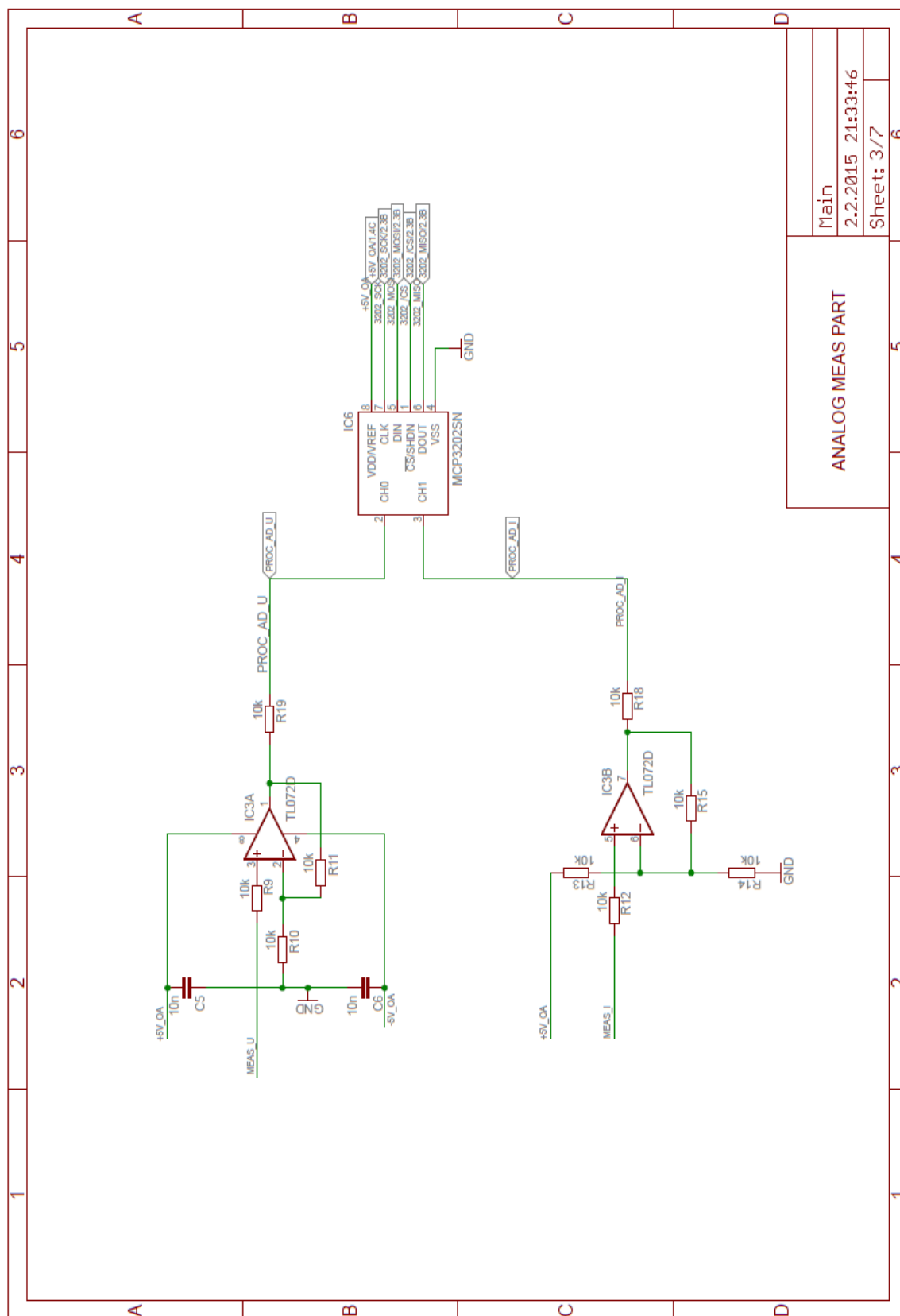
Obrázek 31: Podklad pro tvorbu plošného spoje



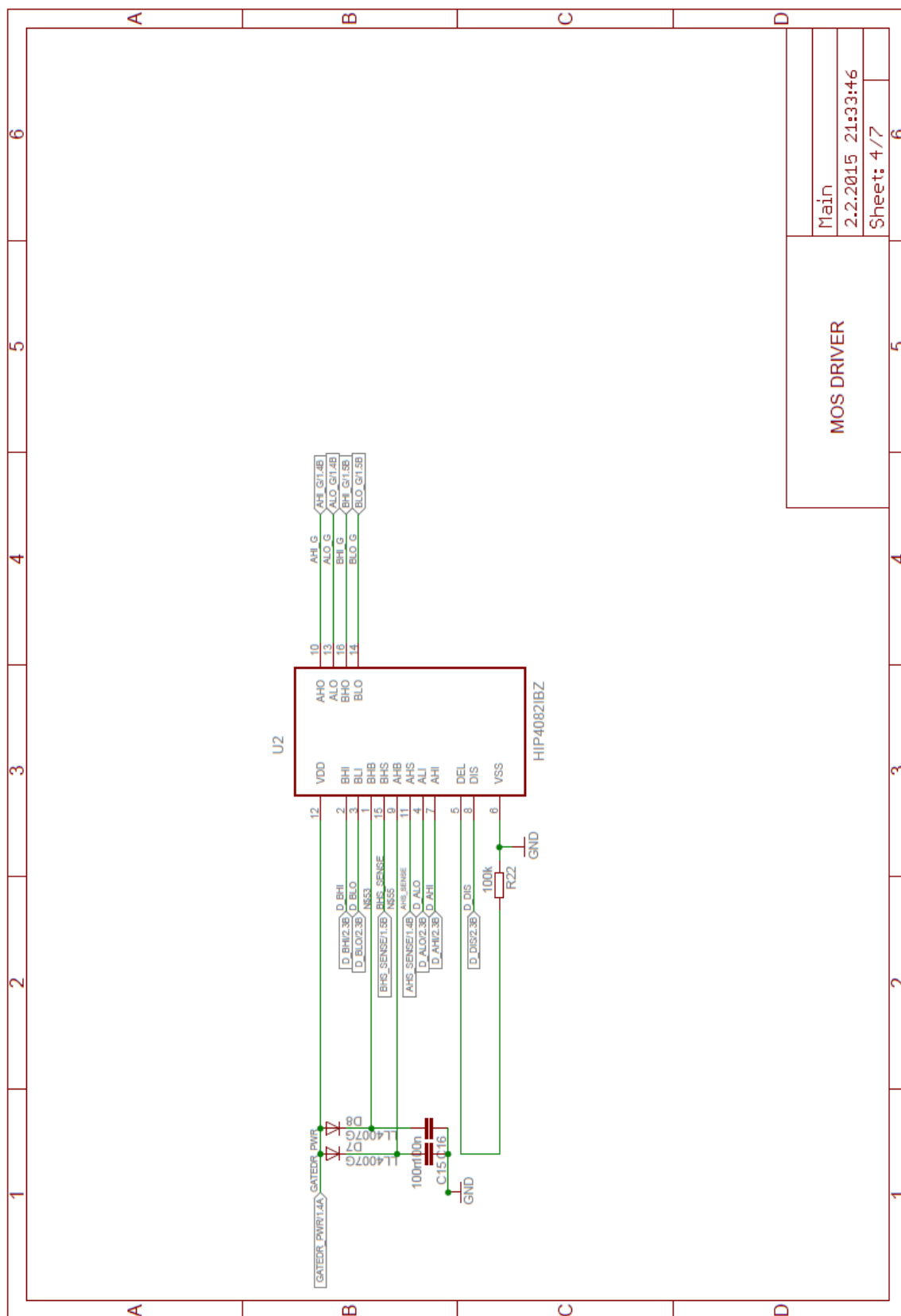
Obrázek 32: Schéma zapojení, silová část



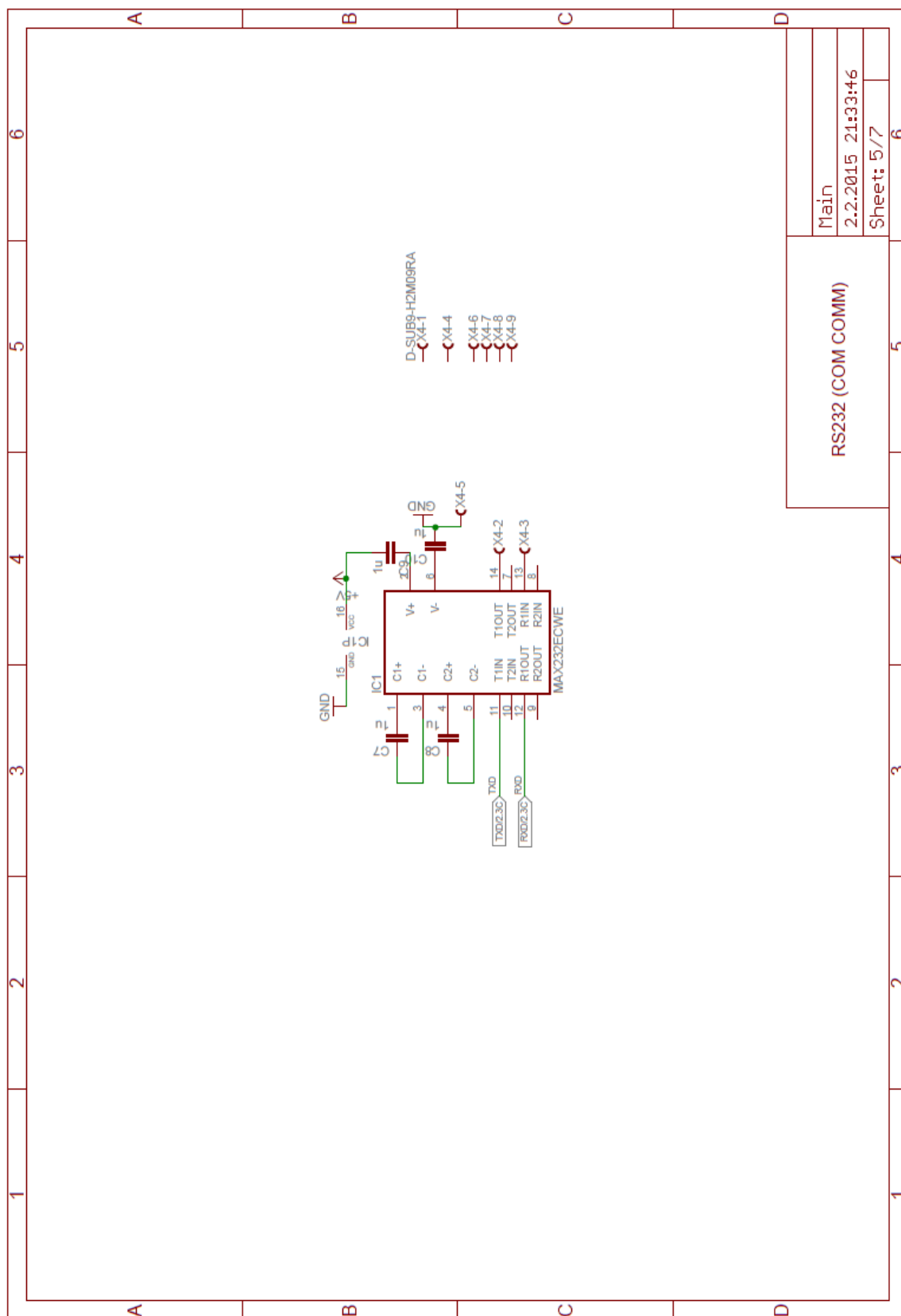
Obrázek 33: Schéma zapojení, procesor



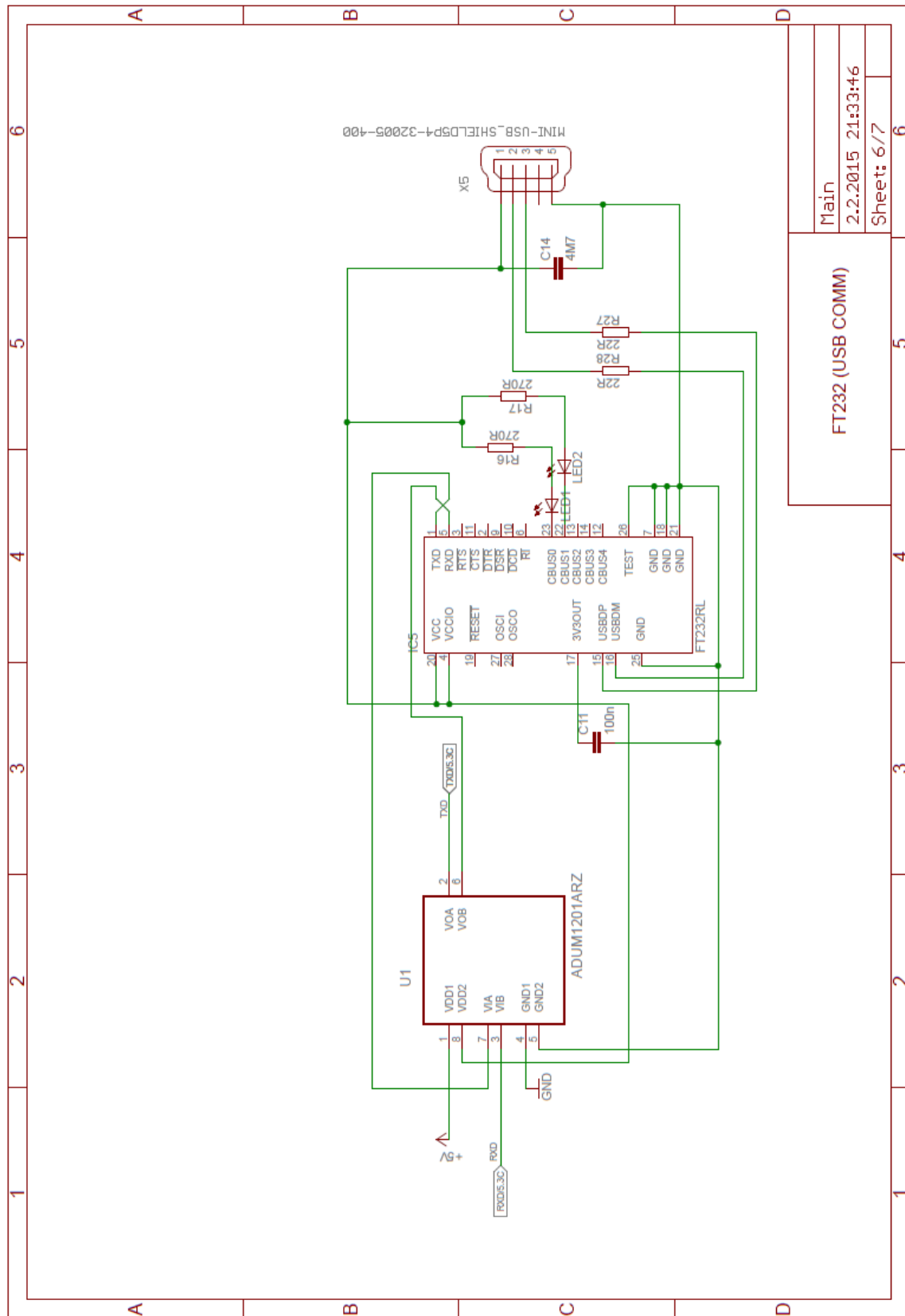
Obrázek 34: Schéma zapojení, měřicí část



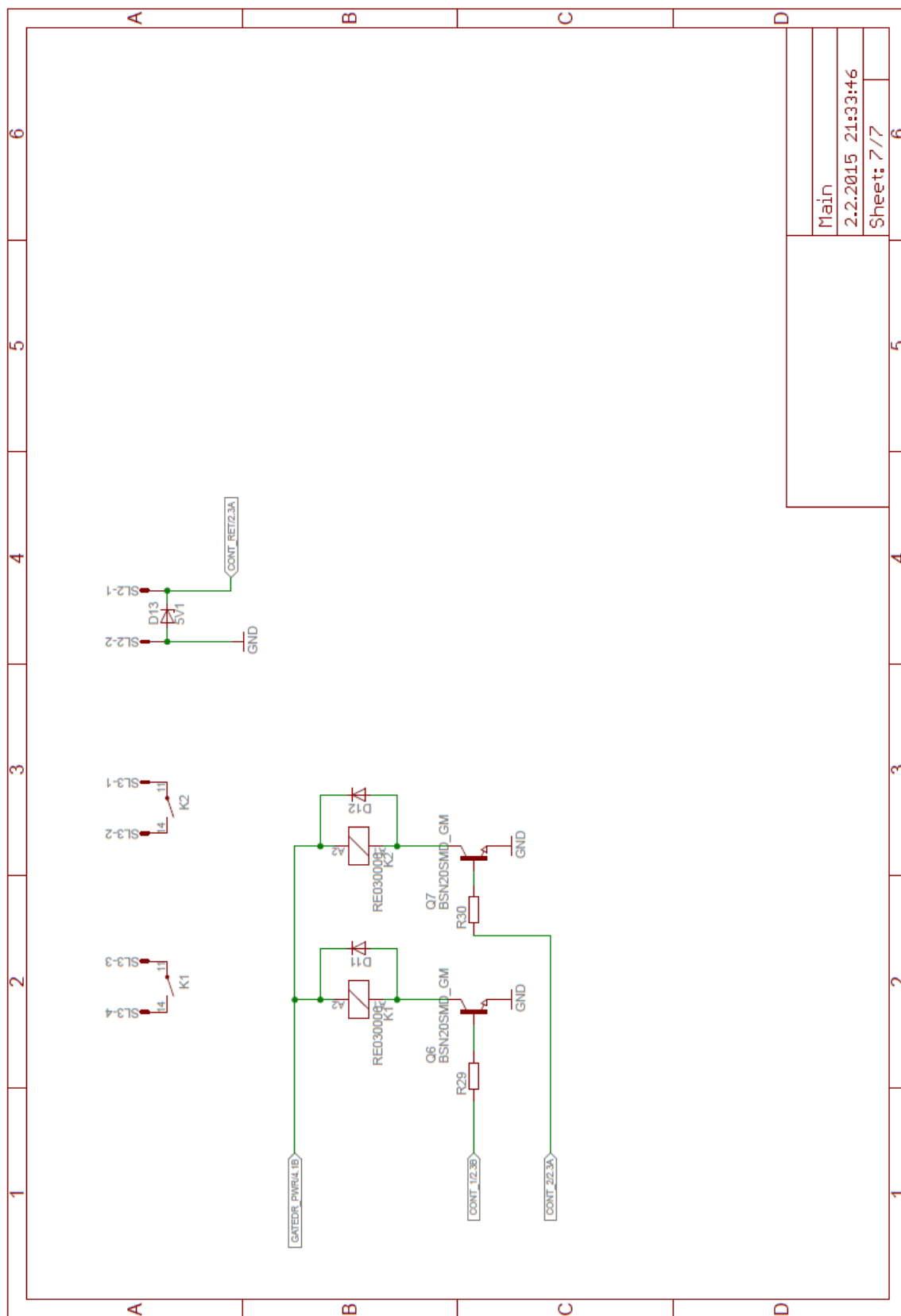
Obrazek 35: Schéma zapojení, budič HIP4082IBZ



Obrázek 36: Schéma zapojení, komunikace



Obrázek 37: Schéma zapojení, komunikace USB



Obrázek 38: Schéma zapojení, ovládání stykačů pomocí relé