

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

SNÍMAČE STŘÍDAVÉHO A STEJNOSMĚRNÉHO PROUDU

AC AND DC CURRENT SENSORS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

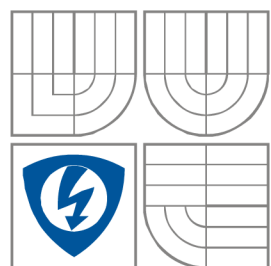
Bc.Alois Zimek

BRNO 2009



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

SNÍMAČE STŘÍDAVÉHO A STEJNOSMĚRNÉHO PROUDU

AC AND DC CURRENT SENSORS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

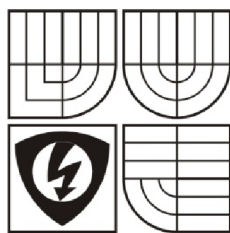
Bc. Alois Zimek

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. MIROSLAV PATOČKA

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Zimek Alois

Ročník: 2

ID: 39626

Akademický rok: 2008/09

magisterský navazující studijní obor

Snímače střídavého a stejnosměrného proudu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Zaměřte se na analýzu a metodiku návrhu následujících typu proudových snímačů: proudový transformátor, proudový transformátor se zpětnovazební korekcí měřicí chyby, snímače stejnosměrného s Hallovoú sondou.
2. Realizujte funkční vzorek vybraného snímače.
3. Vlastnosti realizovaného snímače ověřte experimentálně.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Termín zadání: 1.10.2008

Termín odevzdání: 22.05.2009

Vedoucí projektu: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Dle doporučení vedoucího

doc. Ing. Āestmír Ondrůšek, CSc.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je zaměřit se na analýzu proudového transformátoru se zpětnovazební korekcí měřicí chyby. Dokázat vyrobit snímač proudu a zároveň ověřit jeho vlastnosti experimentálně. Měřicí rozsah tohoto transformátoru je $I = 0$ až 100A , $f = 50\text{Hz}$.

Abstract

The aim of this master's thesis is to focus on analysis of a current transformer with feedback correction of measuring error, make an AC current sensor and verify its qualities experimentally. The measuring scale of this transformer is $I = 0$ to 100A , $f = 50\text{Hz}$.

Klíčová slova

Snímač střídavého proudu; proudový transformátor; zpětnovazební korekce chyby měření proudu; měření proudu

Keywords

AC current sensor; current transformer; feedback correction of current measuring error; measurement of the current

Bibliografická citace

PATOČKA, M. NÁHRADNÍ ZAPOJENÍ TRANSFORMÁTORU - PŘESNÉ ŘEŠENÍ. In *Sborník celostátní konference EPVE 2004*. VUT Brno, FEKT, 2004. s. 199-208. ISBN: 80-214-2766-3.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Snímače střídavého a stejnosměrného proudu* 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 15.5.2009

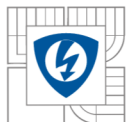
Podpis autora: Bc. Alois Zimek

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 15.5.2009

Podpis autora: Bc. Alois Zimek

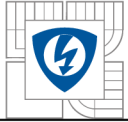


OBSAH

1 ÚVOD	12
1.1 ÚVODNÍ POPIS OBSAHU PRÁCE.....	12
1.2 PŘEDMLUVA.....	13
2 TEORIE TRANSFORMÁTORU	14
2.1 TOPOLOGICKÉ VLASTNOSTI MAXWELLOVÝCH ROVNIC.....	14
2.2 PRINCIP RECIPROCITY V PASIVNÍCH ELEKTRONICKÝCH OBVODECH.....	14
2.3 POČET STUPŇŮ VOLNOSTI PASIVNÍHO DVOJBRANU.....	16
2.3.1 <i>Různé typy matic dvojhranu a jejich přenosové parametry</i>	17
2.4 TOPOLOGIE SPOJITÝCH ÚTVARŮ.....	18
2.4.1 <i>Aplikace topologických vět na MAXWELLOVY rovnice</i>	19
2.5 MAGNETICKÉ OBVODY.....	20
2.5.1 <i>Třídění magnetických obvodů</i>	20
2.5.2 <i>Lineární magnetické obvody</i>	21
2.6 MATEMATICKÝ MODEL LINEÁRNÍHO TRANSFORMÁTORU.....	22
2.6.1 <i>Přípustné modely transformátorů</i>	23
2.6.2 <i>Transformátor proudu ve tvaru hybridní H_1-matice</i>	24
2.6.3 <i>Rovnocenné zapojení transformátoru T - článek</i>	26
2.7 NÁHRADNÍ ZAPOJENÍ TRANSFORMÁTORU PROUDU.....	30
2.7.1 <i>Přímá separace rozptylových indukčností</i>	30
2.7.2 <i>Náhradní zapojení TR proudu ve tvaru \hat{T}-článku</i>	34
2.8 ANALÝZA CHYB MĚŘÍČÍHO TRANSFORMÁTORU PROUDU.....	35
2.8.1 <i>Chyba nízko frekvenčního transformátoru proudu</i>	37
2.8.2 <i>Chyba vysokofrekvenčního transformátoru proudu</i>	39

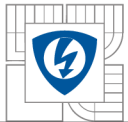


2.9 ROZDĚLENÍ SNÍMAČŮ PROUDŮ.....	41
2.9.1 Snímače střídavého proudu.....	41
2.9.2 Snímače stejnosměrného proudu.....	41
2.10 NÁVRH SNÍMAČE AC PROUDU (0 AŽ 100A, 50HZ)	44
2.10.1 Měřicí transformátor proudu s elektronickým zkratem na výstupu.....	45
2.10.2 Měřicí transformátor proudu se zpětnovazební kompenzací.	47
3 REALIZACE SNÍMAČE.....	49
3.1 VÝBĚR SNÍMAČE PRO REALIZACI	49
3.2 FERITOVÉ JÁDRO - TOROID	50
3.3 NÁVRH SNÍMAČE, VÝPOČTY ROZMĚRŮ, PARAMETRY	50
3.4 NÁVRH ELEKTRONICKÉ ČÁSTI SNÍMAČE – ZPĚTNÁ KOMPENZACE	53
3.5 VÝROBA SNÍMAČE PROUDU	56
3.6 OVĚŘENÍ VLASTNOSTÍ SNÍMAČE, OŽIVENÍ.....	57
3.6.1 Výměna tranzistorů v emitorovém sledovači.....	59
3.6.2 Korekce v zapojení elektronického obvodu, výměna OZ za typ TL74.....	62
3.6.3 Ověření přesnosti snímače proudu.....	63
4 ZÁVĚR.....	70
LITERATURA.....	72
PŘÍLOHY Č.1 KATALOGOVÝ LIST – CORMOFERITE – TYP T3813, CF 138 [5]	73
PŘÍLOHY Č.2 KATALOGOVÝ LIST – CORMOFERITE – TYP T3813, CF 138 [5].....	74
PŘÍLOHY Č.3 KATALOGOVÝ LIST – CORMOFERITE – TYP T3813, CF 138 [5].....	75
PŘÍLOHY Č.4 KATALOGOVÝ LIST – LM324N [9].....	76
PŘÍLOHY Č.5 KATALOGOVÝ LIST – LM324N [9].....	77
PŘÍLOHY Č.6 KATALOGOVÝ LIST – TL074 [10].....	78
PŘÍLOHY Č.7 KATALOGOVÝ LIST – TL074 [10]	79



SEZNAM OBRÁZKŮ

- Obr.2.3-1** Čtyřpól a jeho náhrada jiným složitějším čtyřpólem ekvivalentním
- Obr.2.3-2** Dvojbran – označení vstupní brány a výstupní brány
- Obr.2.5.1-1** Magnetické obvody – A) lineární, B) Nelineární, C) Nelineární s hysterezí, D) Lineární parametrický, E) Nelineární parametrický
- Obr.2.5.2-1** Magnetický obvod lineární
- Obr.2.6.2-1** Obvodový model transformátoru proudu
- Obr.2.6.3-1** Náhrada transformátoru rovnocenným zapojením – T článek
- Obr.2.7.1-1** Přímá separace rozptylových indukčností mimo TR
- Obr.2.7.2-1** TR po T separaci. Náhradní zapojení T - článku
- Obr.2.8-1** Úplný obvodový model TR proudu, vinutém na Fe jádře, se všemi parazitními prvky na sekundáru
- Obr.2.10-1** Obvodový model TR proudu, při zanedbání parazitních vazeb na sekundáru
- Obr.2.10.1-1** Měřicí transformátor proudu s elektronickým zkratem na výstupu
- Obr.2.10.2-1** Měřicí transformátor proudu se zpětnovazební kompenzací
- Obr.3.4-1** Neinvertující OZ
- Obr.3.4-2** Invertující OZ - integrátor
- Obr.3.4-3** PI regulátor s emitorovým sledovačem
- Obr.3.6-1** Schéma zapojení snímače pro oživení



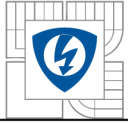
SEZNAM TABULEK

Tabulka 2.6.1-1a Přehled modelů transformátorů

Tabulka 2.6.1-1b Přehled modelů transformátorů

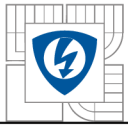
Tabulka 3.6.3-1 Měřené hodnoty

Tabulka 3.6.3-2 Měřené hodnoty



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

- A_L - konstanta jádra feritu (udávaná výrobcem)
- C_K – parazitní kapacita
- i_μ - magnetizační proud tekoucí sekundární indukčností
- i_v - proud odpovídající vířivým ztrátám v železe
- i_h - proud odpovídající hysterezním ztrátám v železe
- i_C - kapacitní proud parazitní kapacity sekundárního vinutí
- f_d - dolní mezní kmitočet
- f_h - horní mezní kmitočet
- H_U - hybridní matice
- k - převod transformátoru
- K_I - proudové zesílení
- K_U – napěťové zesílení
- L_2 - sekundární indukčnost
- M - vzájemná indukčnost
- OZ – operační zesilovač
- TR – transformátor
- C_K – parazitní kapacita
- Y – admitanční matice
- Z – impedanční matice
- Ψ_a - amplituda magnetického spřaženého toku



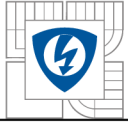
1 ÚVOD

1.1 Úvodní popis obsahu práce

Nejprve je zapotřebí analyzovat a stanovit metodiku návrhu proudových snímačů (proudový transformátor, proudový transformátor se zpětnovazební korekcí měřicí chyby a snímače stejnosměrného proudu s Halloovou sondou). To bude ukázáno pomocí dvou nezávislých matematických důkazů, že pro náhradní zapojení transformátoru lze použít vícero možností, přičemž dvě z nich mají mimořádný význam. Jde o Γ - článek a obrácený Γ - článek. Použití klasického T - článku je možné, ovšem je poněkud složitější. Matematicky prokážeme, že náhradní zapojení v podobě T - článku nemá žádný fyzikální či matematický smysl – nepřináší žádné výhody. Detailněji je zde rozebrán obrácený Γ - článek, který se vztahuje k transformátoru proudu. Tato práce se zaměřuje i na magnetický obvod feritového transformátoru, který bude pracovat výhradně v lineárním pásmu. Nechybí ani popis chyby měřicího transformátoru proudu.

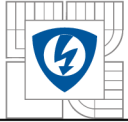
Obsahem této diplomové práce bude výběr snímače proud - zvolen AC proudový transformátor se zpětnovazební korekcí měřicí chyby na magneticky nulový tok, v provedení na feritové jádro, který by mohl pracovat v rozsahu 0 až 100A, pro měření v distribuční síti nn ($f = 50\text{Hz}$). Bude uveden návrh takového transformátoru a bude popsána jeho výroba a skutečné provedení. Následně bude provedeno experimentální ověření funkčnosti snímače – nastavení a odladění PI regulátoru. Při realizaci tohoto snímače bude brán ohled i bezpečnostní rizika před nebezpečným dotykem napětí – zapouzdření snímacího toroidu, volbu vhodných terminálů pro připojení vstupního proudu 0 až 100A, použití oddělovacího transformátoru při měření – ověřování funkčnosti snímače.

Z výše uvedeného tedy vyplývá, že se bude jednat o transformátor jako lineární pasivní dvojbran, neboť pracovní oblast sycení feritového jádra bude při konstrukci snímače se zpětnovazební korekcí chyby bude pracovat výhradně v oblasti blízké nule, kde můžeme uvažovat lineární průběh magnetizační charakteristiky.



1.2 Předmluva

Při navazujícím magisterském studiu formou kombinovaného studia, bylo někdy obtížné skloubit časový prostor pro realizaci zadání této diplomové práce s možnostmi návštěv uvolněných laboratoří na ústavu Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika, s pracovním vytížením u svého zaměstnavatele. Proto jsem při realizaci proudového snímače převážně využíval technického zázemí svého zaměstnavatele, společnosti POWERBRIDGE spol. s r.o., které tímto děkuji. Pro realizaci proudového snímače jsem od svého vedoucího diplomové práce - Doc. Dr. Ing. Miroslava Patočky obdržel toroid CORMOFERITE – typ T3813, CF 138, který se stal základem pro návrh celého snímače proudu se zpětnovazební korekcí měřící chyby. Skutečné provedení a vzhled celého snímače byl mým vlastním přínosem při výrobě.



2 TEORIE TRANSFORMÁTORU

2.1 Topologické vlastnosti MAXWELLOVÝCH rovnic

Topologie se zabývá prostorovými útvary, podobně jako geometrie, avšak ji nezajímají kvantitativní ukazatele zkoumaných geometrických útvarů, nýbrž určité vyšší obecnější kvalitativní ukazatele. Topologie se dělí na dvě zdánlivě odlišné disciplíny, ale mezi oběma panuje hluboký vztah – obě vycházejí ze stejného základu:

- topologie diskrétních útvarů nebo-li teorie grafů. Grafy se dělí na orientované a neorientované. Všechny diskrétní elektrické obvody jsou neorientované grafy. Této topologii podléhají všechny známé metody řešení diskrétních elektrických obvodů (metoda Kirchhoffových zákonů, smyčkových proudů, či uzlových napětí)
- topologie spojitých útvarů. Zabývá se plochami a křivkami v prostorech libovolné dimenze. Patří sem všechny elektrické obvody s rozprostřenými parametry. (např. ekvipotenciály v podobě ploch nebo se siločarami v podobě křivek)

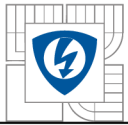
V elektrických obvodech je poměr mezi měrnou elektrickou vodivostí vodičů a izolantů minimálně 10^{12} , obvykle i vyšší. Pak je absolutně přesně vhodným nástrojem k analýze elektrického obvodu topologie diskrétních útvarů.

Naproti tomu u magnetických obvodů je poměr mezi měrnou magnetickou vodivostí (permeabilitou) vodičů a izolantů typicky 2×10^3 , což je dáno relativní permeabilitou feromagnetik vůči vakuu (to je tedy špatný magnetický izolant, avšak lepší neexistuje). V této situaci je obtížné řešit ryze diskrétní magnetický obvod. Avšak na případu např. cívky se železným jádrem je možné rozptylový tok vzdušných cest zanedbat, neboť se pohybuje v řádu 1% až 5%. Takový obvod je již řešitelný metodami diskrétní topologie, ale pouze přibližně.

2.2 Princip reciprocity v pasivních elektronických obvodech

K řešení pasivních elektrických obvodů se používají následující tři metody. Principiálně se vždy jedná o řešení soustavy p rovnic o p neznámých proudech.

- Metoda založená na přímém použití I.KZ a II.KZ. Je nejméně efektivní, vede na nejrozsáhlejší soustavu p rovnic o p neznámých.



- Metoda smyčkových proudů (Maxwellova metoda). Vede na soustavu pouze n rovnic o n neznámých. Při složitějším obvodu, ve kterém je každá dvojice uzlů spojena hranou, pak bude $n = p - q = [q \cdot (q - 1) / 2]$, což je podstatně méně rovnic než p .
- Metoda uzlových napětí. Je to nejefektivnější metoda, protože vede na nejmenší soustavu – pouze q rovnic. Metoda je založena ne přepočtu všech napěťových zdrojů na ekvivalentní zdroje proudové. Z takto určených proudů a ze známých obvodových impedancí je pak možno určit napěťové úbytky na každé impedanci, tedy i napětí všech q uzlů proti zvolenému uzlu referenčnímu.

Princip reciprocity platí pouze v pasivních obvodech, tj. v obvodech, které neobsahují vnitřní (skryté) zdroje napětí nebo proudu.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_{p-1} \\ U_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{1,p-1} & z_{1,p} \\ z_{21} & z_{22} & z_{2,p-1} & z_{2,p} \\ z_{p-1,1} & z_{p-1,2} & z_{p-1,p-1} & z_{p-1,p} \\ z_{p,1} & z_{p,2} & z_{p,p-1} & z_{p,p} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_{p-1} \\ I_p \end{bmatrix} \quad (2.2-1)$$

Tato matice bude určitě symetrická podle hlavní diagonály. Diagonální symetrie \mathbf{Z} - matic i \mathbf{Y} - matic je nejvýznamnější a nejobecnější vlastností všech pasivních obvodů. Matematicky lze zapsat

$$z_{ij} = z_{ji} \quad \text{případně} \quad y_{ij} = y_{ji}. \quad (2.2-2a,b)$$

Tato rovnice vyjadřuje tzv. princip reciprocity, který lze slovně napsat takto:

Přenosová impedance naprázdno mezi i-tou hranou obvodu je stejná pro oba směry přenosu:

$$\frac{U_{i,0}}{I_j} = \frac{U_{j,0}}{I_i} \Rightarrow Z_{ij,0} = Z_{ji,0} \quad (\text{poznámka: } Z_{ij,0} = z_{ij} \text{ a } Z_{ji,0} = z_{ji}) \quad (2.2-3)$$

Přenosová admitance nakrátko mezi i-tou hranou obvodu je stejná pro oba směry přenosu:

$$\frac{I_{i,K}}{U_j} = \frac{I_{j,K}}{U_i} \Rightarrow Y_{ij,K} = Y_{ji,K} \quad (\text{poznámka: } Y_{ij,K} = y_{ij} \text{ a } Y_{ji,K} = y_{ji}) \quad (2.2-4)$$

Zdůrazněme zde, že u lineárních obvodů jsou všechny maticové prvky \mathbf{z}_{ij} konstantami nezávislými na proudech I_1 a I_2 a podobně i všechny prvky \mathbf{y}_{ij} jsou konstantami nezávislými na napětích U_1 a U_2 . Každá \mathbf{Z} -matice nebo \mathbf{Y} -matice libovolného nelineárního obvodu je opět symetrická podle hlavní diagonály. Ale - na rozdíl od lineárních obvodů - maticové prvky \mathbf{z}_{ij} a

Y_{ij} nebudou konstantami, nýbrž budou mnohorozměrnými funkcemi vnějších budících veličin. Konkrétně maticové prvky $Z_{ij} (I_1 \dots I_p)$ budou funkcemi proudů I_1 až I_p a maticové prvky $Y_{ij} (U_1 \dots U_p)$ budou funkcemi napětí U_1 až U_p . Např. Z -matice bude mít tvar:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \dots \\ U_{p-1} \\ U_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}(I_1 \dots I_p) & z_{12}(I_1 \dots I_p) & \dots & z_{1,p-1}(I_1 \dots I_p) & z_{1,p}(I_1 \dots I_p) \\ z_{21}(I_1 \dots I_p) & z_{22}(I_1 \dots I_p) & \dots & z_{2,p-1}(I_1 \dots I_p) & z_{2,p}(I_1 \dots I_p) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{p-1,1}(I_1 \dots I_p) & z_{p-1,2}(I_1 \dots I_p) & \dots & z_{p-1,p-1}(I_1 \dots I_p) & z_{p-1,p}(I_1 \dots I_p) \\ z_{p,1}(I_1 \dots I_p) & z_{p,2}(I_1 \dots I_p) & \dots & z_{p,p-1}(I_1 \dots I_p) & z_{p,p}(I_1 \dots I_p) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_{p-1} \\ I_p \end{bmatrix} \quad (2.2-5)$$

Symetrii Z -matice a Y -matice podle hlavní diagonály lze matematicky zapsat ve tvaru

$$z_{ij}(I_1 \dots I_p) = z_{ji}(I_1 \dots I_p) \quad \text{nebo} \quad y_{ij}(U_1 \dots U_p) = y_{ji}(U_1 \dots U_p) \quad (2.2-6a,b)$$

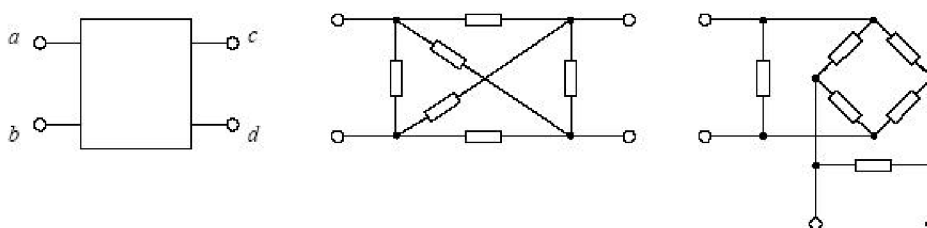
Princip reciprocity v nelineárních obvodech lze popsat následovně:

- Předpokládejme nelineární obvod, ale buzený signály o malé amplitudě
- Bude-li se amplituda všech signálů blížit nule, lze obvod linearizovat v určitém stejnosměrném pracovním bodě, tj. všechny nelineární převodní funkce (2.2-6a,b) lze nahradit převodními konstantami Z_{ij} nebo Y_{ij} , jejichž velikost je dána parciálními derivacemi původních funkce v onom pracovním bodě (jedná se o běžný linearizační postup)
- Když je takto obvod linearizován, musí se po limitě malé signály chovat jako obvod lineární – a to tedy včetně existence reciprocity
- Nutnou a postačující podmínkou platnosti předchozího bodu je splnění rovnice (2.2-6a,b).

[3]

2.3 Počet stupňů volnosti pasivního dvojbranu

Přenosový dvojbran je zvláštním případem čtyřpólu.



Obr.2.3-1 Čtyřpól a jeho náhrada jiným složitějším čtyřpólem ekvivalentním

Čtyřpól podle **Obr.2.3-1** může být považován za přenosový dvojbran, pokud nás nebudou zajímat podélné napětí mezi svorkami a-c, a-d, b-c a b-d. Dvojbran podle **Obr.2.3-2** má pak dvě brány, z nichž jednu považujeme za vstupní a druhou za výstupní.



Obr.2.3-2 Dvojbran – označení vstupní brány a výstupní brány

Vnější chování dvojbranu je tedy popsáno vektorem dvou napětí a vektorem dvou proudů. Vnější vlastnosti dvojbranu jsou proto plně definovány čtvercovou maticí \mathbf{Z} - maticí nebo \mathbf{Y} - maticí o rozměru 2×2 . Zde je uvedena \mathbf{Z} - matice:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.3-1)$$

Pasivní dvojbran musí splňovat princip reciprocity. Jeho matice tedy musí být symetrická podle hlavní diagonály, proto musí platit $z_{12} = z_{21}$. To znamená, že matice obsahuje pouze tři různé prvky. Každý pasivní dvojbran má pouze tři stupně volnosti! Proto může být vždy nahrazen ekvivalentním trojpólem ve tvaru T-článku (nebo ve tvaru Γ - článku) sestavený ze tří impedancí.

2.3.1 Různé typy matic dvojbranu a jejich přenosové parametry

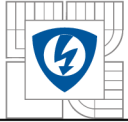
Existuje šest různých dvojic vybraných ze čtveřice, tomu odpovídá šest typů matic. Kromě známé \mathbf{Z} - matice a \mathbf{Y} - matice existují ještě čtyři hybridní \mathbf{H} - matice:

$$\mathbf{Z} : \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{H}_K : \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{K11} & h_{K12} \\ h_{K21} & h_{K22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{H}_I : \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{I11} & h_{I12} \\ h_{I21} & h_{I22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_U : \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{U11} & h_{U12} \\ h_{U21} & h_{U22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{H}_N : \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{N11} & h_{N12} \\ h_{N21} & h_{N22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{Y} : \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

převzato z [3]

(2.3.1-1)



Mimořádný význam má hybridní H_U – matice vhodná pro modely všech dvojbranů napájených zdrojem napětí (tedy pro model transformátoru napětí) a hybridní H_I – matice vhodná pro modely všech dvojbranů napájených zdrojem proudu (tedy pro model transformátoru proudu). Kaskádní dopředná matice typu H_K a kaskádní zpětná matice typu H_N se pro popis transformátoru nehodí.

Přenosové parametry pro H_I a H_U matice:

h_{I11} - vstupní impedance při výstupu nakrátko

h_{I22} - výstupní admitance při vstupu naprázdno

h_{I12} - napěťový přenos naprázdno

h_{I21} - proudový přenos nakrátko

(2.3.1-2a,b,c,d)

h_{U11} - vstupní admitance při výstupu naprázdno

h_{U22} - výstupní impedance při vstupu nakrátko

h_{U12} - proudový přenos nakrátko

h_{U21} - napěťový přenos naprázdno

[3]

(2.3.1-3a,b,c,d)

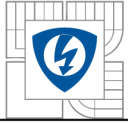
Z hlediska transformátorů jsou velmi důležité tyto lineární závislosti:

$$K_{U,21,0} = K_{I,12,K} \quad a \quad K_{I,21,K} = K_{U,12,0}$$

(2.3.1-4) a (2.3.1-5)

2.4 Topologie spojitých útvarů

Při studiu magnetických jevů se setkáváme s diskretním magnetickým obvodem spíše výjimečně, obvykle pouze u cívek a transformátorů s feromagnetickým jádrem a navíc při zanedbání vzdušných rozptylových cest. Pokud tedy nechceme rozptylové toky zanedbávat, musíme pracovat s magnetickým polem spojitě rozprostřeným v prostoru – použijí se topologie spojitých prostorových útvarů. Mezi jejich základní topologické útvary v prostoru jsou plochy S a křivky l .



Plochy můžeme dělit na [3]:

- **Orientovaná plocha** – má dvě různé strany, které lze pokrýt dvěma různými barvami, aniž by se pomíchali nebo překrývali.
- **Neorientovaná plocha** – má pouze jedinou stranu, lze ji pokrýt pouze jednou barvou

Nezávisle na předchozím dělení, každá z obou ploch může být navíc ohraničená nebo neohraničená.

- **Ohraničená plocha S** – má hranici v podobě uzavřené nepřerušované hraniční křivky l . Plocha rozděluje 3D-prostor na dvě oddělené části (např. kruh umístěný v 3D-prostoru).
- **Neohraničená plocha S** – nemá hranici, hraniční křivka l neexistuje. Plocha rozděluje 3D-prostor na dvě části (např. vnitřní a vnější prostor koule).

Lze vytvořit čtyři vzájemné kombinace obou uvedených vlastností [3]:

- **Orientovaná ohraničená plocha SP** – „pytel“. Příkladem jsou kruh, pytel, kapsa.
- **Orientovaná neohraničená plocha SS** – „sféra“. Příkladem jsou povrch koule, povrch krychle, nekonečná rovina. Tyto plochy mají dvě stany – vnější a vnitřní, nemají ale žádnou vnitřní hraniční křivku. Sféra vznikne vzájemným sešitím dvou pytlů po celém obvodu jejich hraničních křivek. Tím hraniční křivka zmizí.
- **Neorientovaná ohraničená plocha SM** – „Möbiův list“. Útvar má pouze jednu stranu, ale má uzavřenou hraniční křivku.
- **Neorientovaná neohraničená plocha SK** – „Kleinova láhev“. Vznikne vzájemným sešitím levotočivého Möbiova listu s pravotočivým, po celém obvodu jejich hraničních křivek. Tím hraniční křivka zmizí. Plocha láhve má pouze jedinou stranu.

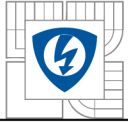
2.4.1 Aplikace topologických vět na MAXWELLOVY rovnice

Velikost plošného integrálu $\Psi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$ přes plochu S je nezávislá na změně tvaru plochy S , při zachování konstantního tvaru hraniční křivky l . (2.4.1-1)

„Tuto větu je nutno upřesnit a dát do souladu s poznatkem pro topologii spojitých útvarů:

Věta 1.2-1:

Velikost plošného integrálu $\Psi = \int_{S_p} \vec{B} \cdot d\vec{S}_p$ přes ohraničenou orientovanou plochu S_p je nezávislá na změně tvaru plochy S_p , při zachování konstantního tvaru hraniční křivky l .



citace [4, s.49]

„Současně lze vyslovit další důležitou větu:

Věta 2.2.4-1:

Plošného integrálu $\Psi = \int_{S_M} \vec{B} \cdot \vec{dS}_M = 0$ přes ohraničenou neorientovanou plochu S_M je vždy

roven nule při libovolném tvaru plochy S_M , i hraniční křivky l .“ *citace [4, s.49]*

Z matematického pohledu lze říci, že pojem „plošný integrál přes neorientovanou plochu“ nemá smysl. Z fyzikálního pohledu se s tím však nelze spokojit. S ohledem na souvislost orientované plochy a neorientované plochy totiž každý libovolně „zmuchlaný“ vodič reprezentuje hraniční křivku l , která je současně hranicí obou výše zmíněných ploch. Až nyní přesně vyplývá význam původně uvedené rovnice (2.1.2.1-1), kterou napíšeme znovu, ale v modifikované úpravě

$$\Psi = \int_{S_P} \vec{B} \cdot \vec{dS}_P + \int_{S_M} \vec{B} \cdot \vec{dS}_M = \int_{S_P} \vec{B} \cdot \vec{dS}_P + 0 = \int_S \vec{B} \cdot \vec{dS} \quad (2.4.1-2)$$

2.5 Magnetické obvody

Z topologického hlediska může být magnetický obvod spojitý nebo diskrétní. V této kapitole se zaměříme především na obvody diskrétní, tedy takové, které obsahují feromagnetické jádro s vysokou permeabilitou. Tím je zajištěno, že prakticky všechen tok prochází prostorově ohraničenou, tj. diskrétní cestou, která je vymezena geometrií jádra.

2.5.1 Třídění magnetických obvodů

Magnetické obvody třídíme podle tvaru magnetizační charakteristiky $\Psi = \Psi(i)$ tedy podle tvaru funkční závislosti spřaženého toku na proudu na obvody:

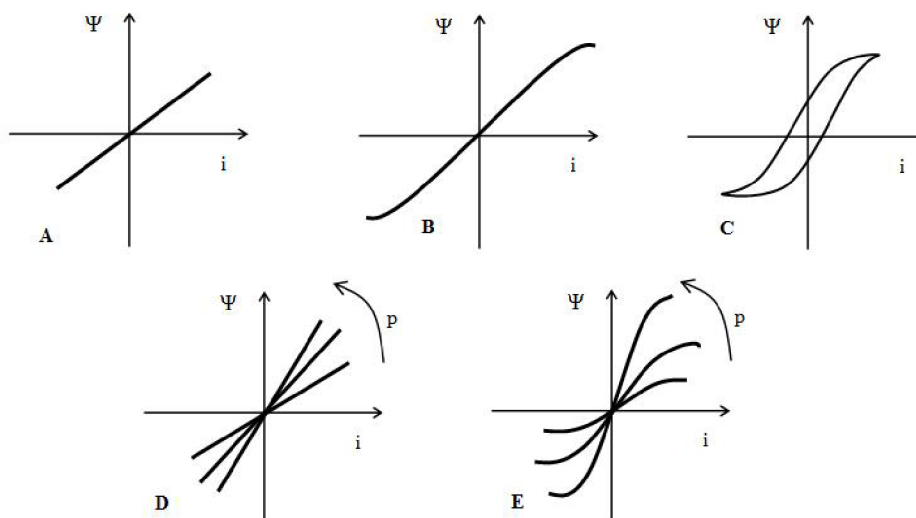
- *lineární*
- *nelineární*

Dále je můžeme nezávisle na předešlém dělit na:

- *neparametrické*
- *parametrické*

převzato z [4]

Parametrickým obvodem rozumíme případ, kdy je tok Ψ funkčně závislý kromě proudu na dalším fyzikálním parametru p , např. na délce vzduchové mezery. Tyto čtyři kombinace jsou názorně zobrazeny na **obr.2.5.1-1**, přičemž hysterizi C) je nutno chápat jako zvláštní případ nelinearity B).



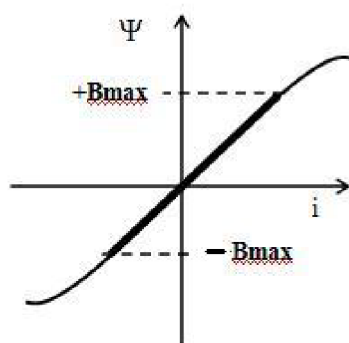
Obr.2.5.1-1 Magnetické obvody – A) lineární, B) Nelineární, C) Nelineární s hysterezí, D) Lineární parametrický, E) Nelineární parametrický

Dále se budeme zabývat výhradně lineárním magnetickým obvodem a to s ohledem na volbu realizace PROUDOVÉHO SNÍMAČE SE ZPĚTNOU VAZBOU v této diplomové práci. Pracovní pásmo pro sycení feritového jádra bude velmi blízké nule, tzn. že jej budeme uvažovat za lineární.

2.5.2 Lineární magnetické obvody

Je-li magnetický obvod lineární podle **Obr.2.5.2-1** musí platit:

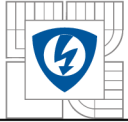
$$\Psi = L \cdot I \quad \text{respektive} \quad \Psi(t) = L \cdot i(t) \quad (2.5.2-1)$$



Obr.2.5.2-1 Magnetický obvod lineární

V technické praxi je možné považovat i feromagnetický obvod za přibližně lineární, pohybuje-li se pracovní bod pouze v lineární oblasti magnetizační charakteristiky.

Zanedbáme-li rozptylový tok, jdoucí okolními vzdušnými cestami pak můžeme tvrdit, že tento magnetický obvod je diskretní. Rozumíme tím obvod, v němž je cesta magnetického toku Φ ostře vytýčena a ohraničena v geometrickém smyslu. Feromagnetikum však nesmí být



v přesyceném stavu, pak totiž prudce klesá jeho permeabilita (tj. měrná magnetická vodivost) a tok silně vybočuje z cesty, vytyčené tvarem jádra.

Má-li magnetický obvod po celé délce l konstantní průřez S , pak je homogenní. V tomto případě můžeme zavést následující magneto-elektrické analogie:

$$U_m = N.I = H.l \quad - \text{magnetické napětí [A; A/m,m]} \quad (2.5.2-2)$$

$$I_m \equiv \Phi = B.S \quad - \text{magnetický tok (mag. proud) [Wb; T,m}^2] \quad (2.5.2-3)$$

$$\lambda_m = \frac{I_m}{U_m} = \frac{B.S}{H.l} = \mu \frac{S}{l} \quad - \text{magnetická vodivost [H; Wb, A]} \quad (2.5.2-4)$$

$$\mu = \frac{B}{H} = \mu_r \cdot \mu_0 \quad - \text{magnetická permeabilita [H/m; T, A/m]} \quad (2.5.2-5)$$

$$\Psi \equiv L.i = N.\Phi = N^2 \cdot \lambda_m I \quad - \text{magnetický spřažený tok} \quad (2.5.2-6)$$

Je tedy zřejmé, že indukčnost lineárního diskrétního mag. obvodu musí mít velikost:

$$L = N^2 \cdot \lambda_m I = N^2 \cdot \mu \frac{S}{l} \quad - \text{indukčnost [nH/m]} \quad (2.5.2-7)$$

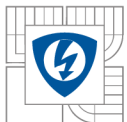
U feritových jader je zvykem modifikovat rovnici (2.5.2-7) do praktického tvaru:

$$L = N^2 \cdot A_L \quad - \text{indukčnost [nH/m; -, nH/závit}^2] \quad (2.5.2-8)$$

kde A_L je tzv. konstanta jádra, která má význam magnetické vodivosti jádra, vyjádřená v praktických jednotkách.

2.6 Matematický model lineárního transformátoru

Matematický model je tvořen soustavou dvou diferenciálních rovnic prvního řádu, o dvou neznámých veličinách (na levé straně rovnice). Zbylé dvě veličiny je nutno považovat za známé. Existuje několik možností výběru dvojice neznámých veličin. Matematický model je reprezentován některou z matic \mathbf{Z} , \mathbf{Y} , \mathbf{H}_K , \mathbf{H}_U , \mathbf{H}_I .



2.6.1 Přípustné modely transformátorů

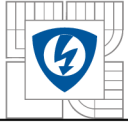
Matematický model transformátoru je vždy tvořen soustavou dvou rovnic o čtyřech proměnných veličinách u_1, u_2, i_1, i_2 . Aby byla soustava řešitelná, musíme některé dvě proměnné zvolit jako neznámé a zbylé dvě považovat při výpočtu za známé.

č.	výstupní proměnné	typ matice	název modelu	uspořádání blokového modelu
1	U_1 U_2	Z	základní	
2	U_1 i_1	H_x	kaskádní	
3	U_1 i_2	H_t	transformátor proudu	

Tabulka 2.6.1-1a Přehled modelů transformátorů

4	U_2 i_1	H_v	transformátor napětí	
5	U_2 i_2	H_x	nerealizovatelný	
6	i_1 i_2	Y	inverzní k základnímu	

Tabulka 2.6.1-1b Přehled modelů transformátorů



Šest možností je určeno maticemi – odpovídající modely jsou uvedeny v následující **tabulce č.2.6.1-1**. Blok **Z** představuje matematický model zátěže, bez něho nemohou modely transformátoru pracovat. Zpětná vazba v modelech č. 1, 3, 4, 6 sice tvoří numerickou smyčku, odpovídá však realitě a nikdy nenarušuje stabilitu výpočtu.

Kaskádní model č.2 by byl vhodný pro případ kaskádního řazení více transformátorů za sebou. Model č.5 je principiálně nerealizovatelný. Na vstup transformátoru totiž nelze vnutit současně a nezávisle na sobě napětí i proud. Použitelných je tedy pět modelů, z nichž tři mají mimořádný význam:

- **MODEL č.1** – základní model plynoucí z fyzikální podstaty vzájemné indukčnosti
- **MODEL č.3** – model transformátoru proudu (TR napájený z ideálního zdroje proudu)
- **MODEL č.4** – model transformátoru napětí (TR napájený z ideálního zdroje napětí)

„Měřicí transformátor proudu je výjimkou v tom smyslu, že měřený proud není vnucován do primárního vinutí zpětnovazební smyčkou, ale je definován impedancí zátěže a napětím na ní. Proto má model transformátor napájeného proudem přímý technický význam.“

citace z [3]

2.6.2 Transformátor proudu ve tvaru hybridní H_I -matice

Vyjdeme tedy z rovnic (2.3.1-1) pro hybridní H_I – matici. Matematický model transformátoru proudu pak získá tvar:

$$u_1(t) = L_1 \cdot (1 - k^2) \frac{di(t)}{dt} + k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} u_2(t) \quad \text{nebo-li} \quad (2.6.2-1)$$

$$u_1(t) = \Delta u_1(t) + u_2'(t) \quad (2.6.2-2)$$

$$i_2(t) = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} i_1(t) - \left(I_{\mu 0} + \frac{1}{L_2} \int u_2(t) dt \right) \quad (2.6.2-3)$$

$$i_2(t) = i_{2K}(t) - i_{\mu}(t) \quad (2.6.2-4)$$

kde převod transformátoru, nebo-li proudový přenos nakrátko a napěťový přenos naprázdno s ohledem na rovnici $M = k \sqrt{L_1} \cdot L_2$ bude

$$K_{I,21,K} = K_{U,12,0} = \frac{M}{L_2} = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (2.6.2-5)$$

ve zvláštním případě, pro $k = 1$, přibližně platí:

$$K_{I,21,K} = K_{U,12,0} = \frac{M}{L_2} = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = k \sqrt{\frac{N_1^2 \lambda_m}{N_2^2 \lambda_m}} \cong k \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{N_1}{N_2} \quad (2.6.2-6)$$

Význam veličin v matematickém modelu je následující:

$$i_\mu(t) = I_{\mu 0} + \frac{1}{L_2} \int u_2(t) dt \quad - \text{magnetizační „tokotvorný“ sekundární proud} \quad (2.6.2-7)$$

$$i_{2,K}(t) = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} i_1(t) \quad - \text{sekundární proud nakrátko, přepočtený z proudu primárního} \quad (2.6.2-8)$$

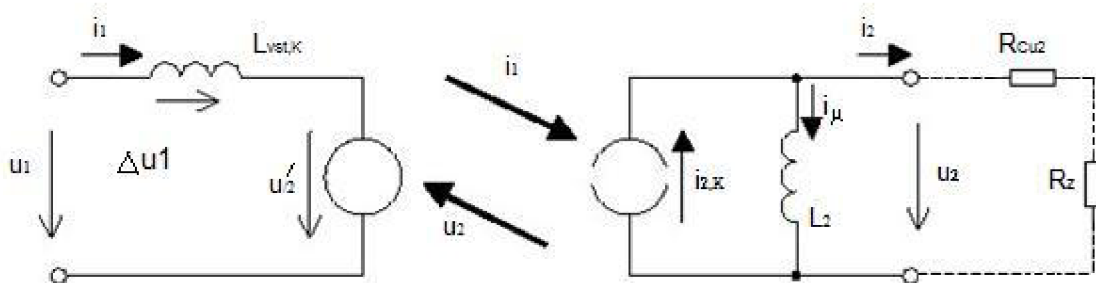
$$i_2(t) = i_{2,K}(t) - i_\mu(t) \quad - \text{výstupní měřený proud, zatížený principiální chybou} \\ \text{(chyba nelze odstranit) o velikosti - } i_\mu \quad (2.6.2-9)$$

$$u_2'(t) = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} u_2(t) \quad - \text{primární napětí, přepočítané ze sekundární strany na primár,} \\ \text{vnucený do měřeného primárního obvodu} \quad (2.6.2-10)$$

$$L_{VST,K} \cong L_{1,K} = (1 - k^2) L_1 \quad - \text{vstupní indukčnost TR, vnesená do primárního obvodu} \quad (2.6.2-11)$$

$$\Delta u_1(t) = (1 - k^2) L_1 \frac{di_1(t)}{dt} \quad - \text{úbytek na vstupní indukčnosti, vnesený do měře-} \\ \text{ného primárního obvodu} \quad (2.6.2-12)$$

Odpovídající obvodový model je nakreslen na následujícím **Obr.2.6.2-1**. Vstupní část modelu je konstruována podle rovnice (2.6.2-1), výstupní část modelu odpovídá zase rovnici (2.6.2-2).



Obr.2.6.2-1 Obvodový model transformátoru proudu

Dolní mezní kmitočet transformátoru proudu

Výstupní část modelu na **Obr.2.6.2-1** je zatížena odporovou zátěží R_Z . U měřicích transformátorů v energetice je obvykle splněna nerovnost $R_Z \geq R_{Cu2}$. Vyhodnocuje-li se výstupní signál elektronicky, platí spíše nerovnost $R_Z \ll R_{Cu2}$ nebo dokonce i $R_Z = 0$. Dolní mezní kmitočet f_d je pak určen časovou konstantou τ_d . Platí:

$$\tau_d = \frac{L_2}{R_Z + R_{Cu2}} \quad (2.1.2-14)$$

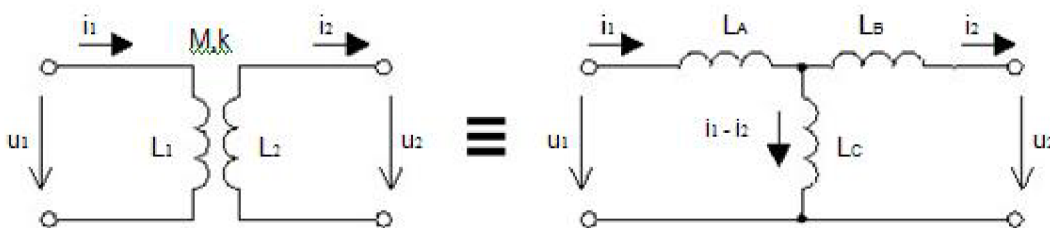
$$f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_d} = \frac{R_Z + R_{Cu2}}{2 \cdot \pi \cdot L_2} \quad (2.1.2-15)$$

Aby byl dolní kmitočet co nejmenší ($f_d = 0$), musí být součet odporů $R_Z + R_{Cu2} \rightarrow 0$ tzn. zcela nakrátko (se supra vodivým sekundárním vinutím) nebo $L_2 \rightarrow \infty$. U obou případech bude chyba měření o velikosti ($-i_\mu(t)$) limitně klesat k nule. Realizovatelný je proudový transformátor s dolním kmitočtem řádově 0,5Hz, ale na sekundární straně musí pracovat téměř úplně nakrátko.

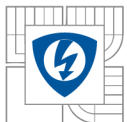
Proudový přenos na vyšších kmitočtech principiálně omezen není, ve skutečnosti je omezen především parazitní mezi závitovými kapacitami sekundárního vinutí. V ojedinělých případech lze realizovat měřicí transformátor proudu se šířkou pásma řádově 50MHz (např. proudové sondy dodávané k osciloskopům).

2.6.3 Rovnocenné zapojení transformátoru T - článek

Jelikož má transformátor tři stupně volnosti, lze jej vždy nahradit rovnocenným zapojením a to *T- článkem* složeným ze tří indukčností podle **Obr.2.6.3-1**.



Obr.2.6.3-1 Náhrada transformátoru rovnocenným zapojením – T článek



Pro nový obvod lze psát:

$$u_1(t) = L_A \frac{di_1(t)}{dt} + L_C \frac{d(i_1(t) + i_2(t))}{dt} = (L_A + L_C) \frac{di_1(t)}{dt} - L_C \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.6.3-1a)$$

$$u_2(t) = L_C \frac{d(i_1(t) + i_2(t))}{dt} - L_B \frac{di_2(t)}{dt} = L_C \frac{di_1(t)}{dt} - (L_B + L_C) \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.6.3-1b)$$

Tyto rovnice si lze představit jako maticový zápis, který když porovnáme ze základní Z – maticí základního modelu, získáme soustavu tří rovnic o třech neznámých veličinách L_A , L_B , L_C . Tato soustava má jediné jednoznačné řešení. Můžeme si povšimnout, že koeficienty jsou sice čtyři, ale díky principu reciprocity a symetrii obou matic získáme pouze tři různé rovnice. Řešení soustavy je:

$$L_A = L_1 - M \quad L_B = L_2 - M \quad L_C = M \quad (2.6.3-2a, b, c)$$

Podélné prvky v obvodu nemají význam indukčností rozptylových, svislý prvek nemá význam indukčnosti hlavní. Toto rovnocenné zapojení má z pohledu vnějších svorek naprosto stejné vlastnosti jako původní transformátor. Ponechává si i případnou schopnost transformovat sekundární napětí směrem nahoru. Jedna z indukčností L_A , L_B může nabývat formálně i záporné hodnoty (úbytek na záporné indukčnosti je přírůstek).

Hlavní výhodou tohoto zapojení (T – článku) vidíme v zápisu přenosových vlastností. Jde vlastně o dělič, u kterého je analýza všech přenosových vlastností velice snadná. Z **Obr.2.6.3-1** přímo plyne:

$$K_{U,21,0} = \frac{M}{M + (L_1 - M)} = \frac{M}{L_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (2.6.3-3)$$

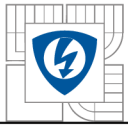
$$I_{VST,0} \equiv L_{1,0} = L_1 \quad (2.6.3-4)$$

$$I_{V\dot{Y}ST,0} \equiv L_{2,0} = L_2 \quad (2.6.3-5)$$

$$I_{VST,K} \equiv L_{1,K} = L_1 - M + \frac{(L_2 - M)M}{(L_2 - M) + M} = L_1 - \frac{M^2}{L_2} = L_1(1 - k^2) \quad (2.6.3-6)$$

$$I_{V\dot{Y}ST,K} \equiv L_{2,K} = L_2 - M + \frac{(L_1 - M)M}{(L_1 - M) + M} = L_2 - \frac{M^2}{L_1} = L_2(1 - k^2) \quad (2.6.3-7)$$

Přímo z rovnic (2.6.3-4) až (2.6.3-7) vyplývá, že měření základních parametrů L_1 , L_2 , M , k , provedeme změřením čtyřech indukčností L_1 , L_2 , $L_{1,K}$, $L_{2,K}$. Měříme tedy indukčnost primáru



i sekundáru a to vždy dvakrát, jednou při protilehlém vinutí naprázdno, jednou nakrátko. U menších impulsních transformátorů lze indukčnosti změřit LC-metrem, u velkých síťových např. VA-metodou. Při měření indukčností je nutno, pokud možno, eliminovat vliv všech parazitních prvků.

Pokud máme změřeno, pak lze z rovnic (2.6.3-6) a (2.6.3-7) vypočítat M a k a to takto:

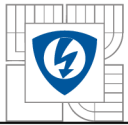
$$M = \sqrt{L_2(L_1 - L_{1,K})} = \sqrt{L_1(L_2 - L_{2,K})} \quad (2.6.3-8)$$

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{1,K}}{L_1}} = \sqrt{1 - \frac{L_{2,K}}{L_2}} \quad (2.6.3-9)$$

Na základě principu reciprocity plyne, že obě možná měření podle rovnice (17.4.1-1) musí dát přesně stejný výsledek, podobně i obě měření. Pokud tomu tak není, tak se jedná o chybu měření. Ta je zapříčiněna neschopností eliminovat při měření vliv parazitních prvků a ne porušením principu reciprocity. Dvě měření jsou proto vždy výhodná z důvodu kontroly výsledků.

Jako příklad lze uvést transformátor (i relativně malý, vysokofrekvenční impulsní), jehož jedno vinutí je jakoby vysokonapěťové. Pak má vinutí velký počet závitů, tudíž velkou indukčnost i velkou parazitní mezi závitovou kapacitu. Ta je připojena k vinutí paralelně. Měříme-li pak protilehlé nízkonapěťové vinutí naprázdno, musí být vysokonapěťové vinutí rozpojené, nezátžené žádnou impedancí. To ale není splněno, protože ve skutečnosti je vinutí zatížené a „zkratované“ svojí vlastní parazitní kapacitou. Tento jev může způsobit značné měřicí chyby - viz.kapitola chyby měřících transformátorů proudu

Další podstatnou kapitolou je měření ztrát ve feromagnetiku, tedy odporu R_{Fe} . Platí, že měření provádíme vždy ve stavu naprázdno. Měříme činný příkon transformátoru P_ξ , při napájení jmenovitým napětím U_n a jmenovitým kmitočtem (jmenovitému napětí a kmitočtu odpovídá jmenovité sycení železa). Hodnotu odporu R_{Fe} pak určíme z příkonu a z napájecího napětí - $R_{Fe} = U_n^2/P_\xi$. Při tomto měření je velmi důležitý měřicí kmitočet, protože hysterezní ztráty rostou s první mocninou kmitočtu. Naopak vířivé ztráty se druhou mocninou, ale pouze za předpokladu, že je při změně kmitočtu udržována konstantní amplituda magnetické indukce v jádře, tj. konstantní poměr U/f . U všech magneticky měkkých feritů neexistují vířivé ztráty, ale zato pouze hysterezní. Podobně je tomu i u ultratenkých plechů a práškového železa o tloušťce desítky μm . Vířivé ztráty v prvním přiblížení můžeme zanedbat oproti ztrátám hysterezním.



Parazitní mezi závitová kapacita vinutí je v náhradním zapojení připojena k vinutí vždy paralelně. Celková kapacita je výsledkem existence velkého počtu dílčích kapacit vznikajících mezi sousedními závity. Jedná se tedy o soustavu s rozprostřenými parametry, ve které jsou do sebe indukčnosti a kapacity jednotlivých závitů neoddelitelně „zamíchány“. Proto nelze parazitní kapacitu vinutí měřit přímo, nýbrž pouze nepřímou metodou a to následujícím způsobem.

- Na relativně nízkém kmitočtu (takovém, aby se parazitní kapacita neuplatňovala) změříme u daného vinutí jeho indukčnost nakrátko, tedy $L_{1,K}$ nebo $L_{2,K}$ (opačné vinutí je zkratováno).
- Změříme paralelní rezonanční kmitočet f_0 , kdy opačné vinutí ponecháme stále zkratované. Měřené vinutí je napájeno přes pomocný odpor ze signálového generátoru. Změnou kmitočtu hledáme na indikačním střídavém voltmetru (osciloskopu) paralelní rezonanci, tj. maximální amplitudu signálu.
- Pomocí Thomsonova vzorce spočítáme parazitní kapacitu vinutí.

$$C_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{0,1}^2 \cdot L_{1,K}} \quad (2.6.3-6)$$

$$C_2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{0,2}^2 \cdot L_{2,K}} \quad (2.6.3-7)$$

Výhoda měření v režimu nakrátko spočívá v tom, že zkratem opačného vinutí se eliminuje i jeho kapacita. Pokud bychom na měřeném vinutí nějakou kapacitu naměřili, máme jistotu, že je to právě kapacita příslušející pouze tomuto vinutí. Zdůrazněme, že parazitní kapacitu vinutí nelze měřit v režimu naprázdno, je-li opačné vinutí rozpojeno. Pak by se totiž jednalo o soustavu dvou vázaných rezonančních obvodů, která vykazuje tři rezonance, ležící obecně na třech různých kmitočtech; dvě paralelní rezonance a mezi nimi jedna sériová. Nalezení těchto rezonancí je u výkonových transformátorů velmi obtížné, zvláště u železných jader, kde jsou tlumeny vířivými proudy.

2.7 Náhradní zapojení transformátoru proudu

Existuje nekonečně mnoho přesných náhradních zapojení, které lze sestavit. Můžeme je rozlišit na *fyzikálně realizovatelné* a *fyzikálně nerealizovatelné* (ty obsahují záporné indukčnosti).

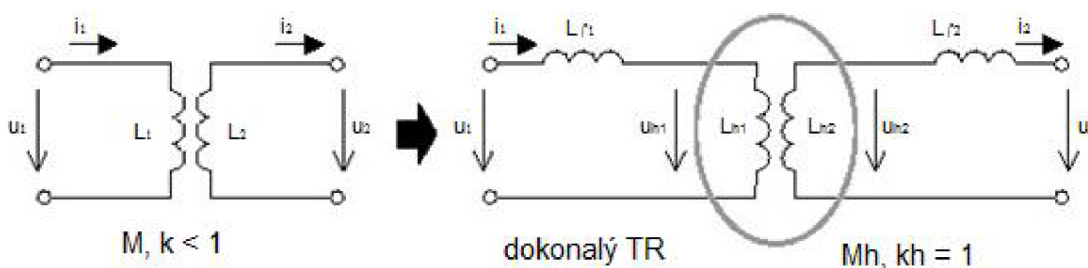
Vlastnosti náhradního zapojení:

- má stejnou impedanci jako původní transformátor
- přenášený činný výkon je stejný (díky stejné vstupní impedanci)
- toto zapojení nemá schopnost vypovídat o magnetických jevech uvnitř TR
- toto zapojení vypovídá pouze o přenosových vlastnostech dvojhranu

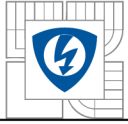
převzato z [3]

2.7.1 Přímá separace rozptylových indukčností

Myšlenka separace rozptylových indukčností mimo transformátor je obecně známá, ale matematická realizace je však značně obtížná. Běžný postup spočívá v tom, že neznámý převod je bezmyšlenkovitě nahrazen známým převodem původního transformátoru, aniž si je autor vědom chyby. Je ovšem pravdou, že v případě velmi těsné vazby (kde $k = 0,99$) je chyba malá a proto uniká pozornosti. To je důvodem proč si většina elektrotechniků neláme s náhradním zapojením hlavu. U asynchronního stroje však vazba již příliš těsná není (typicky $k = 0,9$) a zde se opravdu začínají vyskytovat problémy s přesností náhradního zapojení, tedy i s přesností matematického modelu na něj navazujícího.



Obr.2.7.1-1 Přímá separace rozptylových indukčností mimo TR



Hledané parametry dokonalého separovaného transformátoru jsou označeny L_{h1} , L_{h2} , M_h , přičemž určitě platí:

$$k_h = 1 \qquad M_h = \sqrt{L_{h1} \cdot L_{h2}} \qquad (2.7.1-1, 2)$$

Pro separovaný dokonalý transformátor lze sestavit analogické rovnice, vyjdeme z H_U matice původního neseperovaného transformátoru:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u_1(t)}{L_1} + k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \qquad u_2(t) = k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot u_1(t) - L_2 \cdot (1 - k^2) \frac{di_2(t)}{dt} \qquad (2.7.1-3, 4)$$

pak lze psát:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u_{h1}(t)}{L_{h1}} + \sqrt{\frac{L_{h2}}{L_{h1}}} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \qquad u_{h2}(t) = \sqrt{\frac{L_{h2}}{L_{h1}}} \cdot u_{h1}(t) - 0 \qquad (2.7.1-5, 6)$$

protože $L_{h2} (1 - k_h^2) = 0$ plyne z rovnice (2.7.1-1)

Při hledání parametrů L_{h1} , L_{h2} , M_h nesmíme v této fázi ještě porovnávat stejnohlé koeficienty. Tím bychom získali pouze zvláštní řešení, které není obecné. Důvod spočívá např. v tom, že v (2.7.1-5) napětí u_{h1} není pouze funkcí u_1 , nýbrž $u_{h1} = f(u_1, i_2)$. Podobně napětí u_{h2} . To plyne přímo z **Obr.2.7.1-1**. Z tohoto obrázku dále vyplývá, že:

$$u_2 = u_{h2} - L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} \qquad (2.7.1-7)$$

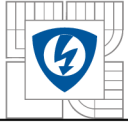
$$u_{h1} = u_1 - L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} \qquad (2.7.1-8)$$

Pokud do rovnice (2.7.1-7) dosadíme z rovnice (2.7.1-6) u_{h2} a pak ještě z rovnice (2.7.1-8), dostaneme:

$$u_2 = \sqrt{\frac{L_{h2}}{L_{h1}}} u_1 - \sqrt{\frac{L_{h2}}{L_{h1}}} L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} - L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} \qquad (2.7.1-9)$$

Nyní dosadíme do rovnice (2.7.1-9) rovnici (2.7.1-1):

$$u_2 = \left(1 - \frac{L_{\sigma 1}}{L_1}\right) \sqrt{\frac{L_{h2}}{L_{h1}}} u_1 - \left(k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot \sqrt{\frac{L_{h2}}{L_{h1}}} L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}\right) \frac{di_2}{dt} \qquad (2.7.1-10)$$



Z Obr.2.7.1-1 dále je zřejmé, že při stavu naprázdno musí platit:

$$L_{h1} = L_1 - L_{\sigma 1} \quad \text{a} \quad L_{h2} = L_2 - L_{\sigma 2} \quad (2.7.1-11a, b)$$

Tyto rovnice dosadíme do (2.7.1-10):

$$u_2 = \left(1 - \frac{L_{\sigma 1}}{L_1}\right) \sqrt{\frac{L_{h2} - L_{\sigma 2}}{L_{h1} - L_{\sigma 1}}} u_1 - \left(k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot \sqrt{\frac{L_2 - L_{\sigma 2}}{L_1 - L_{\sigma 1}}} L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}\right) \frac{di_2}{dt} \quad (2.7.1-12)$$

Nyní už můžeme porovnat dva protilehlé koeficienty na pravých stranách rovnic (2.7.1-12) a (2.7.1-2). Výsledkem je soustava dvou rovnic o dvou neznámých

$$\left(1 - \frac{L_{\sigma 1}}{L_1}\right) \sqrt{\frac{L_{h2} - L_{\sigma 2}}{L_{h1} - L_{\sigma 1}}} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (2.7.1-13)$$

$$k \cdot \sqrt{\frac{L_2 - L_{\sigma 2}}{L_1 - L_{\sigma 1}}} L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2} = (1 - k^2) L_2 \quad (2.7.1-14)$$

Obě rovnice jsou na sobě závislé, jedná se tedy o jedinou rovnici o dvou neznámých $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$, to znamená, že bude mít nekonečně mnoho řešení. Libovolnou z obou rovnic lze upravit do jednoduššího tvaru

$$L_{\sigma 1} = L_1 \left(1 - k^2 \frac{L_2}{L_2 - L_{\sigma 2}}\right) \quad \text{nebo} \quad L_{\sigma 2} = L_2 \left(1 - k^2 \frac{L_1}{L_1 - L_{\sigma 1}}\right) \quad (2.7.1-15a, b)$$

Zvolíme jednu veličinu z $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$, a druhou musíme dopočítat. Pro výběr některého z nekonečně mnoha řešení zavedeme bezrozměrný libovolně volitelný parametr σ následujícím způsobem:

$$L_{\sigma 2} = L_2 (1 - k\sigma) \quad (2.7.1-16)$$

Tuto rovnici dosadíme do (2.7.1-15a)

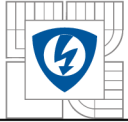
$$L_{\sigma 1} = L_1 \left(1 - \frac{k}{\sigma}\right) \quad (2.7.1-17)$$

Parametr σ jsme zvolili takto zejména pro hledisko formální symetrie. Rovnici (2.7.1-17) dosadíme do (2.7.1-11b) rovnici (2.7.1-17) dosadíme do (2.7.1-11a) Získáme tím dva vztahy

$$L_{h2} = k \cdot \sigma L_2 \quad L_{h1} = \frac{k}{\sigma} L_1 \quad (2.7.1-18a, b)$$

Tyto rovnice následně dosadíme do (2.7.1-2) a poté ještě do (2.7.1-6)

$$M_h = M = k \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (2.7.1-19)$$



Napěťový převod naprázdno - převod dokonalého transformátoru bude:

$$K_{hU,21,0} = \sqrt{\frac{L_{h2}}{L_{h1}}} = \sigma \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (2.7.1-20)$$

Se čtvercem převodu se bude sekundární impedance přepočítávat na primár. Separace je tedy úplná – vyřešená rovnicemi (2.7.1-16) až (2.7.1-20), Parametr σ může být volen zcela libovolně, kromě nuly

$$\sigma \in (-\infty; 0) \cup (0; +\infty) \quad (2.7.1-21)$$

Některé z indukčností $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$, L_{h1} , L_{h2} , mohou být záporné. Pokud zavedeme formální požadavek na pouze kladné indukčnosti pak to znamená, že:

$$k \leq \sigma \leq \frac{1}{k} \quad (2.7.1-22)$$

Pokud leží σ uvnitř intervalu (2.7.1-22) jedná se o skupinu náhradních zapojení *fyzikálně realizovatelných* (všechny indukčnosti jsou kladné). Naopak, pokud bude σ vně tohoto intervalu, může některá z indukčností nabývat záporné hodnoty, pak hovoříme o *fyzikálně nerealizovatelném* náhradním zapojení.

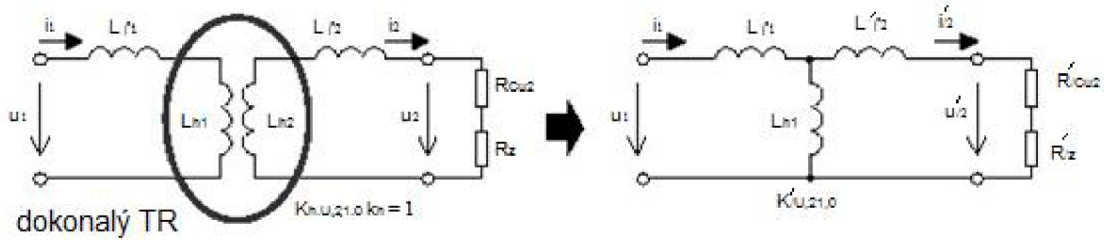
Na základě výše uvedeného odvození, lze vytvořit náhradní zapojení s tímto postupem:

1. Zvolit si parametr σ .
2. Provést separaci podle rovnic (2.7.1-16) až (2.7.1-20)
3. Se čtvercem převodu přepočítat sekundární impedance $L_{\sigma 1}$, R_{Cu2} , R_Z na primární stranu - $L'_{\sigma 2}$, R'_{Cu2} , R'_Z

Přepočtené veličiny jsou:

$$L'_{\sigma 2} = \frac{L_{\sigma 2}}{K_{hU,21,0}^2} = L_1 \frac{1 - k \cdot \sigma}{\sigma^2} \quad (2.7.1-23)$$

$$R'_Z + R'_{Cu2} = \frac{R_Z + R_{Cu2}}{K_{hU,21,0}^2} = (R_Z + R_{Cu2}) \frac{L_1}{\sigma^2 \cdot L_2} \quad (2.7.1-24)$$



Obr.2.7.1-2 Přechod od separovaného TR k náhradnímu zapojení

Z **Obr.2.7.1-2** lze určit pomocí rovnic (2.7.1-17), (2.7.1-18b) a (2.7.1-23) napět'ový přenos naprázdno samotného náhradního zapojení a i jeho indukčnosti.

$$K'_{U,21,0} = \frac{L_{h1}}{L_{h1} - L_{\sigma 1}} = \frac{k}{\sigma} \quad (2.7.1-25)$$

$$L'_{VST,2} = L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} \cdot L_{h1}}{L'_{\sigma 2} + L_{h1}} = L_1 \cdot (1 - k^2) = L_{VST,2} \quad (2.7.1-26)$$

$$L'_{VYST,2} = L'_{\sigma 2} + \frac{L_{\sigma 1} \cdot L_{h1}}{L_{\sigma 1} + L_{h1}} = L_1 \cdot \frac{1 - k^2}{\sigma^2} \quad (2.7.1-27)$$

Časová konstanta náhradního zapojení i původního TR je stejná $L'_{VYST,K} / R'_Z = L_{VYST,K} / R_Z$

To lze posuzovat jako důkaz správnosti postupu.

2.7.2 Náhradní zapojení TR proudu ve tvaru π - článku

Dosadíme-li hodnotu $\sigma = 1/k$ do rovnice (2.7.1-16) až (2.7.1-20) získáme separaci pro

π - článek

$$L_{\sigma 1} = L_1 \cdot (1 - k^2) \quad L_{\sigma 2} = 0 \quad L_{h1} = k^2 \cdot L_1 \quad L_{h2} = L_2$$

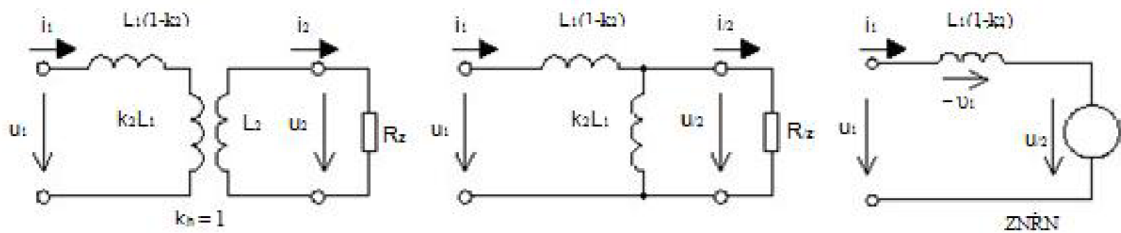
$$K_{hU,21,0} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = K_{I,21,K} \quad (2.7.2-1a, b, c, d, e)$$

Dosadíme-li hodnotu $\sigma = 1/k$ do rovnice (2.7.1-23) až (2.7.1-25) získáme náhradní

T zapojení

$$L_{\sigma,1} = L_1(1-k^2) \quad L'_{\sigma 2} = 0 \quad L_{h1} = k^2 \cdot L_1 \quad R'_z = R_z k^2 \frac{L_1}{L_2}$$

$$K'_{U,21,0} = k^2 \quad (2.7.2-2a, b, c, d, e)$$

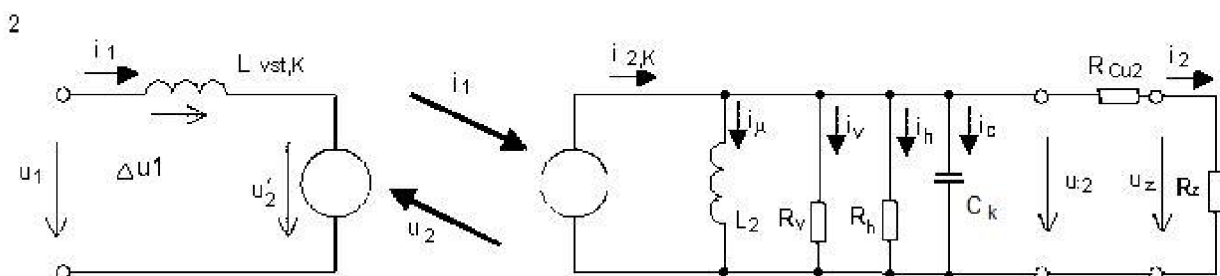


Obr.2.7.2-1 TR po T separaci. Náhradní zapojení T - článku

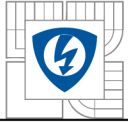
Z **Obr.2.7.2-1** je možné vidět chování náhradního zapojení pí - článku. Chová se úplně stejně jako primární strana obvodového modelu TR proudu. Obě paralelní impedance L_{h1} , R'_z budou mít takovou hodnotu, že přesně nahrazují zdroj napětí – vzniká na nich stejný úbytek napětí u'_z . Proudový převod separovaného TR je přesně stejný jako napěťový převod původního transformátoru (to ovšem neplatí v některých případech).

2.8 Analýza chyb měřícího transformátoru proudu

Zdroj chyb proudového transformátoru plyne přímo ze sekundární strany obvodového modelu uvedeného na **Obr.2.8-1**. Můžeme pominout konkrétní převod transformátoru, protože zdrojem všech případných chyb jsou odchylky mezi zvenčí měřitelným výstupním proudem $i_2(t)$ a vnitřním nedosažitelným proudem $i_{2,K}(t)$, přetransformovaným na sekundární stranu. Tyto odchylky jsou způsobeny čtyřmi proudy:



Obr.2.8-1 Úplný obvodový model TR proudu, vinutém na Fe jádře, se všemi parazitními prvky na sekundáru



i_{μ} - magnetizační proud tekoucí sekundární indukčností L_2

i_v - proud odpovídající vířivým ztrátám v železe

i_h - proud odpovídající hysterezním ztrátám v železe

i_c - kapacitní proud parazitní kapacity sekundárního vinutí

Z formálních důvodů je výhodné odpor sekundárního vinutí R_{Cu2} a odpor zátěže R_z sloučit do jediného odporu $R_2 = R_{Cu2} + R_z$. Chyba transformátoru je způsobena všemi čtyřmi unikajícími proudy i_{μ} , i_v , i_h , i_c , které odtečou paralelními cestami, vyhnou se bočníku R_z , tudíž jsou neměřitelné. Pro sekundární obvod lze psát **I. Kirchhoffův zákon** ve tvaru

$$i_{2,K}(t) = i_{\mu}(t) + i_v(t) + i_h(t) + i_c(t) + i_2(t) \quad (2.8-1)$$

Analýza chyby spočívá ve stanovení vztahu mezi proudem $i_2(t)$ a proudem $i_{2,K}(t)$. Ve zvláštním případě, budou-li všechny proudy *harmonické*, lze pro komplexní fázory proudů modifikovat rovnici (2.8-1) do podoby:

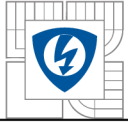
$$\widehat{I}_{2,K} = \widehat{I}_2 + \widehat{I}_{\mu} + \widehat{I}_v + \widehat{I}_h + \widehat{I}_c \quad (2.8-2)$$

Vyjádříme-li poměr proudů $I_2/I_{2,K}$

$$\frac{\widehat{I}_2}{\widehat{I}_{2,K}} = \frac{\widehat{I}_2}{\widehat{I}_2 + \widehat{I}_{\mu} + \widehat{I}_v + \widehat{I}_h + \widehat{I}_c} \quad (2.8-3)$$

Všechny obvodové prvky jsou zapojeny paralelně a jsou napájeny magnetizačním napětím $u_2(t)$ (respektive U_2). Poté může být rovnice (2.8-3) napsána ve tvaru:

$$\frac{\widehat{I}_2}{\widehat{I}_{2,K}} = \frac{\frac{\widehat{U}_2}{R_2}}{\frac{\widehat{U}_2}{R_2} + \frac{\widehat{U}_2}{R_{\mu}} + \frac{\widehat{U}_2}{R_v} + \frac{\widehat{U}_2}{R_h} + j\omega.C_K\widehat{U}_2} \quad (2.8-3)$$



2.8.1 Chyba nízko frekvenčního transformátoru proudu

V nízko frekvenční oblasti do 2kHz můžeme zanedbat magnetický skinefekt v ocelovém plechu a vířivý odpor R_v uvažujeme za konstantní. Je kmitočtově nezávislý. To však neplatí pro hysterézní ztráty. Hysterézní odpor R_h je kmitočtově závislý. Uvažme konstantní amplitudu měřeného proudu I_2 , při libovolném kmitočtu, pak bude konstantní i amplituda magnetizačního napětí $U_2 = R_2 \cdot I_2$, pak tedy musí platit:

$I_2 = \text{kont.}$ pak i $U_2 = \text{konst.}$

$$\Psi = \frac{U_2}{\omega} = \frac{1}{\omega}, \text{ pak tedy musí taky platit } B = \frac{1}{\omega} \text{ tudíž } S_h = \frac{1}{\omega^2} = \frac{K}{\omega} \quad (2.8.1-1)$$

$$P_h = f \cdot V_{Fe} \cdot S_h = \frac{\omega}{2\pi} V_{Fe} \cdot S_h = \frac{\omega}{2\pi} V_{Fe} \frac{K_S}{\omega^2} = \frac{K_h}{\omega} \quad (2.8.1-2)$$

Odpor R_h reprezentuje ekvivalentní odpor – hysterézní ztráty v železe

$$P_h = \frac{U_{ef}^2}{R_h} \quad (2.8.1-3)$$

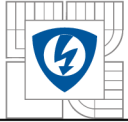
Pravé strany rovnic (2.8.1-2) a (2.8.1-3) se sobě rovnají:

$$R_h = \frac{U_{ef}^2}{K_h} \cdot \omega = R_{h,0} \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2.8.1-4)$$

Aby mohla platit rovnice (2.8.1-3) při libovolném kmitočtu, odpor R_h musí růst s první mocninou kmitočtu. Dosadíme-li do rovnice (2.8.1-4) a (2.8-2) vyplyne vztah:

$$\frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_{2,K}} = \frac{\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_\mu} + \frac{1}{R_v} + \frac{\omega_0}{R_{h,0} \cdot \omega} + \frac{1}{j\omega \cdot L_2} + j\omega \cdot C_K} = \frac{j\omega \frac{L_2}{R_2}}{1 - \omega^2 \cdot L_2 \cdot C_K + j\omega L_2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_v} + \frac{\omega_0}{R_{h,0} \cdot \omega} \right)} \quad (2.8.1-5)$$

Pokud se jedná o měření na síťovém kmitočtu 50Hz (pevném), pak bude hysterézní odpor podle rovnice (2.8.1-4) konstantní. Proto můžeme oba odpory R_h a R_v nahradit celkovým konstantním ztrátovým odporem železa R_{Fe} . Na kmitočtu 50Hz je zpravidla možné navíc zanedbat kapacitní proud i_C . Poté lze rovnici (2.8.1-5) zjednodušit do tvaru:



$$\frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_{2,K}} = \frac{j\omega \frac{L_2}{R_2}}{1 - \omega^2 L_2 C_K + j\omega L_2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{Fe}} \right)} = \frac{R_{Fe}}{R_2 + R_{Fe}} \cdot \frac{j\omega L_2 \frac{R_2 + R_{Fe}}{R_2 R_{Fe}}}{1 + j\omega L_2 \frac{R_2 + R_{Fe}}{R_2 R_{Fe}}} \quad (2.8.1-6)$$

Zavedeme časovou konstantu τ_2 a pak provedeme modifikovaný zápis předešlé rovnice

$$\frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_{2,K}} = \frac{R_{Fe}}{R_2 + R_{Fe}} \cdot \frac{j\omega \tau_2}{1 + j\omega \tau_2} \quad (2.8.1-6)$$

Pokud by byl součin obou zlomků na pravé straně byl roven *jedné*, pak by chyba síťového transformátoru proudu byla *nulová*, jednalo by se o ideální stav. První zlomek značí přenos proporcionalního členu (přenos je nepatrně menší než jedna – z důvodu $R_{Fe} < R_2$). Doplněk do jedničky tedy představuje chybu transformátoru δ_{Fe} způsobenou ztrátami v železe

$$\delta_{Fe} = 1 - \frac{R_{Fe}}{R_2 + R_{Fe}} = \frac{R_2}{R_2 + R_{Fe}} \quad (2.8.1-7)$$

Druhý zlomek rovnice (2.8.1-6) reprezentuje přenos horní propusti prvního řádu, s dolním mezním kmitočtem:

$$\omega_d = \frac{1}{\tau_2} \quad \text{nebo} \quad f_d = \frac{1}{2\pi\tau_2} = \frac{R_2 R_{Fe}}{2\pi L_2 (R_2 + R_{Fe})} \cong \frac{R_2}{2\pi L_2} \quad (2.8.1-8a, b)$$

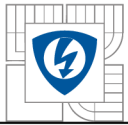
Horní propust zapříčiňuje chybu transformátoru, která je závislá na kmitočtu. Pro vykreslení amplitudové frekvenční charakteristiky celého transformátoru vyjdeme z absolutní hodnoty komplexního přenosu (2.9-6)

$$\left| \frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_{2,K}} \right| = \frac{R_{Fe}}{R_2 + R_{Fe}} \cdot \frac{j\omega \tau_2}{\sqrt{1 + j\omega^2 \tau_2^2}} \quad (2.8.1-9)$$

Fázovou frekvenční charakteristiku určíme jako fázi komplexního přenosu (2.8.1-6)

$$\Phi(\omega) = 90^\circ - \arctg \omega \tau_2 \quad (2.8.1-10)$$

Na pracovním kmitočtu f je vzniká amplitudová i fázová chyba. U amplitudové chyby lze rozlišit složku $R_{Fe} / (R_2 + R_{Fe})$, která způsobuje útlum zesílení a to i u složku způsobenou horní propustí. Na dolním mezním kmitočtu f_d je transformátor již nepoužitelný, protože přenos klesá na hodnotu 0,707 (- 3dB), což způsobuje amplitudovou chybu - 29% a fázovou chybu +45°.



Aby byly obě chyby malé, musí být splněna nerovnost $f_d \ll f$. Potřebný relativní kmitočtový odstup f/f_d pracovního kmitočtu f od dolního mezního f_d lze určit pomocí zvolené celkové chyby δ_{cel} . Z amplitudové charakteristiky (2.8.1-9) plyne

$$\delta_{cel} = 1 - \frac{R_{Fe}}{R_2 + R_{Fe}} \cdot \frac{\omega \tau_2}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}} = 1 - \frac{R_{Fe}}{R_2 + R_{Fe}} \cdot \frac{\omega/\omega_d}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_d)^2}} \quad (2.8.1-11)$$

Po úpravě předešlé rovnice určíme potřebný kmitočtový odstup

$$\frac{f}{f_d} = \frac{\omega}{\omega_d} = \frac{1 - \delta_{cel}}{\sqrt{\left(\frac{R_{Fe}}{R_2 + R_{Fe}}\right)^2 - (1 - \delta_{cel})^2}} \quad (2.8.1-12)$$

Výraz pod odmocninou musí být kladný. U transformátorů s vyšší třídou přesnosti je proto nutno složku δ_{Fe} co nejvíce minimalizovat, tj. použít co nejkvalitnější plechy tloušťky maximálně 0,35mm, s malými ztrátami.

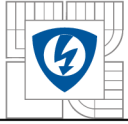
[4]

2.8.2 Chyba vysokofrekvenčního transformátoru proudu

Snímače proudu používané zejména ve výkonové elektronice mají požadavky na snímání pravoúhlých impulsů s velmi strmými náběžnými a sestupnými hranami. To nás směřuje k realizaci vysokofrekvenčního transformátoru proudu, který by měl být realizovaný na feritovém jádře. Ve feritu totiž jak je známo nevznikají téměř žádné vířivé ztráty R_v , jde limitně do nekonečna. Hysterézní ztráty zde však naopak existují, lze je vyjádřit stejně jako v předešlé kapitole rovnicí (2.8.1-4). Odpor tedy roste s první mocninou kmitočtu. Parazitní kapacitu C_K sekundárního vinutí nelze v žádném případě zanedbat, protože to je zejména ona, kdo určuje horní mezní kmitočet. Obecnou přenosovou rovnicí (2.8.1-5) můžeme zjednodušit na:

$$\frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_{2,K}} = \frac{j\omega \frac{L_2}{R_2}}{1 - \omega^2 \cdot L_2 \cdot C_K + j\omega L_2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_v} + \frac{\omega_0}{R_{h,0} \cdot \omega} \right)} = \frac{j\omega \frac{L_2}{R_2}}{1 - \omega^2 \cdot L_2 \cdot C_K + j\omega L_2 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{\omega_0}{R_{h,0} \cdot \omega} \right)} \quad (2.8.2-1)$$

U velmi vysokých kmitočtů můžeme zanedbat člen $\omega_0 / (R_{h,0} \cdot \omega)$ oproti členu $1/R_2$. Zavedeme substituci $\tau_2 = L_2 / R_2$ a tím rovnicí zjednodušíme to tvaru



$$\frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_{2,K}} = \frac{j\omega\tau_2}{1 - \omega^2\tau_2 R_2 C_K + j\omega\tau_2} = \frac{j\omega\tau_2}{1 - \omega^2\tau_2 \tau_h + j\omega\tau_2} = \frac{1}{1 + j\left(\omega\tau_h - \frac{1}{\omega\tau_2}\right)} \quad (2.8.2-2)$$

kde je $\tau_h = R_2 C_K$ určuje horní mezní kmitočet f_h transformátoru a je řádově menší než konstanta $\tau_2 = L_2 / R_2$ určující dolní mezní kmitočet.

Amplitudovou frekvenční charakteristiku určíme jako absolutní hodnotu z komplexního přenosu (2.8.2-2)

$$\left| \frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_{2,K}} \right| = \frac{\omega\tau_2}{\sqrt{(1 + \omega^2\tau_2\tau_h)^2}} \quad (2.8.2-3)$$

Fázovou frekvenční charakteristiku určíme jako fázi komplexního přenosu (2.8.2-2)

$$\Phi(\omega) = 90^\circ - \arctg \frac{\omega\tau_2}{1 - \omega^2\tau_2\tau_h} \quad (2.8.2-4)$$

Uvážíme-li nerovnost $f_h \gg f_d$, pak na nižších kmitočtech jsou obě charakteristiky totožné jak u předešlé kapitoly rovnice (2.8.1-9) a (2.8.1-10).

Na vysokých kmitočtech je možné také amplitudovou charakteristiku zjednodušit do tvaru

$$\left| \frac{\hat{I}_2}{\hat{I}_{2,K}} \right| = \frac{\omega\tau_2}{\sqrt{1 + 2\omega^2\tau_2\tau_h + \omega^4\tau_2^2\tau_h^2 + \omega\tau_2}} \cong \frac{\omega\tau_2}{\sqrt{1 + \omega^4\tau_2^2\tau_h^2}} \cong \frac{\omega\tau_2}{\sqrt{\omega^4\tau_2^2\tau_h^2}} \cong \frac{1}{\omega\tau_h} \quad (2.8.2-5)$$

Fázi určíme z přenosové funkce (2.8.2-2)

$$\Phi(\omega) = 0^\circ - \arctg \omega\tau_h = -\arctg \omega\tau_h \quad (2.8.2-5)$$

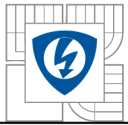
Při podmínce

$$\omega\tau_h - \frac{1}{\omega\tau_2} = 0 \quad \text{je přenos roven jedné. Tato podmínka je splněna při rezonanční}$$

kmitočtu f_0 :

$$f' = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C_K}} \quad (2.8.2-6)$$

[4]



Uvnitř kmitočtového pásma se transformátor proudu chová s dostatečnou přesností jako kmitočtově nezávislý proporcionální člen bez fázového posuvu. Při návrhu konstrukce takového transformátoru proudu je potřeba snižovat dolní mezní kmitočet a to především zvyšováním indukčnosti L_2 (tj. zvyšováním počtu závitů N_2). Tím se ovšem zvýší parazitní mezizávitová kapacita C_K , což je ovšem nežádoucí, neboť se tím zmenšuje horní mezní kmitočet. Proto při návrhu a realizaci takového snímače proudu musíme volit jistý kompromis – nelze zvyšovat nebo snižovat horní mezní kmitočet beztrzně.

2.9 Rozdělení snímačů proudů

2.9.1 Snímače střídavého proudu

Jedním z důležitých požadavků na snímač proudu je galvanické oddělení výstupního měronosného signálu od silového obvodu, kterým protéká vstupní měřený proud.

V tomto smyslu lze mezi snímače střídavého proudu zařadit:

- *měřicí transformátor proudu*
- *měřicí transformátor proudu se zpětnovazební kompenzací*
- *Rogowského cívka*

převzato z [3]

2.9.2 Snímače stejnosměrného proudu

Galvanicky oddělené snímače stejnosměrného proudu mohou pracovat na následujících principech:

- **Magnetický přenos** – stejnosměrným měřeným proudem je modulováno střídavé vysokofrekvenční napětí (pomocí amplitudové, fázové nebo PWM modulace), modulované napětí je přeneseno transformátorkem a na sekundární straně demodulováno. Transf. slouží ke galvanickému oddělení. Tyto systémy jsou poněkud složitější a zejména drahé. Jsou málo odolné na strmost du / dt mezi primární a sekundární stranou.
- **Optický přenos** – informace je přenášena pomocí optočlenu pracujícím ve spojitém režimu. Linearita a současně i teplotní kompenzace je zajištěna zpětnovazební



kompenzací přes druhý zpětnovazební optočlen, který musí mít naprosto stejné vlastnosti. Tyto systémy jsou velmi málo odolné na strmost du/dt mezi primární a sekundární stranou. Mají velmi špatnou teplotní stabilitu.

- **Systemy s Hallovou sondou** – jedná se o technicky a i ekonomicky nejschůdnější řešení. Konkrétní případy použití jsou uvedeny následovně.

2.9.2.1 Snímač s Hallovou sondou

Proudové transformátory pracující na principu Hallovoho efektu jsou používány v řadě aplikací vyžadujících přesnost a rychlou odezvu signálu úměrnou měřenému proudu. Transformátory jsou dostupné jak v panelovém provedení, tak i v provedení pro montáž na DPS. Rozsah měřených proudů dosahuje až 500A při zajištění spolehlivou izolací mezi obvodem primárního proudu a měřicím obvodem. U většiny transformátorů je výstupní proud přesným podílem měřeného proudu (1/1000, 1/2000 atd.), což umožňuje snadný převod na výstupní napětí průchodem přes vhodný rezistor.

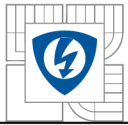
Proudový transformátor pracující na principu Hallova efektu s uzavřenou smyčkou využívá kompenzaci magnetického toku způsobeného primárním proudem pomocí vytvořeného kompenzačního proudu. Velikost vytvořeného kompenzačního proudu je přímo úměrná velikosti měřeného primárního proudu. Tento princip umožňuje nejen měření střídavého proudu s vyhovující přesností měření až k vysokým kmitočtům, ale i měření stejnosměrného proudu.

Průchod primárního proudu I_p způsobí změnu magnetického toku ve vzduchové mezeře. To způsobí odchylku výstupního napětí Hallovy sondy oproti ustálenému stavu bez magnetického toku. Působení magnetického toku na Hallovu sondu vytvoří na výstupu Hallovy sondy napětí, které je zesíleno tak, aby pomocí sekundárního vinutí bylo dosaženo kompenzace magnetického toku ve vzduchové mezeře magnetického obvodu a celý obvod se nastaví do nového ustáleného stavu. V tomto novém ustáleném stavu je sekundární proud přímo úměrný měřenému primárnímu proudu. Proud procházející sekundárním vinutím je současně výstupním proudem transformátoru. Transformační poměr je počítán podle standardních vztahů platných pro výpočet transformátoru:

$$N_p \cdot I_p = N_s \cdot I_s \quad (2.9.2.1-1)$$

N_p = počet primárních závitů, I_p = primární proud

N_s = počet sekundárních závitů, I_s = sekundární proud



Z hlediska zapojení existují dvě základní provedení transformátorů s Halloovou sondou:

- 1) Transformátor s otevřenou smyčkou je zapojen tak, že napětí z Hallovovy sondy je zesíleno a výstupem transformátoru je napětí úměrné měřenému proudu.
- 2) Transformátor s uzavřenou smyčkou je zapojen dle výše uvedeného principiálního schématu s kompenzací magnetických účinků primárního proudu. Výstupem tohoto transformátoru je výstupní proud, úměrný vstupnímu proudu. Tento způsob zapojení poskytuje větší linearitu a frekvenční odezvu, nevýhodou je požadavek většího kompenzačního proudu.

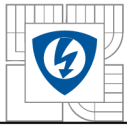
Výhody:

- **velká linearita** - neuplatňuje se hystereze feromagnetika (jádro pracuje neustále v oblasti blízko nuly magnetizační charakteristiky).
- **proudový výstup** – bočník může být umístěn daleko od snímače (až u vyhodnocovacího zařízení), je potlačeno případné napěťové rušení.
- **rovná výstupní frekvenční charakteristika snímače** – na nízkých kmitočtech až do horního mezního kmitočtu operačního zesilovače (OZ) pracuje OZ s Halloovou sondou. Nad mezním kmitočtem OZ začíná plynule pracovat sekundární vinutí jako proudový transformátor. Šířka pásma je tedy dána transformátorem, nikoli OZ.

Nevýhody:

- **menší šířka kmitočtového pásma** – asi do 100kHz. Uplatňuje se totiž parazitní kapacita zpětnovazebního vinutí, které má mnoho závitů.
- **velká hodnota sekund. kompenzačního proudu** – záleží na převodu (tj. na počtu N_2 závitů).

převzato z [6]



Znaménko nerovnosti značí, že počet závitů může být libovolně větší, což u nf transformátorů je výhodné. Pak totiž bude menší indukce v jádře, tudíž větší permeabilita, tudíž menší magnetizační proud a menší měřicí chyba.

Jádro transformátoru bez vzduchové mezery má sekundární indukčnost

$$L_2 = N_2^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}} \quad (2.10-6)$$

Z rovnic (2.4.2-5) vyjádříme odpor R_2

$$R_2 = \frac{N_2 \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot B_{\max} \cdot S_{Fe}}{I_2} \quad (2.10-7)$$

Nyní je možné vyjádřit pomocí rovnic (2.2.1-6) a (2.2.1-7) dolní mezní kmitočet transformátoru

$$f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_2} = \frac{R_2}{2 \cdot \pi \cdot L_2} = \frac{f \cdot B_{\max} \cdot R_2 \cdot I_{Fe}}{\sqrt{2} \cdot N_2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot I_2} \quad (2.10-8)$$

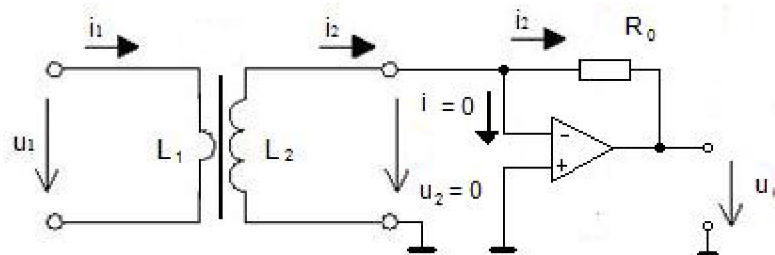
Odsud lze vyjádřit požadovaný počet N_2 závitů s ohledem na požadovanou chybu, která je vyjádřena poměrem f/f_d .

$$N_2 \geq \frac{B_{\max} \cdot I_{Fe} \cdot R_2}{\sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{r,Fe} \cdot I_2} \cdot \frac{f}{f_d} \quad (2.10-9)$$

[3]

2.10.1 Měřicí transformátor proudu s elektronickým zkratem na výstupu

Princip činnosti je založen na následujícím poznatku. Sekundární vinutí proudového transformátoru pracuje do virtuálního zkratu, který je vytvářen operačním zesilovačem na jeho invertujícím vstupu proti zemi. Vstup operačního zesilovače (OZ) mezi výstupními svorkami transformátoru udržuje nulové napětí. Sekundární proud $i_2(t)$ musí být pohlcován (dodáván) výstupem OZ. Proto volíme převod transformátoru tak, aby OZ nebyl na výstupu proudově přetížen, a to v celém proudovém rozsahu měřicího transformátoru. Zvýšenou ochranu proti velkým nadproudům, které by mohly zničit OZ, je možné provést dvěma diodami zapojenými antiparalelně mezi invertující a neinvertující vstup. V normálním režimu bude na diodách nulové napětí, tudíž jimi nepoteče žádný proud a nebudou mít žádný vliv na činnost OZ.



Obr.2.10.1-1 Měřicí transformátor proudu s elektronickým zkratem na výstupu

OZ slouží současně jako převodník proudu na napětí. Převodní vztah má tvar

$$u_0(t) = -R_0 i_2(t) \quad (2.10.1-1)$$

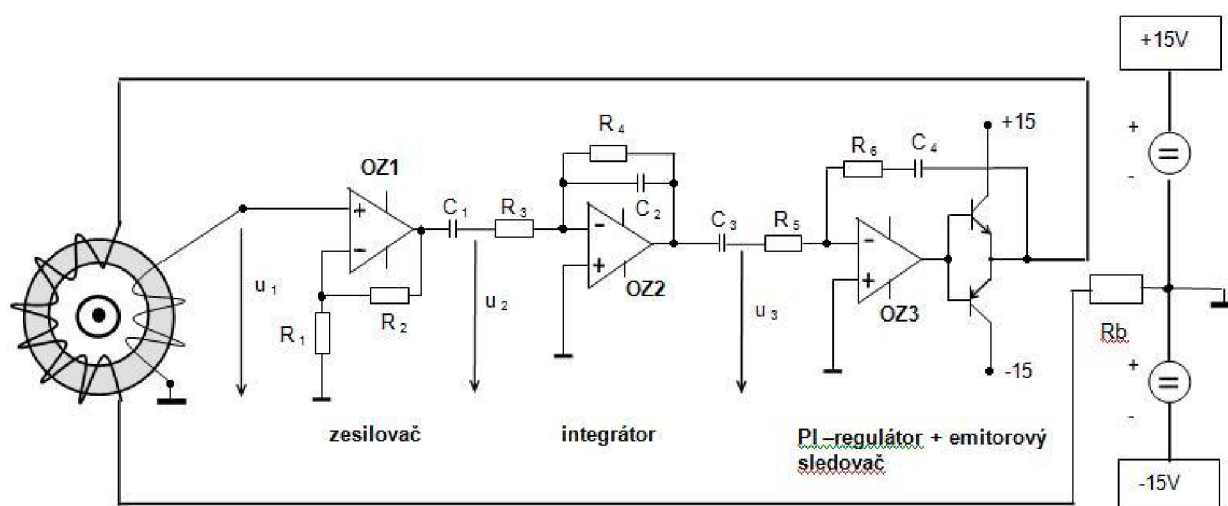
Záporná hodnota (znaménko) je důsledkem invertujícího zapojení OZ. Uspořádání tohoto měřicího transformátoru proudu s elektronickým zkratem na výstupu má za úkol eliminovat vliv zátěže na dolní mezní kmitočet TR. Ten je pak určen pouze časovou konstantou samotného sekundárního vinutí podle rovnice

$$f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_2} = \frac{R_{Cu2}}{2 \cdot \pi \cdot L_2} \quad (2.10.1-2)$$

Toto zapojení bohužel není schopno vykompenzovat (vyrušit) vnitřní principiální chybu. Výhodou této metody je docílení vyšší přesnosti měření, zejména pak snížení dolního mezního kmitočtu.

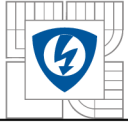
2.10.2 Měřicí transformátor proudu se zpětnovazební kompenzací.

Princip činnosti je velmi podobný jako u snímače stejnosměrného proudu s Halloovou sondou a se zpětnovazební kompenzací. Rozdíl je pouze v tom, že magnetický tok Ψ není snímán Halloovou sondou, nýbrž je získán integrací napětí u_2 z pomocného snímacího vinutí.



Obr.2.10.2-1 Měřicí transformátor proudu se zpětnovazební kompenzací

V principu se jedná o zpětnovazební regulaci na nulový tok v jádře transformátoru. Na **Obr.2.10.2-1** je naznačen jeden primární vodič, kterým teče měřený proud $i_1(t)$. Pomocné snímací vinutí L_1 nesmí být zatíženo proudem, měřicí transformátor musí pracovat ve stavu naprázdno. Z tohoto důvodu je napětí $u_1(t)$ z vinutí L_1 přivedeno na operační zesilovač (OZ1) v neinvertujícím zapojení = velký vstupní odpor. Výstupní napětí $u_2(t)$ na OZ1 je impedančně oddělené (a případně zesílené). Toto napětí je přivedeno na vstup OZ2, který pracuje jako integrátor. Výstupní napětí integrátoru $u_3(t)$ má tedy význam magnetického toku v jádře měřicího transformátoru (mag. toroid). Informace o měřeném magnetickém toku pak přichází na vstup OZ3 (PI regulátoru). Regulátor se snaží pomocí zpětnovazebního proudu $i_1(t)$ udržet v jádře měřicího transformátoru nulový magnetický tok. Jak je patrné z **Obr.2.10.2-1**, je výstup OZ3 posílen dvojčinným emitorovým sledovačem. Ten zajišťuje proudové posílení. Kondenzátory C_1 a C_3 slouží k odstranění stejnosměrných offsetů na výstupech OZ1 a OZ2. Aby nedošlo k zasaturování výstupu integrátoru OZ2, je vhodné zamezit integraci vlastního offsetu, což je provedeno odporem R_4 .



Zesílení integrátoru je tedy omezeno na hodnotu

$$K_U = -\frac{R_4}{R_3} \quad (2.9.2-1)$$

Tím je ovšem omezen dolní mezní kmitočet celého systému na hodnotu

$$f_d = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} \quad (2.9.2-2)$$

Poklesne-li kmitočet u měřícího proudu pod tuto hodnotu f_d , měřící soustava nebude pracovat. Velmi výraznou výhodou však je, že dolní mezní kmitočet je určen pouze prvky R_4 a C_2 . Není tedy závislý na vlastnostech transformátoru. Můžeme tedy zkonstatovat, že lze dosáhnout velmi nízkého mezního kmitočtu i s relativně malým jádrem.

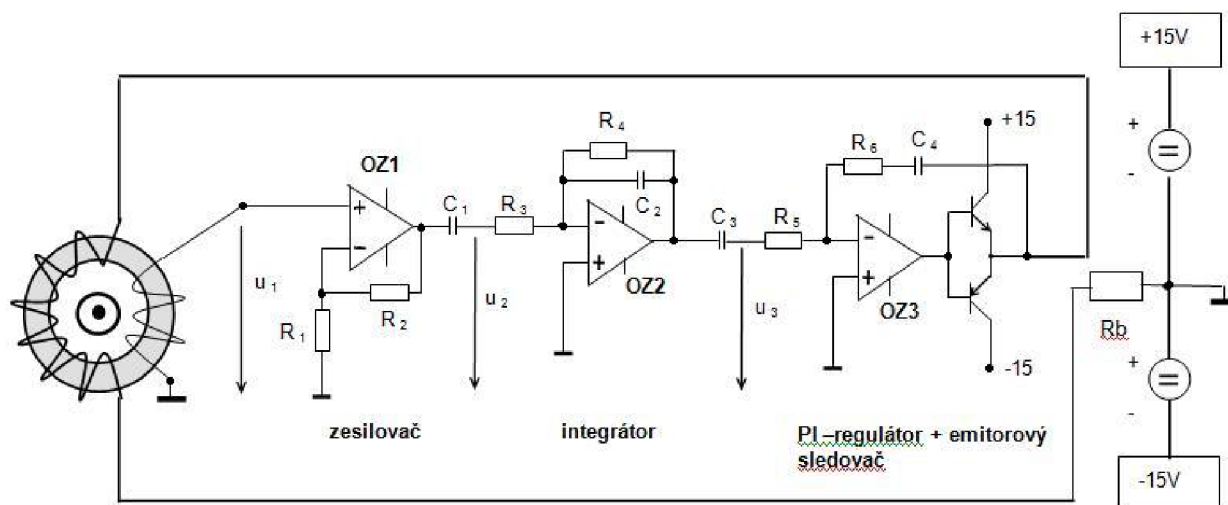
3 REALIZACE SNÍMAČE

3.1 Výběr snímače pro realizaci

Pro realizaci snímače proudu jsem si vybral snímač střídavého proudu se zpětnovazební kompenzací. Provedení transformátoru na feritové jádro. Klasický snímač proudu pro měření velkých střídavých proudů má velký průřez měděného vodiče a tím nabývá na svém objemu. Celková konstrukce takového snímače je velká. Snímač proudu se zpětnovazební kompenzací však nabízí po technické stránce měření velkých proudů při minimalizaci velikosti měřicího snímače (velikost jádra, váha vinutí, vylepšení měřicího rozsahu – potlačení parazitní kapacity).

Od vedoucího své diplomové práce Doc. Dr. Ing. Miroslava Patočky jsem obdržel toroidní jádro **CORMOFERITE – typ T3813, CF 138**.

Proudový snímač se zpětnovazební kompenzací na nulový magnetický tok, by měl odpovídat koncepci dle následujícího **obr.3.1-1**.

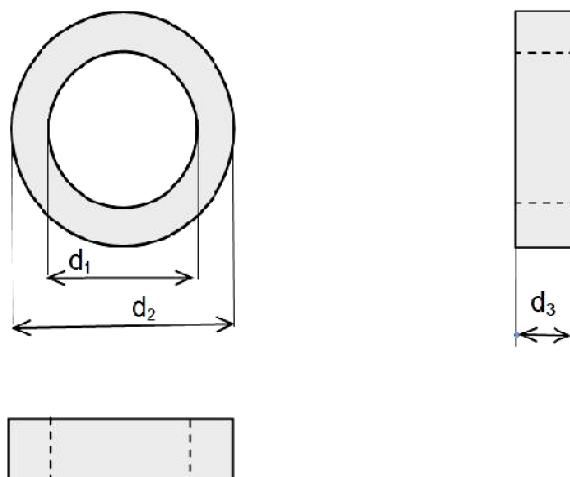


Obr.3.1-1 Měřicí transformátor AC proudu se zpětnovazební kompenzací

3.2 Feritové jádro - toroid

V katalogové listu výrobce (viz.příloha č.1 a příloha č.2) jsem našel potřebné údaje pro návrh snímače proudu se zpětnovazební kompenzací. Jsou to:

Rozměry toroidu CORMOFERITE – typ T3813, CF 138:



Obr.3.2.-1 Rozměry feritového jádra T3813, CF138

$$d_1 = 25\text{mm}, d_2 = 38\text{mm}, d_3 = 12\text{mm}$$

Jeho parametry jsou: $S_{Fe} = 0,775\text{cm}^2$, $A_L = 2100\text{nH/závit}^2$ $B_{nasyce\text{n}\acute{e}} = 380$ až 480mT

3.3 Návrh snímače, výpočty rozměrů, parametry

Uvažujeme-li symetrický napájecí zdroj +15Vdc, -15Vdc a maximální proudové zatížení cívku L_2 , tedy $I_2 = 150\text{mA}$, pak bude potřeba pro cívku L_2 stanovit Cu vodič s těmito parametry:

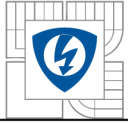
Měděný drát, uvažujeme-li proudovou hustotu 3A/mm^2 , pak bude průřez vodiče

$$S = I_2 / 3\text{A.mm}^{-2} = 0,150\text{A} / 3\text{A.mm}^{-2} = 0,05\text{mm}^2$$

Průměr d měděného vodiče stanovíme s průřezu:

$$S = \frac{\pi \cdot d^2}{4} \Rightarrow d = \sqrt{\frac{4 \cdot S}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,05}{\pi}} = 0,252\text{mm}$$

Nejbližší normovaný vodič (drát Cu), $d = 0,25\text{mm}$. Přičteme ještě povrchovou izolaci $+0,003\text{mm}$, tedy $d_{Cu} = 0,253\text{mm}$.



Z rozměrů toroidu $d_1 = 25\text{mm}$, $d_2 = 38\text{mm}$, $d_3 = 12\text{mm}$ snadno určíme délku závitů Cu vodiče (pro první vrstvu L_2 cívky):

$$O_{Fe,toroid} = (2 \cdot d_3 + \phi_{Cu,drát}) + ((d_2 - d_1) + \phi_{Cu,drát}) = (2 \cdot 12 + 0,253) + ((38 - 25) + 0,253) = 37,50\text{mm}$$

Počet závitů v jedné vrstvě stanovíme z obvodu vnitřní kružnice toroidu, na kterou rozprostřeme Cu vodič o průměru $\phi_{Cu,drát} = 0,253\text{mm}$:

$$O_{Fe,vnitřní} = \pi \cdot (d_1 - \phi_{Cu,drát}) = \pi \cdot (25 - 0,253) = 77,75\text{mm}$$

Po obvodu je tedy možno navinout:

$$Z_{Cu,1.vrstva} = O_{Fe,vnitřní} / \phi_{Cu,drát} = 77,5 / 0,253 = 307 \text{ závitů}$$

S každou další navíjenou vrstvou bude počet závitů o 1 závit méně. Pro zajištění menší indukce v jádře, tudíž větší permeabilita, tudíž menšího magnetizačního proudu a menší měřicí chyby, bude zapotřebí zvýšit počet závitů cívky L_2 . **Stanovuji si počet $N_2 = 2000$ závitů.** Při postupném navíjení ($307 + 306 + 305 + 304 + 303 + 302 + 173 = 2000$) bude zapotřebí 7mi vrstev.

Délka Cu závitů v jednotlivých vrstvách bude:

$$O_{Fe,toroid} = (2 \cdot d_3 + n \cdot \phi_{Cu,drát}) + ((d_2 - d_1) + n \phi_{Cu,drát}) \quad \text{kde } n = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \text{ a } 7$$

Délky závitů pro jednotlivé vrstvy tedy jsou:

$$n=2$$

$$O_{Fe,1} = (2 \cdot d_3 + 2 \cdot \phi_{Cu,drát}) + ((d_2 - d_1) + 2 \phi_{Cu,drát}) = (2 \cdot 12 + 2 \cdot 0,253) + ((13 + 2 \cdot 0,253) = 38,01\text{mm}$$

$$n=3$$

$$O_{Fe,3} = (2 \cdot d_3 + 3 \cdot \phi_{Cu,drát}) + ((d_2 - d_1) + 3 \phi_{Cu,drát}) = (2 \cdot 12 + 3 \cdot 0,253) + ((13 + 3 \cdot 0,253) = 38,52\text{mm}$$

$$n=4$$

$$O_{Fe,4} = (2 \cdot d_3 + 4 \cdot \phi_{Cu,drát}) + ((d_2 - d_1) + 4 \phi_{Cu,drát}) = (2 \cdot 12 + 4 \cdot 0,253) + ((13 + 4 \cdot 0,253) = 43,03\text{mm}$$

$$n=5$$

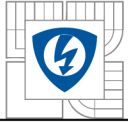
$$O_{Fe,5} = (2 \cdot d_3 + 5 \cdot \phi_{Cu,drát}) + ((d_2 - d_1) + 5 \phi_{Cu,drát}) = (2 \cdot 12 + 5 \cdot 0,253) + ((13 + 5 \cdot 0,253) = 39,53\text{mm}$$

$$n=6$$

$$O_{Cu,6} = (2 \cdot d_3 + 6 \cdot \phi_{Cu,drát}) + ((d_2 - d_1) + 6 \phi_{Cu,drát}) = (2 \cdot 12 + 6 \cdot 0,253) + ((13 + 6 \cdot 0,253) = 40,04\text{mm}$$

$$n=7$$

$$O_{Fe,7} = (2 \cdot d_3 + 7 \cdot \phi_{Cu,drát}) + ((d_2 - d_1) + 7 \phi_{Cu,drát}) = (2 \cdot 12 + 7 \cdot 0,253) + ((13 + 7 \cdot 0,253) = 40,55\text{mm}$$



Nyní můžeme stanovit délku Cu vodiče pro cívku L_2 , při počtu $N_2 = 2000$ závitů:

$$l_{Cu} = N_{2,n} \cdot O_{Cu,n} = (N_{2,1} \cdot O_{Cu,1}) + (N_{2,2} \cdot O_{Cu,2}) + (N_{2,3} \cdot O_{Cu,3}) + (N_{2,4} \cdot O_{Cu,4}) + (N_{2,5} \cdot O_{Cu,5}) + \\ + (N_{2,6} \cdot O_{Cu,6}) + (N_{2,7} \cdot O_{Cu,7}) = (307.37,51) + (306.38,01) + (305.38,52) + (304.39,03) + \\ + (303.39,53) + (302.40,04) + (173.40,55) = 77845\text{mm} = 77,845\text{m}$$

Připočteme-li ještě cca 100mm délky cívky na připojení k terminálům (ke svorkám), pak je celková délka cívky cca $l_{Cu,N2} = 78\text{m}$.

Nyní je možné určit odpor cívky L_2 :

$$R_{Cu2} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{Cu}}{S_{Cu}} \quad \text{kde } \rho_{Cu} = 0,020\Omega\text{mm}^2 / \text{m} \quad \text{a } S_{Cu} \text{ značí průřez vodiče bez izolace}$$

$$\phi_{Cu, \text{drát}} = 0,250\text{mm} \quad R_{Cu2} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{Cu}}{\frac{\pi \cdot \phi_{Cu, \text{drát}}^2}{4}} = 0,020 \cdot \frac{78\text{m}}{\frac{\pi \cdot 0,25^2}{4}} = 31,8\Omega$$

Pokud chceme dosáhnout kvalitního měření – mělo by se rozdělit napětí zdroje na úbytky napětí na R_{Cu2} (cívka L_2) a odporu bočnicku R_b – pro připojení vyhodnocovacího zařízení v poměru max 1:1.

Ověříme úbytek napětí na vinutí cívky L_2 :

$$\Delta U_{Cu2, \text{max}} = R_{Cu2} \cdot I_{2, \text{max}} = 31,8 \cdot 0,15 = 4,8\text{V} \quad \text{vyhovuje podmínce.}$$

Ověříme velikost magnetické indukce B_{max} pro uvažovaný maximální proud $I_2 \text{ max} = 0,15\text{A}$:

Známe-li odpor vinutí L_2 , velikost $I_2 \text{ max}$ určíme amplitudu spřaženého toku podle (2.10-3) kde R_2 představuje společný odpor vinutí L_2 a odporu bočnicku R_b (R_b volím 66 Ohm)

$$\Psi_a = \frac{R_2 I_2}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f} = \frac{97,8\Omega \cdot 0,15\text{A}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50\text{Hz}} = 0,06603$$

Z rovnice (2.10-3) vyjádříme B_{max} :

$$B_{\text{max}} = \frac{\Psi_a}{N_2 \cdot S_{Fe}} = \frac{0,06603}{2000 \cdot 0,775 \cdot 10^{-4}} = 0,426\text{T}$$

Provedeme kontrolu na počet závitů cívky L_2 pomocí rovnice (2.10-5)

$$N_2 \geq \frac{R_2 \cdot I_{2a}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot B_{\text{max}} \cdot S_{Fe}} = \frac{97,8 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,15}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,46 \cdot 0,775 \cdot 10^{-4}} = 1852 \text{závitů}$$

Prvotní návrh – volba $N_2 = 2000$ závitů tedy vyhovuje.

Pro snímací vinutí volím $N_1 = 50$ závitů.

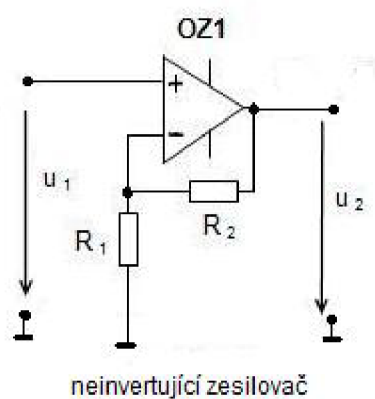
Vypočtená maximální magnetická indukce v jádře bude 426mT, což vyhovuje, neboť dovolené maximální sycení feritu je až 480mT. Provozní režim snímače bude dozajista odlišný od teoretického výpočtu, lze předpokládat, že proud tekoucí kompenzačním vinutím bude menší (je větší počet závitů na kompenzačním vinutí oproti výpočtu).

3.4 Návrh elektronické části snímače – zpětná kompenzace

Výstupní napětí u_1 cívky L_1 , vstupuje do neinvertujícího zesilovače. Tato cívka pracuje jako ve stavu naprázdno – nekonečně velký vstupní odpor neinvertujícího operačního zesilovače (dále jen OZ). Dále bude signál z výstupu OZ1 přiveden na integrátor OZ2. Zde bude potřeba kvalitního OZ, neboť bude zapotřebí dosáhnout co nejmenší hodnoty pro dolní omezení kmitočtu měřícího transformátoru proudu. Jeho zesílení nemusí být velké. Návrh PI-regulátoru bude složitější, neboť doposud nejsme schopni přesně popsat výstupní signál z OZ2, proto bude zapotřebí jej dostavit zkusmo - při doladění.

A: Návrh neinvertujícího zesilovače OZ1:

Vydeme z požadavku nekonečného vstupního odporu, kde není potřeba téměř žádného zesílení – potřebuje odfiltrovat a oddělit vstupní signál $u_1(t)$.



Obr.3.4-1 Neinvertující OZ

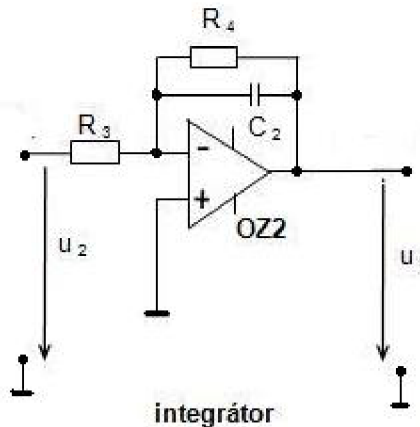
Volím $R_1 = 1\text{M}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$, pak zesílení přenosu bude:

$$K_{U,OZ1} = \frac{u_2}{u_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^6} = 1 + 0,01 = 1,01$$

převzato z [2]

B: Návrh integrátoru OZ2:

Jestliže budeme měřit proud 0 až 100A, při 50Hz, bude zapotřebí dosáhnout bezpečného pracovního pásma OZ2, proto budeme volit časovou konstantu τ takovou, abychom měli frekvenční pracovní pásmo OZ2 v rozmezí 1Hz až 200Hz.



Obr.3.4-2 Invertující OZ - integrátor

Zesílení přenosu bude:

$$K_{U,oz2} = \frac{U_3(p)}{U_1(p)} = -\frac{pC_2}{R_3} = -\frac{1}{pR_3C_2} \quad \text{kde } \tau = R_3C_2 \quad \omega = 1/\tau = 2\pi f \quad \text{převzato z [2]}$$

Volím $R_3 = 10k\Omega$,

Požadujeme horní krajní frekvenční pásmo $f_h = 200Hz$, vypočteme hodnotu C_2

$$2\pi \cdot f_h = \frac{1}{R_3 \cdot C_2} \Rightarrow C_2 = \frac{1}{R_3 \cdot 2\pi \cdot f_h} = \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 2\pi \cdot 200} = 79nF$$

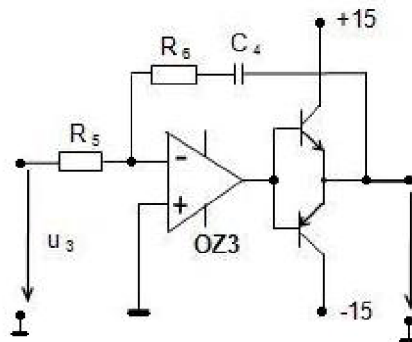
volím $C_2 = 77nF (154nF + 154nF)$

Dále je ještě zapotřebí navrhnout odpor R_4 . Požadujeme dolní omezení na frekvenci $f_d = 1Hz$. Pro dolní omezení kmitočtu platí:

$\omega_d = 1/\tau_d = 2\pi \cdot f_d$ kde časová konstanta je definovaná jako $\tau_d = R_4 \cdot C_2$; vypočteme R_4 :

$$2\pi \cdot f_d = \frac{1}{R_4 \cdot C_2} \Rightarrow R_4 = \frac{1}{C_2 \cdot 2\pi \cdot f_d} = \frac{1}{80 \cdot 10^{-9} \cdot 2\pi \cdot 1} = 1,99M\Omega \quad \text{volím } R_4 = 2M\Omega$$

C: Návrh proporcionálního integračního OZ3 - PI regulátoru:



Obr.3.4-3 PI regulátor s emitorovým sledovačem

Vyjdeme z proporcionálního výpočtu zesílení K_p a integračního zesílení K_I . Volím $R_5 = 10\text{k}\Omega$,

$$K_{p,OZ3} = \frac{R_6}{R_5} \quad \text{převzato z [2]}$$

Jelikož bude potřeba hodnotou R_6 doladit chování regulátoru, navrhuji jeho zesílení např., $K_p = 6$ odtud plyne, že hodnota $R_6 = 60\text{k}\Omega$, volím trimmer 1K až 1M.

Pro integrační zesílení K_I lze prozatím odhadovat

$$K_{I,OZ3} = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R_5 \cdot C_4} \quad \text{kde } \tau = R_5 \cdot C_4 \quad \omega = 1/\tau = 2 \cdot \pi \cdot f \quad \text{převzato z [2]}$$

Volím stejnou hodnotu jak u předešlého integrátoru, s tím, že přesné stanovení hodnoty C_4 bude provedena až při odladění celého obvodu – nejprve bude odladěno proporcionální zesílení K_p (pomocí trimeru R_6) a posléze dostavení integračního zesílení (vložením zkusmo hodnot k tomuto účelu byla vytvořena tabulka č.3.4-1).

Celkový přenos proporcionálního členu a integračního členu bude v komplexním tvaru

$$K(\omega) = - \left(\frac{R_6}{R_5} + \frac{1}{j \cdot \omega R_5 C_4} \right) = - \frac{R_6}{R_5} \left(1 + \frac{1}{j \cdot \omega R_5 C_4} \right) \quad \text{převzato z [2]}$$

V navrhovaném obvodu jsou umístěny filtrační kondenzátory C_1 a C_3 , které mají zabránit případnému posuvu offset napětí.

$$C_3 \equiv C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot f_d} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1\text{Hz}} = 16\mu\text{F} \quad \text{volím } 2 \times 10\mu\text{F} = 20\mu\text{F}$$

3.5 Výroba snímače proudu

Nejprve bylo na feritový toroid navinuto kompenzační vinutí L_2 s $N_2=2000$ závitů a dále snímacím vinutím L_1 s počtem $N_1 = 50$ závitů. Tento toroid byl vložen do plastové krabičky a namontován na přípravek s terminály pro připojení k měřicímu proudu I_1 do 100A a terminály pro připojení symetrického zdroje + 15Vdc, -15Vdc – viz. **foto č.3.5-1** a **foto č.3.5-2**

Na výrobu byly použity tyto hlavní součástky:

- IO LM324N (4x OZ, s nízkým vstupním offsetovým napětím cca 3mV a proudem 2nA) – *[viz. příloha č.4 katalogový list]*
- Tranzistor BD676 - N-DARL 60V 4A 40W a BD678 - P-DARL 60V 4A 40W .
- Pro vypočtený odpor $R_4 = 2\text{M}\Omega$ bude použito sérioparalelní řazení 2ks odporů 3,9M Ω s DIP (1,95M Ω a 3,9M Ω) - zejména pro případ doladění zesílení integrátoru (OZ2).
- Pro vypočtený odpor $R_6 = 60\text{K}\Omega$ bude použit trimer 0 Ω až 1M2k Ω a to zejména pro odladění zesílení PI-regulátoru (OZ3).
- Zvolena hodnota odporu $R_b = 220\Omega$.



foto č.3.5-1 Toroid s $N_1=2000z + N_2=50z$

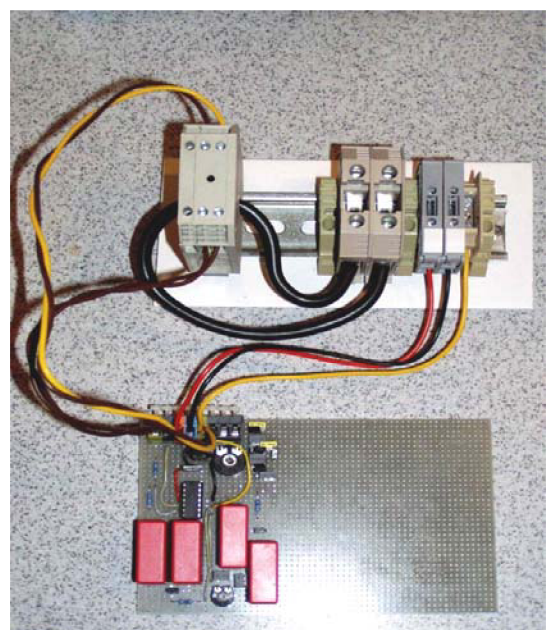


foto č.3.5-2 Deska s elektronikou + toroid s napájecími terminály

3.6 Ověření vlastností snímače, oživení

Pro oživení bylo zapotřebí symetrický zdroj + 15Vdc a - 15Vdc (DIAMETRAL P230R51D), vyhodnocovací zařízení s grafickým záznamem – osciloskop TEKTRONIX THS710A, 60MHz, 250MS/s, multimeter ESCORT 99. Dále pak zátěž (odporové topení, žárovky, halogeny a tlumivka) k nastavení vstupního měřeného proudového rozsahu 0 až 100A. K tomuto účelu posloužila nn síť s pracovním kmitočtem 50Hz

1. Změření odporů vinutí snímače:

Odpor cívky L2 (2000 závitů) – změřeno 32,8Ω.

Výpočtem v návrhu $R_{Cu2} = 31,8\Omega$.

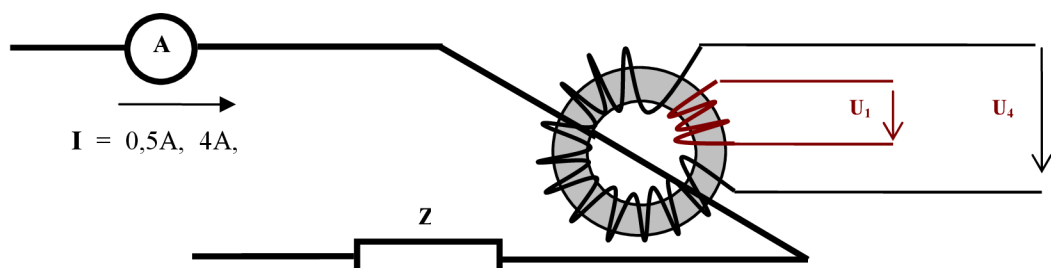
Odpor cívky L1 (50 závitů) – změřeno 1,15Ω.

2. Připojení DC zdroje (+15V, -15V) a ověření správnosti zapojení:

Zdroj byl nastaven s proudovým omezením na 10mA. Po připojení zdroje k desce snímače bylo proudové omezení posunuto na 50mA a nebyl zjištěn žádný vnitřní zkrat na desce. Poté bylo přistoupeno k připojení výkonové části snímače k desce elektroniky. Odkoušení zapojení vinutí (zjištění skutečně zapojené vazby - kladná či záporná). Nastavení záporné vazby.

3. Nastavení PI regulátoru:

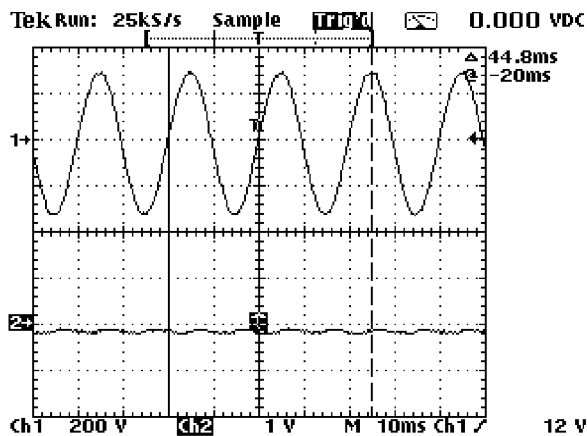
Provedl jsem silové zapojení snímače dle následujícího náčrtu – obr.3.6-1:



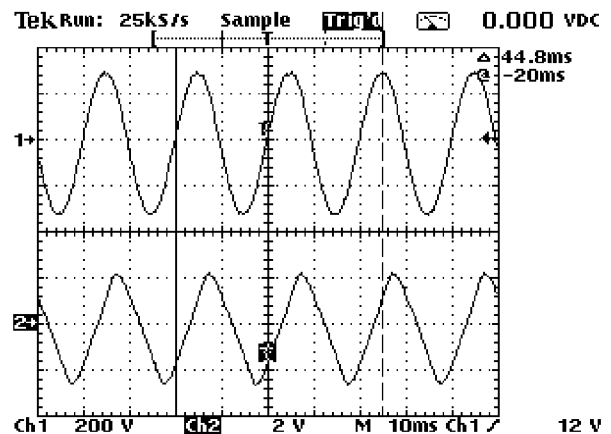
Zapojení desky elektroniky odpovídá **Obr.3.1-1** Měřicí transformátor AC proudu se zpětnovazební kompenzací. Na desce byly osazeny tranzistory BD676 - N-DARL 60V 4A 40W a BD678 - P-DARL 60V 4A 40W.

A/ Nastavení PI regulátoru jsem zvolil pro indukční zátěž (tlumivka a odporové topení + žárovky). Vstupní měřený proud $I = 10,16\text{A}$.

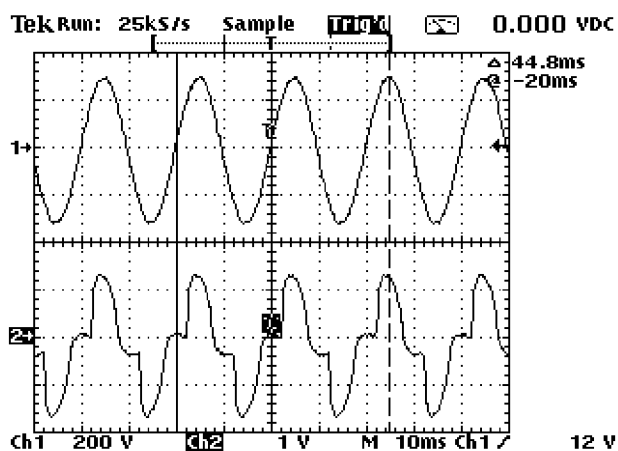
Nejprve jsem doladřoval proporcionální složku – R_6 (kapacitní vazba byla vyzkratována). Hodnotu odporu jsem postupně navyšoval od 0Ω až do $240\text{k}\Omega$. Při zvyšování hodnoty odporu dochází k deformaci průběhu signálu na invertujícím vstupu **OZ3** už od hodnot $10,5\text{k}\Omega$ (graf č.4). Průběh deformací je přibližně stejný i pro hodnoty $R_6 = 30\text{k}\Omega$ a $60\text{k}\Omega$ (kapacitní vazba byla vyzkratována). U všech měřených hodnot byla experimentálně nastavena hodnota kapacity $C_4 = 1\text{nF}$, 22nF , 68nF , 224nF , 474nF a 1000nF , avšak výsledný průběh signálu kompenzačním vinutím byl bez jakékoliv významné změny.



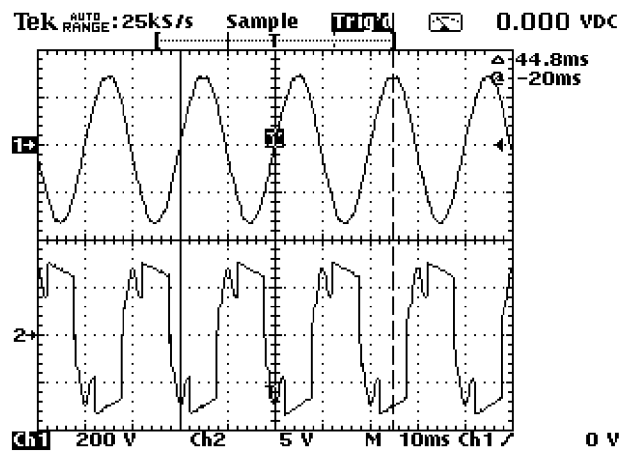
Graf č.1 $I=10\text{A}$, $\text{Ch2}=\text{OZ1out}$,



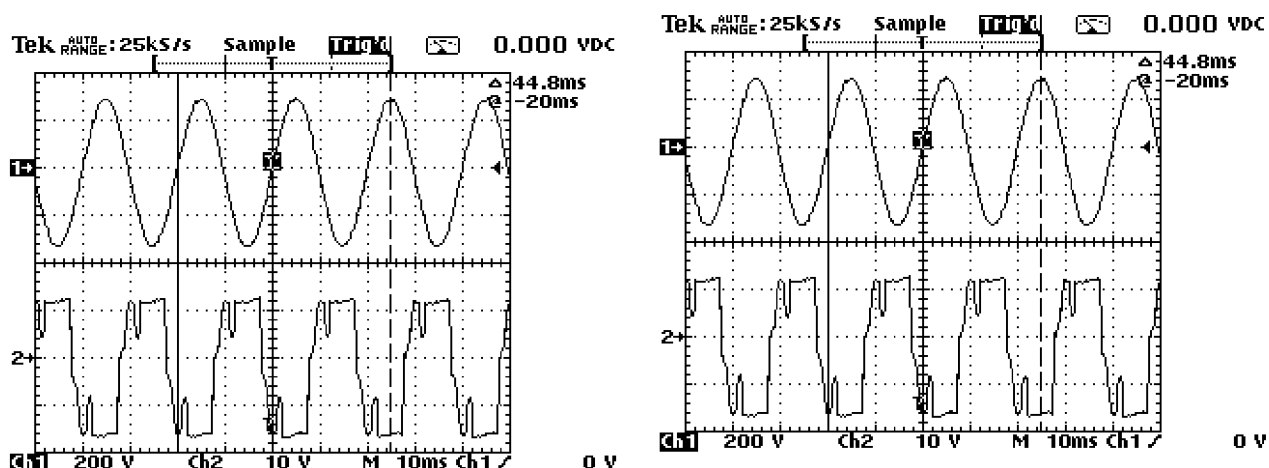
Graf č.2 $I=10\text{A}$, $\text{Ch2}=\text{OZ2out}$, $R_6=0$



Graf č.3 $I=10\text{A}$, $\text{Ch2}=\text{U}_{R_b}$, $R_6=0$



Graf č.4 $I=10\text{A}$, OZ3in , $R_6=10\text{k}$



Graf č.5 $I=10A$, $OZ3in$, $R_6=30k$

Graf č.6 $I=10A$, $Ch2=U_{Rb}$, $R_6=30k$, $C=0$

Pozn.: Průběh výstupního signálu integrátoru *OZ2out* byl stejný – harmonický s malým fázovým posuvem – viz graf č.2. *Ch1* snímá průběh napětí měřeného proudu snímačem.

Při ryze odporové zátěži byl průběh výše měřených signálů (*OZ1out*, *OZ2out*, *OZ3in* a U_{Rb}) stejný jako u grafů č.1, č.2 a č.3. Při zvýšení hodnoty odporu R_6 v PI regulátoru je průběh signálu kompenzačním vinutím na odporu R_b téměř pořád stejný, jen v ohybu kolem nulové hodnoty se levá strana zvyšuje a pravá strana snižuje do záporné hodnoty. Efektivní hodnota je $U_{Rb}=0,2mV$.

Jelikož chování PI regulátoru nelze snadno nastavit – je na zvážení výměna tranzistorů v emitorovém sledovači nebo OZ.

3.6.1 Výměna tranzistorů v emitorovém sledovači

Pro výměnu tranzistorů jsem zvolil výkonové bipolární tranzistory:

Tranzistory výkonové NPN											DBC
Typ	Sklad. číslo	MC	U_{ceo}	I_c	P_{tot}	h_{FE}	přílc	U_{ce}	f_r	přílc	pouzdro
BD243B	211-020	13,50	80 V	6,0 A	65 W	30	0,3 A	4 V	-	-	T0220
E BD439	211-031	8,00	60 V	4,0 A	36 W	25	2,0 A	1 V	7 MHz	0,25 A	T0126

Tranzistory výkonové PNP											DBD
Typ	Sklad. číslo	MC	U_{ceo}	I_c	P_{tot}	h_{FE}	přílc	U_{ce}	f_r	přílc	pouzdro
BD242C	211-019	7,50	100 V	3,0 A	40 W	25	1,0 A	4 V	-	-	T0220
BD438	211-030	5,00	45 V	4,0 A	36 W	40	2,0 A	1 V	7 MHz	0,25 A	T0126

obr.3.6.1-1 Katalogové údaje pro výkonové tranzistory – převzato z [7]

a také jiné darlingtonovy tranzistory:

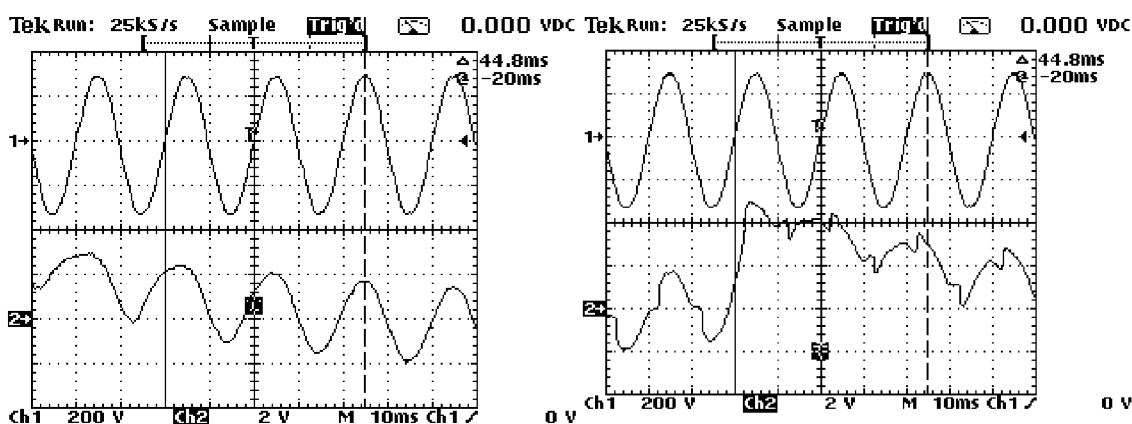
Darlingtonovy tranzistory NPN										DBE
Typ	Sklad. číslo	MC	Popis	U_{CE0}	I_C	P_{tot}	h_{FE}	při I_C	f_r	pouzdří
BD677	211-042	7,00	NPN	60 V	4 A	40 W	750,00	1,5 A	3 MHz	T0126
BDW93C	211-091	20,20	NPN	100 V	12 A	80 W	750,00	5 A	3 MHz	T0220

Darlingtonovy tranzistory PNP										DBF
Typ	Sklad. číslo	MC	Popis	U_{CE0}	I_C	P_{tot}	h_{FE}	při I_C	f_r	pouzdří
BD678	211-043	10,00	PNP	60 V	0,17	40 W	750,00	1,5 A	3 MHz	T0126
BDW94C	211-099	15,00	PNP	100 V	0,00	80 W	750,00	5 A	3 MHz	T0220

obr.3.6.1-2 Katalogové údaje pro darlingtonovy tranzistory – převzato z [8]

A/ Při použití tranzistorů BD243B a BD242C došlo při nastavení odporu R_6 v PI regulátoru na hodnotu 3,8 k Ω k rozkmitání regulátoru - viz graf č.7. A to jak pro ryze odporovou zátěž tak i indukční - graf č.8.

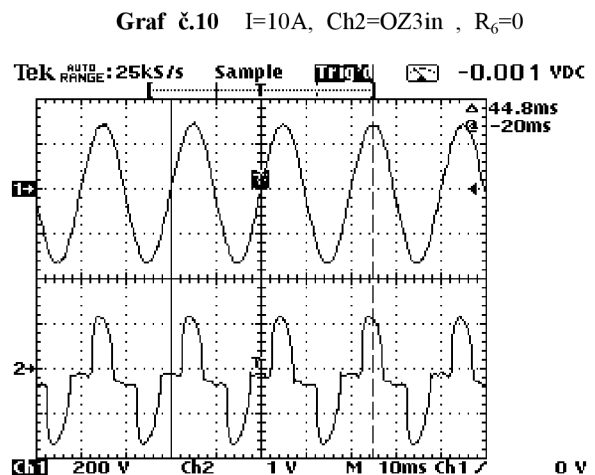
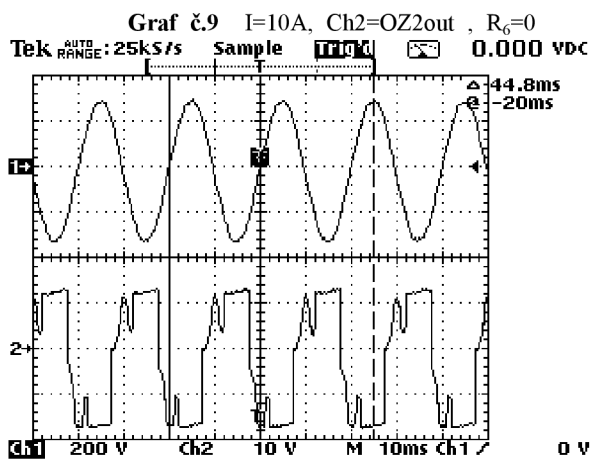
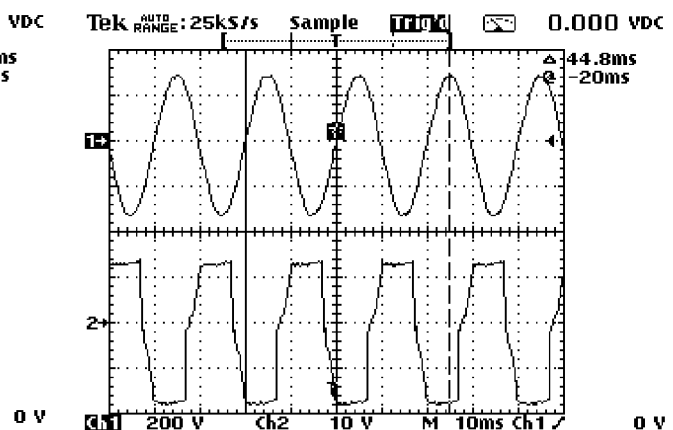
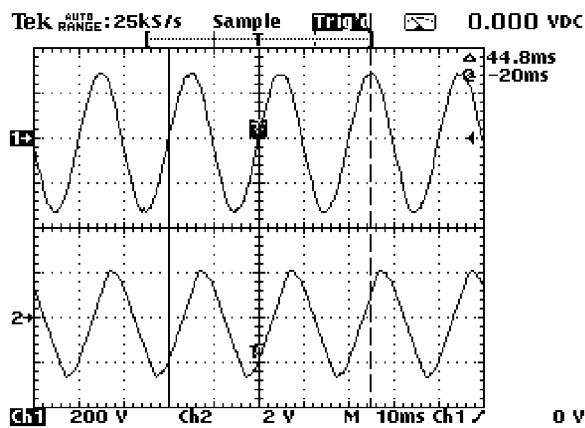
Při pokusu zapojit kondenzátor $C_4 = 1nF, 22nF, 68nF, 224nF, 474nF$ a 1000nF, do vazby PI regulátoru – taky se rozkmital.



Graf č.7 $I=10A, Ch2=U_{Rb}, R_6=3,8k$

Graf č.8 $I=10A, Ch2=U_{Rb}, R_6=3,8k$

B/ Při použití tranzistorů BD439 a BD438 byla situace o něco lepší. Pro hodnotu odporu $R_6=0$ a $C=0$, byl průběh signálu na výstupu integrátoru harmonický – fázově mírně posunutý (graf č.9), ale na vstupu PI regulátoru již byl značně ořezaný (do lichoběžníku) – viz graf č.10 pro R zátěž a graf č.11 pro L zátěž. Přidáním kondenzátoru C_4 se opět regulátor rozkmitá.

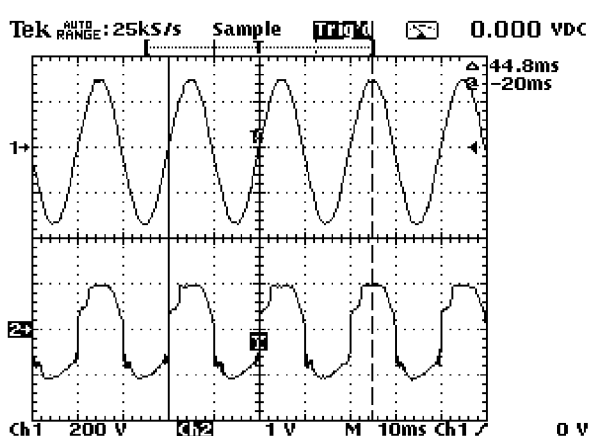


Graf č.11 $I=10A$, Ch2=OZ3in, $R_6=10k$

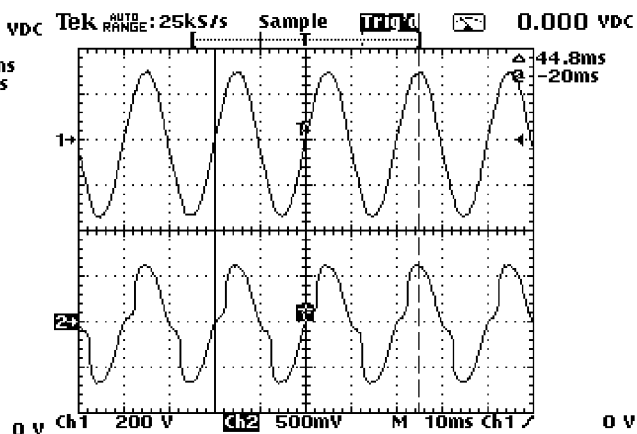
Graf č.12 $I=10A$, Ch2= U_{R_6} , $R_6=40k$, $C=0$

C/ Použití tranzistorů BDW93C a BDW94C se při připojení indukční zátěže chovalo následovně:

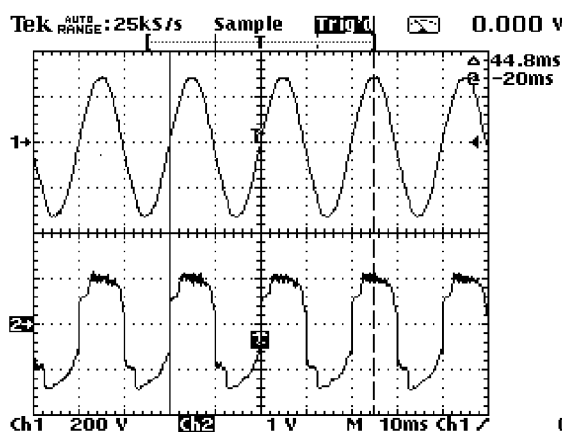
Signál z integrátoru *OZ2* je harmonický, tak jako u předešlých alternativ zapojení. Avšak u induktivní zátěže dochází k nejmenšímu zkreslení při odpovídajícím nastavení PI regulátoru s proporcionálním členem $R_6 = 6,7k\Omega$. Odpovídající průběhy pro proudy $I = 4A$ a $10A$ jsou vidět na grafech č.13 až č.16. Připojení kapacitní vazby C_4 do PI regulátoru nedojde k žádné znatelnější změně – průběhy si jsou shodné.



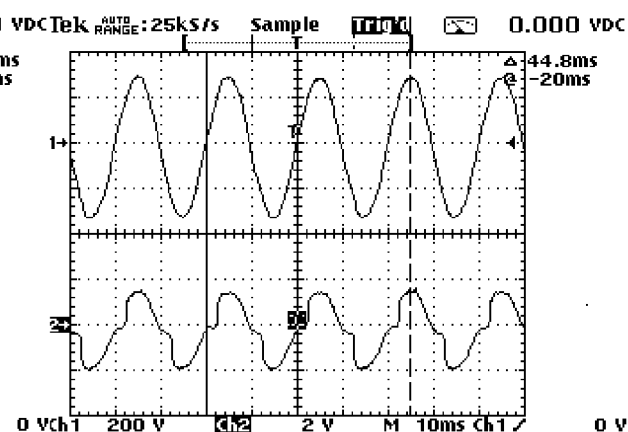
Graf č.13 $I=4\text{A}$, $\text{Ch2}=\text{OZ3out}$, $R_6=6,7\text{k}$



Graf č.14 $I=4\text{A}$, $\text{Ch2}=U_{Rb}$, $R_6=6,7\text{k}$, $C=0$



Graf č.15 $I=10\text{A}$, $\text{Ch2}=\text{OZ3out}$, $R_6=6,7\text{k}$

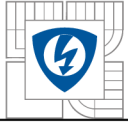


Graf č.16 $I=10\text{A}$, $\text{Ch2}=U_{Rb}$, $R_6=6,7\text{k}$, $C=0$

Pozn.: Pokud se zvedne hodnota R_6 na hodnotu $8\text{k}\Omega$ - pak se regulátor stane nestabilní.

3.6.2 Korekce v zapojení elektronického obvodu, výměna OZ za typ TL74

Po sérii neúspěchů bylo přistoupeno ke korekci obvodového zapojení elektronického regulátoru. Byla provedena celková revize obvodového zapojení, při které nebyly nalezeny žádné viditelné vady. Bylo přistoupeno k celkové rekonstrukci elektronické části na nový tištěný plošný spoj. Snahou bylo vyloučit na 100% chybu v zapojení. I přes tyto změny však nebyl viditelný pokrok. Proto byly provedeny další úpravy a veškerá snaha byla zaměřena na diagnostiku a chování jednotlivých stupňů OZ:



- 1/ Přidání dvou antiparalelních diod na vstup neinvertujícího zeslovače (OZ1)
- 2/ Postupné vyřazování filtračních kondenzátorů C_1 a C_3 ,
- 3/ Objevila se při zapínání snímače anomálie na výstupu emitorového sledovače – trvale překlopil do záporné polarity. Chování integrační složky PI regulátoru bylo spíše negativní – způsobovalo okamžitou nestabilitu obvodu.
- 4/ I přes zkrácený výstupní signál byl značný nepoměr mezi vstupním napětím měřené na bočníku (odpovídá měřenému proudu I_1) a výstupním napětím tekoucím do kompenzačního vinutí. Výstupní signál byl asi 1000krát větší.
- 5/ Bylo přistoupeno k výměně OZ (původní LM324N) za TL074IN.**

Chování snímače doznalo okamžitých pozitivních změn! Výstupní signál byl dosti deformovaný, proto se provedlo opětovné nastavení proporcionální složky **OZ1**, integrační složky **OZ2**, proporcionální složky **OZ3** (bez integrační složky PI regulátoru – kondenzátor C_4 byl zkratován).

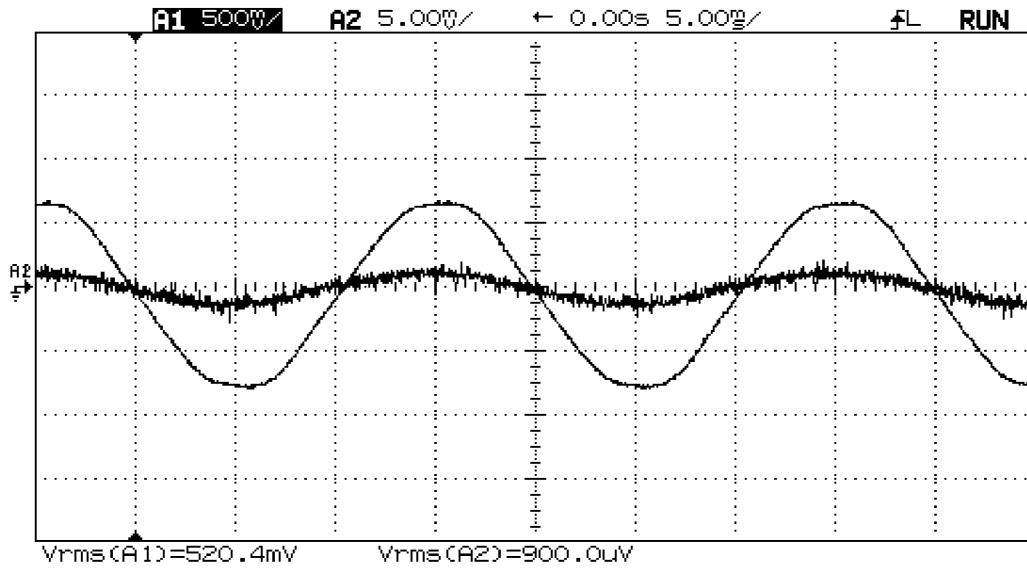
Po nastavení pracovního bodu soustavy (kondenzátor C_1 byl vyřazen, $R_4 = 2M\Omega$, $R_6 = cca 38k\Omega$) byla zkusmo přidávána integrační složka **OZ3** (PI regulátoru). Bohužel i hodnota $C_4 = 1nF, 22nF, 68nF, 224nF, 474nF$ a $1000nF$ způsoboval vychýlení výstupního signálu OZ3 do stran (mimo rámeček obrazovky osciloskopu).

Pro další vyhodnocování chování snímače proudu se zpětnovazební kompenzací byl integrační člen regulátoru vyřazen – bylo ponecháno zapojení s P – regulátorem (pouze proporcionální člen)

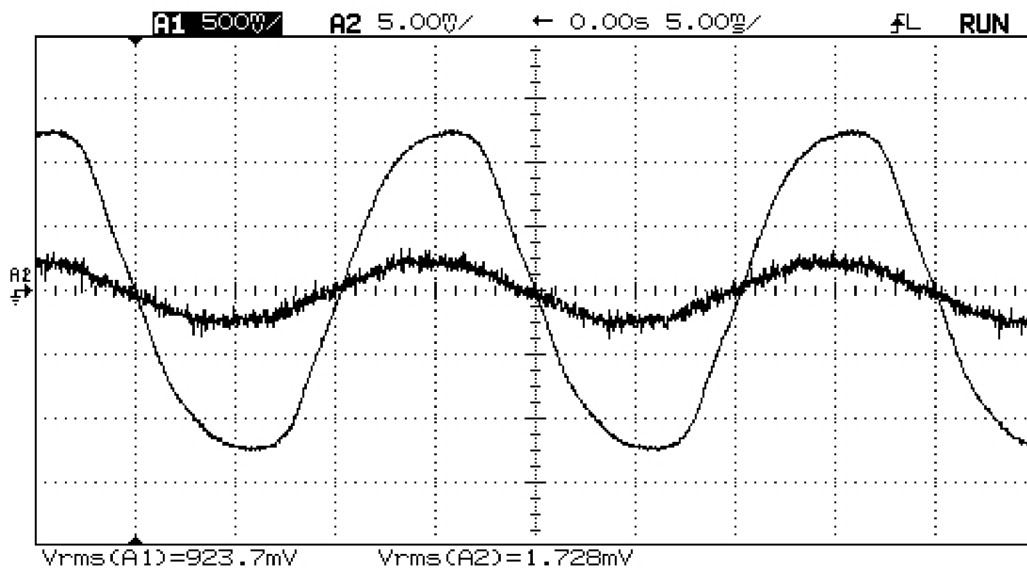
3.6.3 Ověření přesnosti snímače proudu

Aby mohl být v laboratořích VUT v Brně, FEKT - UVEE docílen požadovaný měřicí rozsahu pro snímač transformátoru proudu 0 až 100A, byla provedena úprava zapojení snímače proudu. Laboratorní podmínky dovozovali měření proudu maximálně do 10A. Vstupní vodič (měřeného vstupního proudu I_1) byl namotán na toroid proudového snímače (docílilo se tak zvýšení magnetického sycení) a to 60-ti závitů. Pomocí autotransformátoru byl napájen oddělovací transformátorek, (který zajišťoval galvanické oddělení pro možnost měření vstupního proudu na bočníku sondou k osciloskopu). Výstup oddělovacího transformátoru byl uzavřen přes velmi přesný bočník proudu ($1A = 10mV$), dále pomocný zatěžovací odpor $R_z =$

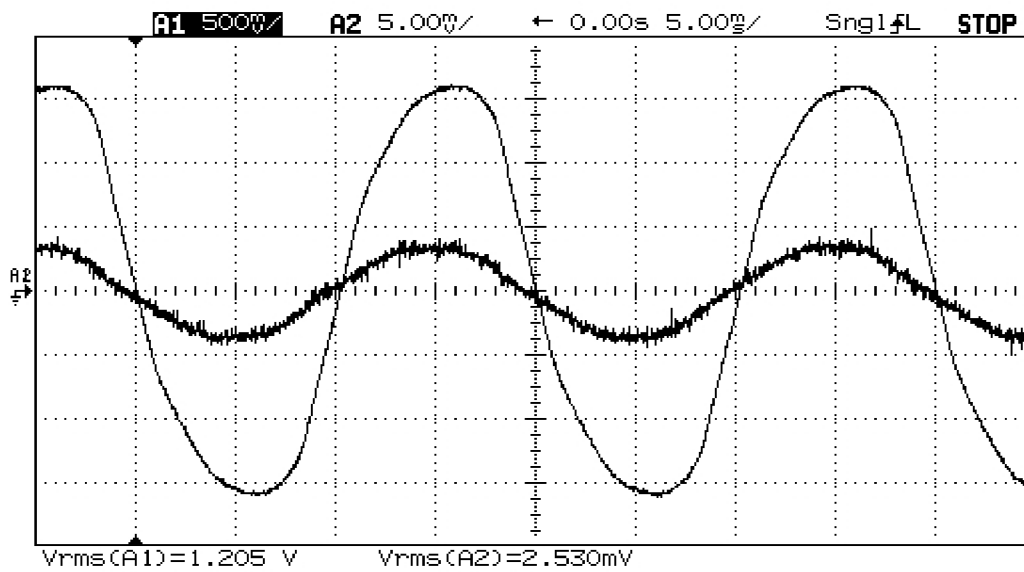
cca $1,4\Omega$ a proudový okruh se uzavřel přes vytvořenou cívku $N_3 = 60$ závitů. Regulací napětí na autotransfornátoru byl regulován vstupní měřený proud v rozsahu 0 až 1A. To při násobení počtem závitů $N_3 = 60z$ vydalo stejný magnetický účinek, jako by toroidem tekla proud $I_1 = I'_1 \times 60z$ – tedy v rozsahu 0 až 60A.



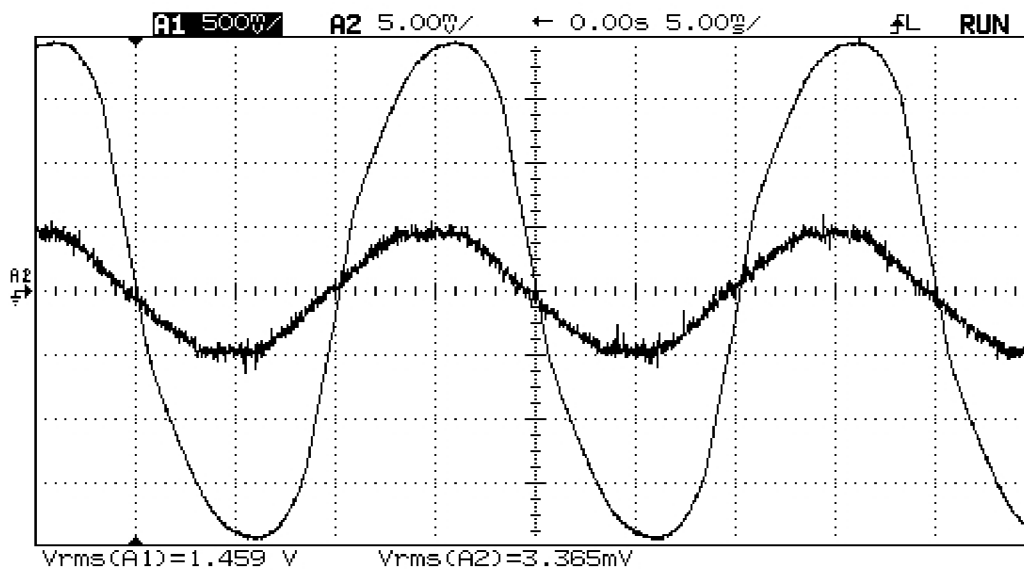
Graf č.17 $A_2 = I_1$; $A_1 = U_{OZ3out}$, $I_1 = 5A$, $U = 0,520V$



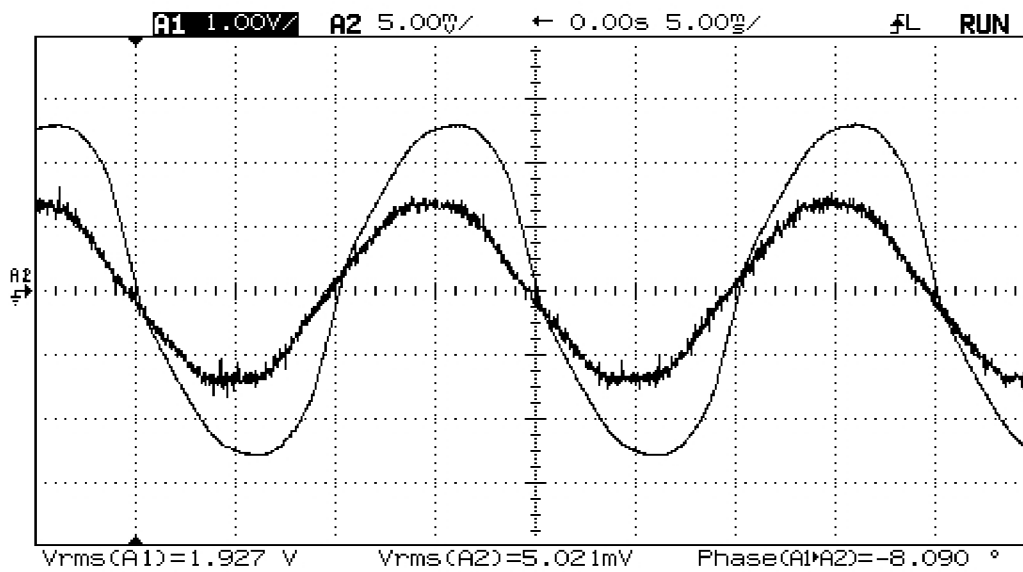
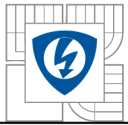
Graf č.18 $A_2 = I_1$; $A_1 = U_{OZ3out}$, $I_1 = 10A$, $U = 0,923V$



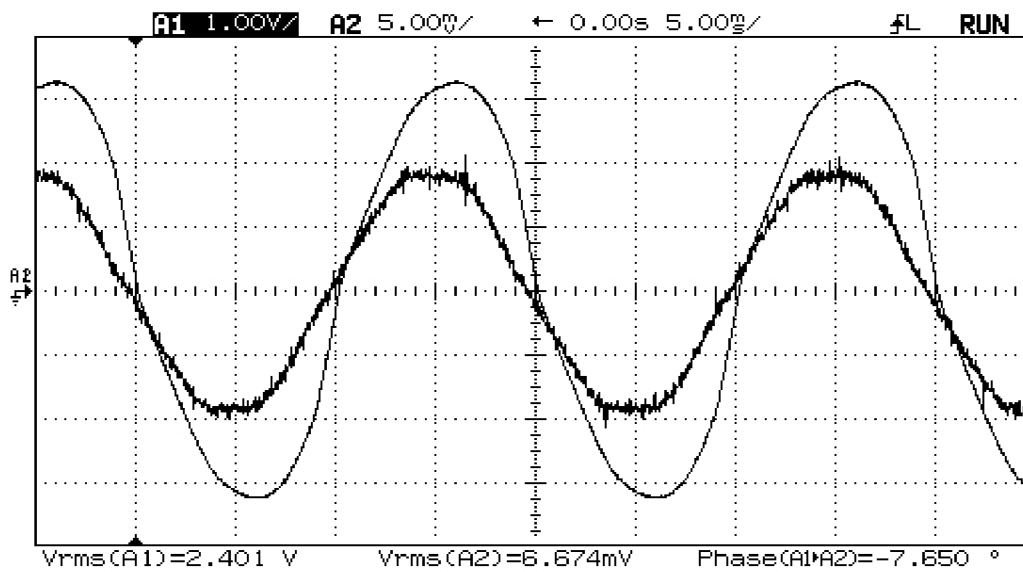
Graf č.19 A2=I₁; A1=U OZ3out, I₁=15A, U=1,205V



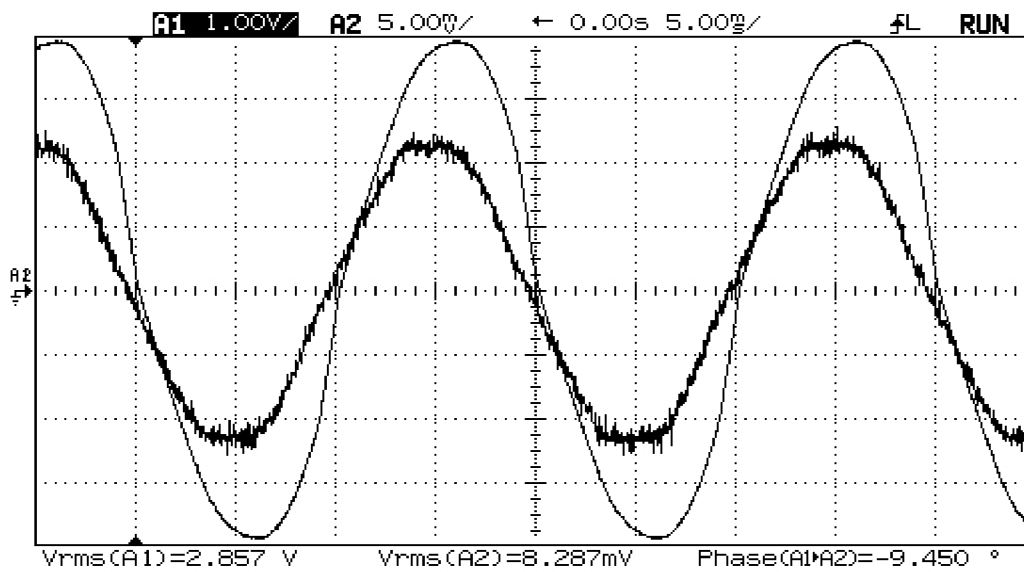
Graf č.20 A2=I₁; A1=U OZ3out, I₁=20A, U=1,459V



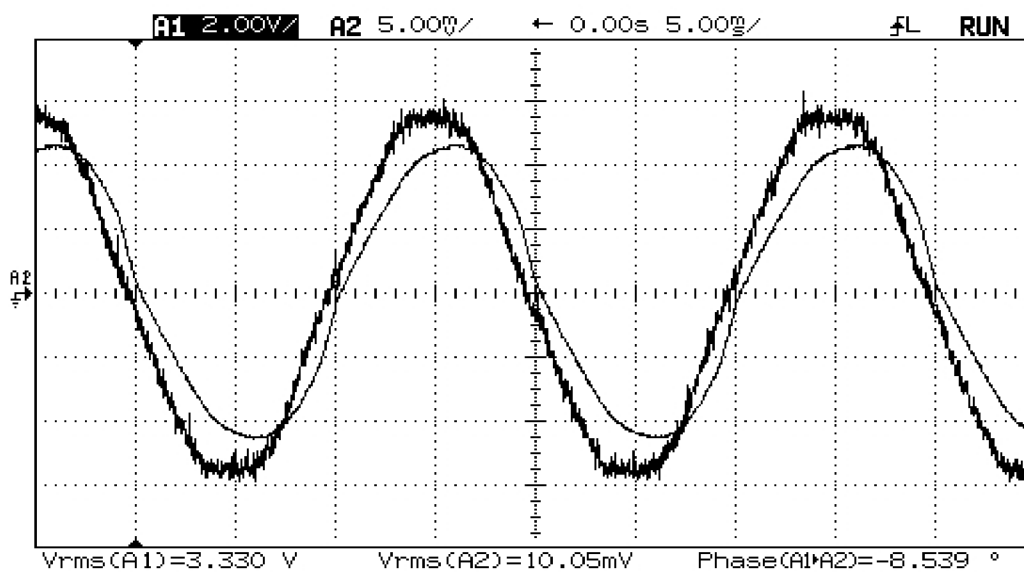
Graf č.21 A2= I₁ ; A1=U OZ3out , I₁ =30A ,U=1,927V



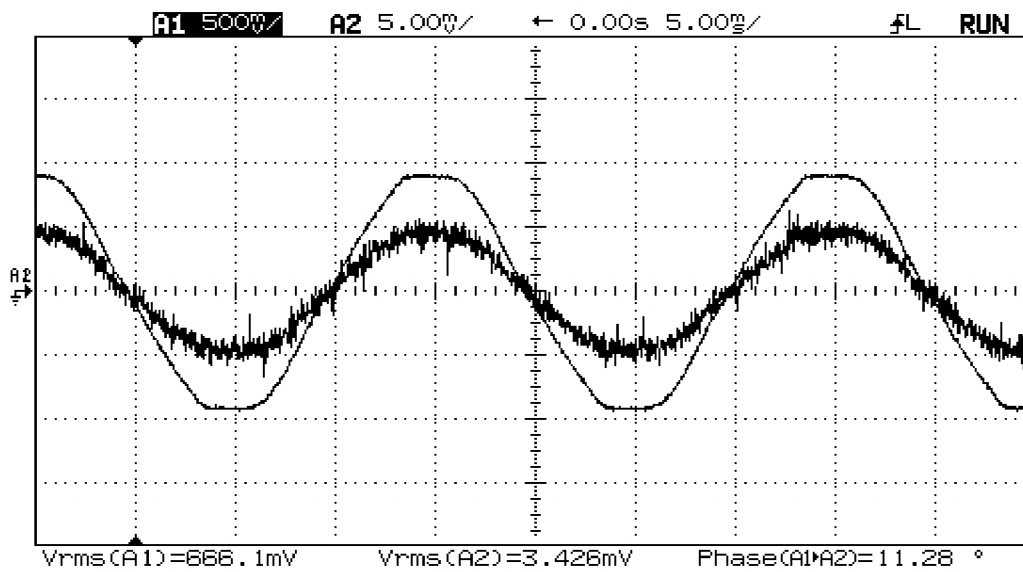
Graf č.22 A2= I₁ ; A1=U OZ3out , I₁ =40A ,U=2,401V



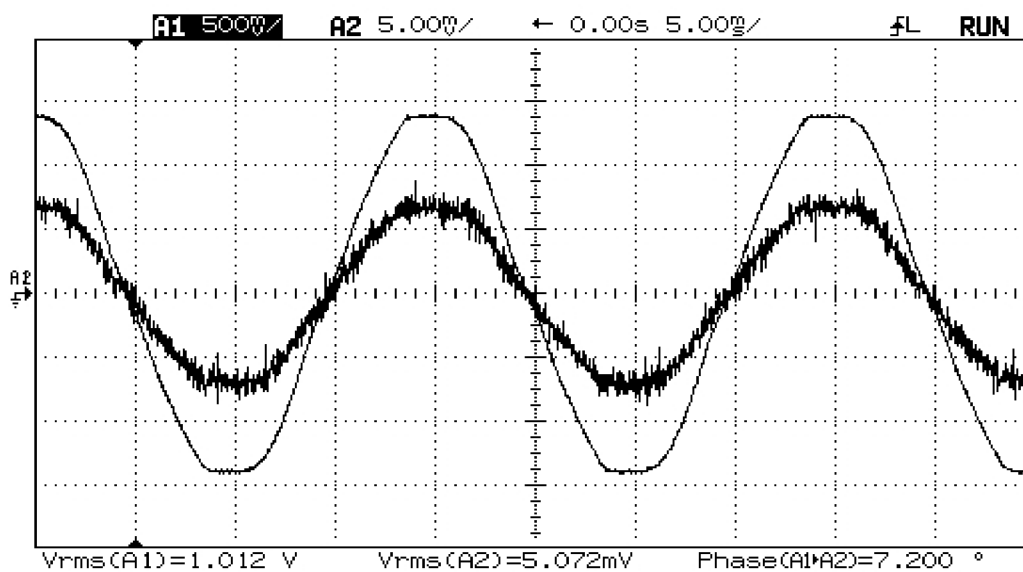
Graf č.23 A2= I₁ ; A1=U OZ3out , I₁ =50A ,U=2,857V



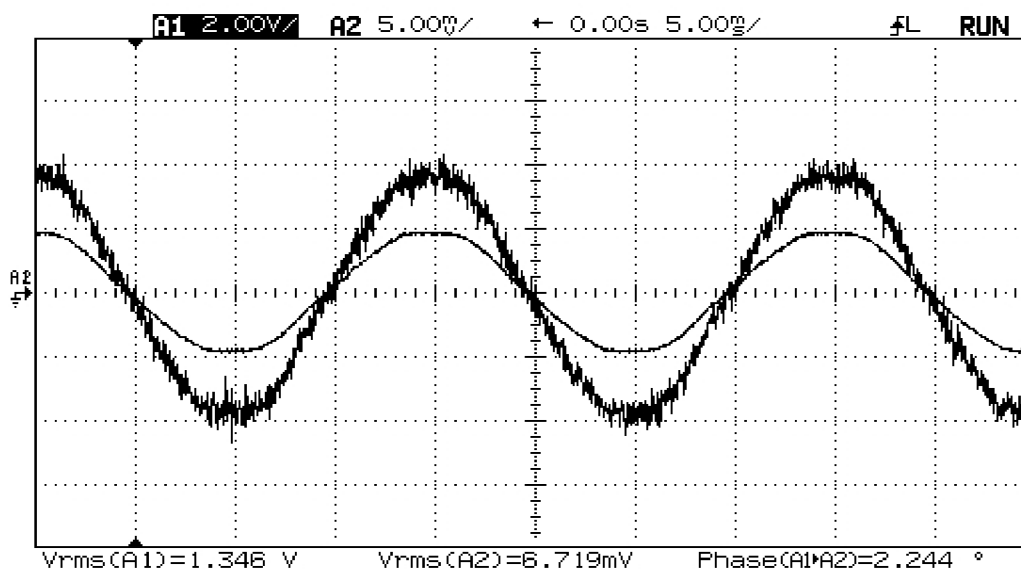
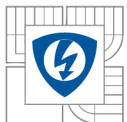
Graf č.24 A2= I₁ ; A1=U OZ3out , I₁ =60A ,U=3,330V



Graf č.25 $A_2 = I_1$; $A_1 = U_{Rb}$, $I_1 = 20A$, $U = 0,666V$



Graf č.26 $A_2 = I_1$; $A_1 = U_{Rb}$, $I_1 = 30A$, $U = 1,012V$



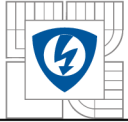
Graf č.27 $A_2 = I_1$; $A_1 = U_{Rb}$, $I_1 = 40A$, $U = 1,346V$

Tab. 3.6.3-1 měřené hodnoty

Proud na I_1 na bočníku 1A/10mV (Signál A2 na osciloskopu)	Proud I_1 přes bočník (signál A2 na osciloskopu)	Proud I_1 přepočtený (násobený mag.účinem $N_1=60z$)	Proud I_2 (tekoucí z výstupu OZ3, signál A1 na osciloskopu)
[mV]	[A]	[A]	[V]
0,900	0,090	5,40	0,520
1,720	0,172	10,32	0,923
2,530	0,253	15,18	1,205
3,365	0,337	20,19	1,459
5,021	0,502	30,13	1,927
6,674	0,667	40,04	2,401
8,287	0,829	49,72	2,657
10,050	1,005	60,30	3,330

Tab. 3.6.3-2 měřené hodnoty

Proud na I_1 na bočníku 1A/10mV (Signál A2 na osciloskopu)	Proud I_1 přes bočník (signál A2 na osciloskopu)	Proud I_1 přepočtený (násobený mag.účinem $N_1=60z$)	Proud I_2 (tekoucí zpěnovazebním vinutím L_2 , měřeném na $R_b=66\Omega$, signál A1 na osciloskopu)	Proud I_2 (tekoucí zpěnovazebním vinutím)
[mV]	[A]	[A]	[V]	[A]
3,426	0,343	20,56	0,666	0,010
5,072	0,507	30,43	1,012	0,015
6,719	0,672	40,31	1,346	0,020



4 ZÁVĚR

Tato práce měla poodhalit možnosti využití principu zpětnovazební regulace u měřicího transformátoru AC proudu. Na základě provedené detailní analýzy (rozboru) proudového transformátoru víme, že zdroj chyb proudového transformátoru plyne přímo ze sekundární strany obvodového modelu tak, jak je uvedeného na *obr.2.8-1*. Můžeme pominout konkrétní převod transformátoru, protože zdrojem všech případných chyb jsou odchylky mezi zvenčí měřitelným výstupním proudem $i_2(t)$ a vnitřním nedosažitelným proudem $i_{2,K}(t)$, přetransformovaným na sekundární stranu. Tyto odchylky jsou způsobeny čtyřmi proudy:

i_μ - magnetizační proud tekoucí sekundární indukčností L_2

i_v - proud odpovídající vířivým ztrátám v železe

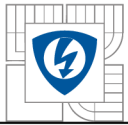
i_h - proud odpovídající hysterezním ztrátám v železe

i_C - kapacitní proud parazitní kapacity sekundárního vinutí

Chybu nelze odstranit, lze ji pouze potlačit na zvolenou velikost. Veškerá opatření, která vedou k potlačení chyb plynou z potřeby zmenšení magnetizačního proudu. Toho je možné dosáhnout jen tehdy, když se zvýší sekundární indukčnost nebo se zajistí co nejmenší sekundární odpor, a nebo co nejmenší impedance zátěže.

Dalšími omezujícími faktory pro snímače proudu jsou:

- Dolní a horní mezní kmitočet TR proudu. Aby byl dolní kmitočet co nejmenší ($f_d=0$), musí být součet odporů $R_Z + R_{Cu2} \rightarrow 0$ tzn. zcela nakrátko nebo indukčnost $L_2 \rightarrow \infty$. V obou případech bude chyba měření o velikosti ($-i_\mu(t)$) limitně klesat k nule. Realizovatelný je proudový transformátor s dolním kmitočtem řádově 0,5Hz, ale na sekundární straně musí pracovat téměř úplně nakrátko.
- Proudový přenos na vyšších kmitočtech principiálně omezen není, ve skutečnosti je omezen především parazitní mezi závitovými kapacitami sekundárního vinutí.
- U měřicího transformátoru proudu s elektronickým zkratem na výstupu je kladený úkol eliminovat vliv zátěže na dolní mezní kmitočet TR. Ten je pak určen pouze časovou konstantou samotného sekundárního vinutí.

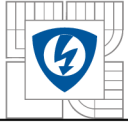


Snímače proudu používané zejména ve výkonové elektronice mají požadavky na snímání pravoúhlých impulsů s velmi strmými náběžnými a sestupnými hranami. To nás směřuje k realizaci vysokofrekvenčního transformátoru proudu, který by měl být realizovaný na feritovém jádře. Ve feritu totiž jak je známo nevznikají téměř žádné vířivé ztráty R_v , - jdou limitně do nekonečna. Hysterézní ztráty zde však naopak existují. Odpor roste s první mocninou kmitočtu. Parazitní kapacitu C_K sekundárního vinutí nelze v žádném případě zanedbat, protože to je zejména ona, kdo určuje horní mezní kmitočty.

Princip činnosti měřicího transformátoru proudu se zpětnovazební kompenzací na nulový magnetický tok je podrobně popsán v kapitole 2.10.2. Za zmínku dozajista stojí to, že principiální zapojení pomocného snímacího vinutí L_1 na toroidu (s $N_1 = 50$ závitů), které pracuje do neinvertujícího OZ1 (tedy naprázdno, $R_{VST, OZ1} \rightarrow \infty$), jako impedanční oddělovač, díky svému zesílení $K_U > 1$ zvyšuje citlivost snímače. Snímač pro svou činnost potřebuje vlastní integrátor, který je realizovaný druhým OZ2, zapojený jako integrační zesilovač v invertujícím zapojení. Pomocný odpor R_4 omezuje na velmi nízkých kmitočtech zesílení na hodnotu $K_{U2} = R_4/R_3$. Bez něho by se integrátor dostal na výstupu do kladné nebo záporné saturace vlivem integrování své vlastní vstupní napěťové nesymetrie. Ale velmi nízký parametr pro vstupní napěťovou nesymetrie bohužel při návrhu tohoto snímače s řadou OZ LM324N nezaručil bezproblémový chod snímače. Výraznou pomocí v tomto měřítku bylo zařazení kondenzátoru $C_1 = 20\mu F$ pro oddělení stejnosměrného offsetu.

Výsledné porovnání amplitud a časového průběhu napětí $u_1(t)$ od měřeného proudu $i_1(t)$ a výstupu zpětnovazební kompenzace je zobrazeno v grafech č.17 až č.27, naměřené hodnoty jsou v tab.3.6.3-1 a tab.3.6.3-2

Ověření chování tohoto snímače proudu se zpětnovazební kompenzací na nulový magnetický tok ve feritovém jádře, pro vyšší kmitočtové pásmo bohužel z časových důvodů již nedošlo.



LITERATURA

- [1] PATOČKA, M. NÁHRADNÍ ZAPOJENÍ TRANSFORMÁTORU - PŘESNÉ ŘEŠENÍ. In *Sborník celostátní konference EPVE 2004*. VUT Brno, FEKT, 2004. s. 199-208. ISBN: 80-214-2766-3.
- [2] VOREL, P.; PATOČKA, M. *Průmyslová elektronika*. VUT Brno, FEKT, 2007. s. 1-152.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.IV. - prozatím nevydáno, 2008. s. 1-266.
- [4] Patočka M.: Výkonová elektronika 3. - prozatím nevydáno. s. 1-232.
- [5] Semic Trade s.r.o.; katalogový list: B05-01; webová stránka:
http://www.semic.cz/pasiva/B05_01.pdf
- [6] Semic Trade s.r.o.; katalogový list: B06-22; webová stránka:
http://www.semic.cz/pasiva/B06_22.pdf
- [7] GM Electronics s.r.o.; katalogový list: kgm.211-019.1; webová stránka on-line:
http://www.gme.cz/_dokumentace/dokumenty/211/211-019/kgm.211-019.1.pdf
- [8] GM Electronics s.r.o.; datasheet: dsh.211-091.1; webová stránka on-line:
http://www.gme.cz/_dokumentace/dokumenty/211/211-091/dsh.211-091.1.pdf
- [9] Katalog součástky LM324N; datasheet: 2156; webová stránka on-line:
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/2156.pdf>
- [10] Katalog součástky TL074; datasheet: 2297; webová stránka on-line:
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/2297.pdf>



PŘÍLOHY Č.1 KATALOGOVÝ LIST – CORMOFERITE – TYP T3813, CF 138 [5]

B 5 – 2

Přehled vlastností materiálů

Použité zkratky

A_e [mm ²]	efektivní průřez jádra	m [g]	hmotnost
A_L [nH]	činitel indukčnosti	P_c [Kw/m ³]	ztráty v jádře
A_{min} [mm ²]	minimální průřez jádra	P_v [Kw/m ³]	výkonové ztráty materiálu
B_s [mT]	indukce v nasycení	SPM [°C]	sec. max. permeability
B_r [mT]	zbytková indukce (H=1000A/m)	T_c [°C]	Curieho bod (B < 0.1 mT)
d [kg/m ³]	měrná hmotnost	V_e [mm ³]	efektivní objem jádra
f [kHz]	frekvence	tan δ/μ [---]	měrný ztrátový činitel (25°C)
H_c [A/m]	koercitivní síla	ρ [Ωm]	měrný elektrický odpor
l_e [mm]	střední délka magnetické siločáry (f=10kHz B ≤ 0.1mT)	μ_i [---]	počáteční permeabilita
		μ_a [---]	amplitudová permeabilita (f=10kHz, B ≤ 0.1mT)

Materiály vhodné pro výkonové aplikace

	μ _i	B _s [mT]	B _R [mT]	H _c [A/m]	P _c [Kw/m ³]						tan δ/μ _i x 10 ⁶	SPM	T _c [°C]	ρ [Ωm]	d [kg/m ³]
					16/200	25/200	100/100	100/200	300/100	500/50					
[°C]	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	min.	-	25	25	
		100	100	100	100	100	100	100	100	100	max.	-	25	25	
CF122	1700 ±20%	510/410	-	-	-	<170	<900	-	-	-	90/110	>220	4.0	4750	
CF129	1900 ±20%	510/410	180	15	≤95	≤140	-	-	-	<2.5	90/110	>240	1.0	4800	
CF196	2000 ±20%	500/400	210	16	≤120	≤160	-	-	-	≤4	70/90	>200	0.4	4800	
CF138	2100 ±20%	480/380	180	15	-	≤120	≤700	-	-	<2.5	90/110	>220	4.0	4800	
CF139	2100 ±20%	490/390	-	21	-	-	≤60	≤450	-	-	90/110	>210	8.0	4800	
CF124	2500 ±20%	490/390	200	16	≤100	≤150	-	-	-	<2.5	60/80	>200	0.5	4800	
CF101	3000 ±20%	490/390	200	15	≤100	≤150	-	-	-	<2.5	50/70	>190	0.4	4800	

Materiály vhodné pro filtry

[°C]	μ _i	B _s [mT]	B _R [mT]	H _c [A/m]	tan δ/μ _i x 10 ⁶		T _c [°C]	ρ [Ωm]	d [kg/m ³]
					10kHz	100kHz			
	25	25	25	25	25	-	-	25	25
		450/300	150	12	≤5.0	≤20	≥140	0.8	4800
CF191	4300 ±20%	400/260	150	12	≤5.0	≤60	≥120	0.2	4800
CF195	5000 ±20%	400/280	150	10	≤5.0	≤35	≥120	0.5	4800
CF192	5000 ±20%	400/280	150	10	≤5.0	≤40	≥120	0.5	4800
CF190	6000 ±20%	400/280	150	10	≤5.0	≤40	≥120	0.5	4800
CF197	7000 ±20%	400/260	150	12	≤7.0	-	≥120	0.2	4800
CF199	10000 ±30%	400/260	-	8	≤20	-	>115	0.1	4850
CF140	2500 ±20%	390/310	110	24	-	≥2.5	≥150	1.0	4800

Srovnávací tabulka materiálů

COSMO	CF140	CF191	CF195	CF190	CF197	CF199	CF122	CF196	CF138	CF139	CF129	CF192	CF124	CF101
Ferroxcube	3H1/3H3	3E1	3E4	3E25	3E26	3E5	3C92	3C80	3C90/3F3	3C94, 3F3	3C15	3E27	(3C90)	3C81
Pramet	H12	---	H40	---	H60	---	---	H21	H24	---	---	---	---	---
EPCOS	N48	N30	N30	T35	T37	T38	N53, N92	N27	N67	N87	N62	T65	N72	N41
Neosid/MMG	P12, P11	---	F9C	---	F57	---	---	F5	F47	---	F44	---	---	F5A, F5C
Kaschke	K2005, K2007	---	K6000	---	K8000	---	---	---	K2006	---	---	---	---	---
Magnetics	D/G	T	N, J	---	---	W	H	---	R	R	---	---	P	F
TSC Feriten	---	---	TSF5000	---	TSF010 K	---	---	---	---	---	---	---	TSF7070	---
TDK	HGK	H5A	H5S2	H5B	H5B2	H5C2	HV22	PC30	PC40	---	---	---	---	---
FDK	3H20, 3H21	---	2H06	---	2H07	---	---	---	6H10	---	---	---	---	---
Thomson	S4, S3	---	A4, A5	---	A3	---	---	B1	B2	---	B3	---	---	---
Iskra	16G/26G	19G	---	22G	---	---	---	15G	45G/35G	---	---	---	---	25G
Magnet	JL2	---	---	---	JH7	JH10	---	---	JP4A	---	---	---	---	---

Vlastnosti uvedených feritových materiálů jsou měřeny na toroidu T2512. Měřicí podmínky odpovídají standardu IEC414. V podrobných katalogových listech jednotlivých typů feritových jader jsou uvedeny standardní typy materiálů. Dle přání zákazníka je možno při odpovídajícím množství zvolit jiný typ materiálu, eventuelně zákaznické provedení typu jádra.

Semic Trade, s.r.o.

www.semic.cz

e-mail: semic@vol.cz

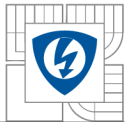
tel:+420 251 625 331, -32, -77

Volutová 2521/18, 158 00 Praha 5

GSM: +420 605 999 994

fax:+420 251 626 252, -393



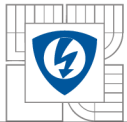


PŘÍLOHY Č.2 KATALOGOVÝ LIST – CORMOFERITE – TYP T3813, CF 138 [5]

B 5 - 11

Toroidní jádra

typ	L _e [mm]	A _e [mm ²]	V _e [mm ³]	A [mm]	B [mm]	C [mm]	A _L [nH] +30%/-20%								m (ks) [g]
							CF 129	CF 196	CF 138	CF 139	CF 101	CF 195	CF 197	CF 199	
Lj T0603	13.0	4.3	56	5.85 ±0.25	3.05 ±0.20	3.18 ±0.15	-	-	-	-	-	-	2900	4150	0.3
Lj T0704	15.0	10.0	150	7.62 ±0.38	3.18 ±0.38	4.78 ±0.25	-	-	1750	1750	2500	4200	-	8400	0.7
Lj T0903	20.7	7.3	151	9.53 ±0.30	4.75 ±0.20	3.18 ±0.20	840	880	925	925	1300	2200	3000	4400	0.85
Lj T1004	25.1	8	200	10.0 ±0.30	6.0 ±0.20	4.0 ±0.30	750	800	850	850	1200	2000	2800	4000	1
Lj T1005A	23	9.8	226	10.0 ±0.30	5.5 ±0.20	4.5 ±0.30	-	-	-	-	-	2600	-	-	1
Lj T1110	26.7	17.1	457	10.5 ±0.30	7.0 ±0.25	9.9 ±0.25	-	-	1700	1700	-	-	-	-	2.2
Lj T1205	30.1	12.2	-	12.5 ±0.30	7.5 ±0.40	5.0 ±0.30	-	1050	1100	1100	1550	2550	3550	5100	-
Lj T1303	29.5	9.3	274	13.0 ±0.40	7.0 ±0.30	3.2 ±0.20	750	800	825	825	1200	1950	2700	3900	1.2
Lj T1305	30.9	14.6	451	13.0 ±0.40	7.0 ±0.30	5.0 ±0.30	1150	1200	1250	1250	1800	3000	4200	6000	2.1
Lj T1306	29.5	17.4	514	13.0 ±0.40	7.0 ±0.30	6.0 ±0.30	1150	1200	1250	1250	1825	3700	5000	-	2.6
Lj T1306A	31	15	477	12.9 ±0.25	7.9 ±0.25	6.2 ±0.20	-	-	1250	1250	-	-	-	6100	2.2
Lj T1405	35	12.1	422	14.0 ±0.30	9.0 ±0.20	4.9 ±0.20	840	880	900	900	1325	2150	3000	4300	2
Lj T1528	37.3	78.1	-	15.15 ±0.50	9.5	28.1 ±0.40	-	5200	5500	5500	7900	13100	18400	-	-
Lj T1605	38.5	15.7	603	16.0 ±0.40	9.6 ±0.30	5.0 ±0.20	975	1025	1075	1075	1550	2600	3600	5100	3.3
Lj T1606	38.7	20	770	16.0 ±0.40	9.6 ±0.30	6.3 ±0.20	1250	1300	1350	1350	1950	3200	4500	6400	4
Lj T1807	44.2	20.6	910	17.5 ±0.50	11.05 ±0.30	7.0 ±0.20	1100	1200	1250	1250	1750	2900	4000	5300	5
Lj T1908	44.4	31.9	1419	19.0 ±0.40	10.8 ±0.30	8.0 ±0.25	-	-	-	-	-	-	6300	-	7
Lj T2007	43	33	1465	20.0 ±0.40	10.0 ±0.25	7.0 ±0.30	-	1950	2050	2050	2900	4850	6800	8700	7.5
Lj T2007A	48.1	27.4	1319	19.9 ±0.30	12.0 ±0.25	7.0 ±0.30	-	-	1500	1500	-	-	-	-	-
Lj T2010	43.6	48	2092	20.0 ±0.40	10.0 ±0.25	10.0 ±0.40	2650	2750	2900	2900	4150	6900	9600	12500	12
Lj T2012A	48.1	47	2261	19.9 ±0.30	12.0 ±0.25	12.0 ±0.40	-	-	2600	2600	-	-	-	-	-
Lj T2106	51.4	23.5	1207	21.0 -0.50	13.0 ±0.50	6.0 -0.50	1100	1150	1200	1200	1700	2800	3900	5200	6
Lj T2206	54.2	26.2	1417	22.1 ±0.25	13.7 ±0.25	6.35 ±0.25	1150	1200	1300	1300	1800	3000	4200	5400	7
Lj T2208	54.2	34.8	1884	22.1 ±0.25	13.7 ±0.25	8.0 ±0.25	1500	1600	1700	1700	2400	4000	5600	7250	9
Lj T2212A	54.2	53.3	2888	22.1 ±0.25	13.7 ±0.25	12.7 ±0.25	2350	2450	2600	2600	3700	6200	8650	11000	14
Lj T2510	61.5	49.7	3056	25.0 ±0.50	15.05 ±0.50	10.0 ±0.50	1950	2050	2100	2100	3050	5000	7000	9000	15
Lj T2512	62.3	58.2	3626	25.0 ±0.50	15.05 ±0.50	12.0 ±0.50	2250	2400	2450	2450	3650	6000	8400	10560	19
Lj T2513	62.3	65.4	4074	25.0 ±0.50	15.05 ±0.50	13.0 ±0.50	2500	2600	2750	2750	3950	6600	9200	11900	19
Lj T2515	61.5	74.6	4587	25.0 ±0.50	15.0 ±0.50	15.0 ±0.50	2900	3050	3200	3200	4550	7600	10600	13700	24
Lj T2610	63.6	57.5	3657	26.0 ±0.55	14.5 ±0.35	10.0 ±0.30	2150	2250	2350	2350	3400	5700	7900	10200	16
Lj T2615	60.1	83.8	5042	26.0 ±0.55	14.5 ±0.35	15.0 ±0.30	3300	3500	3650	3650	5250	8750	12250	15750	25
Lj T2813A	62.6	79.4	4970	27.5 ±0.60	14.9 ±0.40	13.0 ±0.40	-	-	-	-	-	-	11100	-	23
Lj T2915	72.6	81.9	5947	29.6 ±0.70	18.4 ±0.60	14.9 ±0.40	2700	2850	2950	2950	4250	7100	9900	12750	29
Lj T3112	76	76.5	5814	31.5 ±1.00	19.0 ±0.60	12.5 ±0.40	2400	2500	2650	2650	3800	6300	8800	11350	29
Lj T3113	75.7	77.4	5855	31.15 ±0.65	19.0 ±0.60	13.0 ±0.50	2450	2550	2700	2650	3850	6850	9600	11500	33
Lj T3115	76	93.8	7129	31.5 ±1.00	19.0 ±0.60	15.0 ±0.40	2950	3100	3250	3250	4650	7700	10800	14000	35
Lj T3421	85.5	127	-	34.0 ±0.70	21.8 ±0.50	21.0 ±0.40	-	3700	3900	3900	5600	9300	13000	-	-
Lj T3615	89.6	96	8597	36.0 ±0.70	23.0 ±0.50	15.0 ±0.40	2550	2650	2800	2800	4050	6650	9300	12000	43
Lj T3813A	82.8	116.5	9652	38.1 ±0.70	19.0 ±0.50	12.7 ±0.40	-	-	3700	3700	-	8800	-	-	45
Lj T3813	97	77.5	7525	38.1 ±0.50	25.4 ±0.50	12.7 ±0.20	1900	2000	2100	2100	3000	5000	-	-	39
Lj T3816	97	97	9419	38.1 ±0.70	25.4 ±0.50	15.8 ±0.40	2400	2500	2600	2600	3750	6250	8750	-	48
Lj T3819A	89.7	144.4	12950	38.0 ±0.60	22.0 ±0.45	18.5 ±0.35	-	-	-	-	-	-	14100	-	63
Lj T3829	89.7	226.3	-	38.0 ±0.60	22.0 ±0.45	29.0 ±0.50	-	6300	6600	6600	9500	15800	22200	-	-
Lj T4016	96	123	11930	39.9 ±0.60	24.1 ±0.50	16.0 ±0.30	-	3200	3400	3400	4800	8000	11000	-	58
Lj T4212	103	95	9864	41.8 ±1.00	26.2 ±0.60	12.5 ±0.30	-	2300	2400	2400	3500	5800	8100	-	48
Lj T4511	110.5	91.8	10138	45.0 ±1.35	28.0 ±0.80	11.0 ±0.40	2000	2100	2200	2200	3100	5200	-	-	53
Lj T4919	123	161	19796	49.0 ±1.00	31.8 ±0.70	19.0 ±0.50	3100	3300	3450	3450	4950	8200	11500	-	100
Lj T5019	128	150	19330	50.0 ±1.00	34.0 ±0.80	19.0 ±0.50	-	2900	3100	3100	4400	7300	10200	-	93
Lj T5020	120.4	195.7	23555	50.0 ±1.00	30.0 ±0.65	20.0 ±0.50	-	-	-	-	-	10200	-	-	114
Lj T5030	128.7	237	30516	50.0 ±1.00	34.0 ±0.80	30.0 ±0.60	4400	4600	4850	4850	6950	11500	-	-	148
Lj T5618	131.3	210.5	27625	56.0 ±1.20	32.0 ±0.65	18.0 ±0.50	-	-	-	-	-	10000	-	-	135
Lj T5806	152.4	51.9	-	58.3 ±1.00	40.3 ±0.80	6.0 ±0.40	-	850	900	900	1300	2100	3000	-	-
Lj T5818	152	146	22296	58.0 ±1.00	40.8 ±0.80	17.6 ±0.50	2300	2400	2500	2500	3600	6000	8400	-	110
Lj T6313	153	155	23636	63.0 ±1.30	38.0 ±0.80	12.7 ±0.30	2450	2550	2650	2650	3850	6400	-	-	122
Lj T6325	152	306	46528	63.0 ±1.30	38.0 ±0.80	25.0 ±0.50	4800	5050	5300	5300	7400	12600	17600	-	236
Lj T7313	165.4	213.6	35328	73.7 ±1.50	38.9 ±0.80	12.7 ±0.50	-	-	3400	3400	4900	-	-	-	170
Lj T8015A	174.2	288.3	50219	80.0 ±2.50	40.0 ±1.20	15.0 ±0.50	-	-	4350	4350	-	10400	-	-	235
Lj T8022	196.9	324	63790	80.0 ±1.50	50.0 ±0.80	22.0 ±1.00	-	-	3700	3700	-	-	-	-	324
Lj T8520	230	228	52620	85.0 ±1.50	62.0 ±1.50	20.0 ±1.00	2350	2450	2600	2600	3700	6210	8700	-	240
Lj T8530	227	342	77710	85.0 ±1.50	62.0 ±1.50	30.0 ±1.00	3600	3800	4000	4000	5700	9300	13000	-	360
Lj T8714	213.8	226.1	48320	87.4 ±1.35	54.0 ±1.00	13.8 ±0.45	-	-	-	-	-	6600	-	-	232
Lj T10020	229.6	436.8	100276	100.0 ±3.00	55.0 ±1.50	20.0 ±0.60	-	-	-	-	-	11900	-	-	480
Lj T10215	255.3	262.7	67067	102.0 ±2.00	65.8 ±1.30	15.0 ±0.50	2450	2550	2700	2700	3850	6400	-	-	330
Lj T15219	392.6	450.6	176907	152.0 ±5.00	104.0 ±3.60	19.0 ±0.50	-	-	2700	2700	-	-	-	-	-



PŘÍLOHY Č.3 KATALOGOVÝ LIST – CORMOFERITE – TYP T3813, CF 138 [5]

B 5 - 12

Toroidní jádra

Toroidní jádra je možno dodávat také v provedení s izolační povrchovou vrstvou:

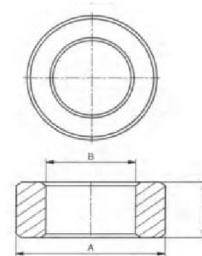
Použitý materiál: Epoxid & Polyuretan (Pu)

Tloušťka povlaku je 0.18±0.25mm a závisí na velikosti jádra.

Maximální pracovní teplota >200°C

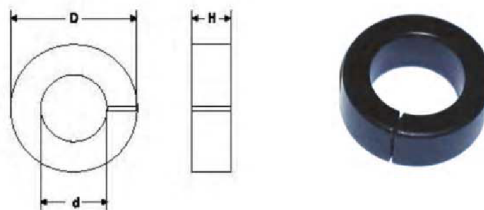
Izolační pevnost pro jednotlivé typy toroidů:

velikost jádra	U _{rms}
≤ T10	1.0kV
> T10 – T25	1.5kV
> T25	2.0kV



Toroidní jádra se vzduchovou mezerou

Toroidní jádra od velikosti Lj T0704 lze dodávat se vzduchovou mezerou g ≥ 1.00mm.



Technologický postup výroby:

Vzduchová mezera je vyráběna do nepotaženého toroidu. Během potahování je mezera zaplněna povlakovým materiálem. Pokud chceme tomuto jevu zabránit, lze vyrobit takovou velikost vzduchové mezery, která je znatelná (tj. nenaplněna povlakovým materiálem).

Značení Toroidů

Lj T 1606C - CF138 g=1.0

typ jádra velikost jádra typ materiálu velikost vzduchové mezery

způsob úpravy materiálu:
C (povrchová úprava)
bez uvedení (toroid bez povrchové úpravy)



Plastové krytky na Toroidy

Plastové krytky pro toroidní jádra

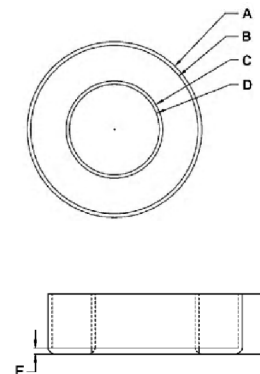
Plastové krytky pro toroidní jádra mohou být použity jako alternativa standardního izolačního povlaku, jestliže je vyžadováno navijení vodičem velkého průměru nebo větší dielektrická pevnost.

Plastové krytky lze použít pro potažená nebo nepotažená jádra. Plastové krytky jsou v párech.

materiál: NY66-G.F.30% F.R.

Poznámka: všechny uvedené typy, kromě položek označených „*“ jsou dodávány ve dvou symetrických polovinách
U položek označených „**“ katalogový list na vyžádání.

Typ	A [mm/±0.1]	B [mm/±0.1]	C [mm/±0.1]	D [mm/±0.1]	E [mm/±0.1]	F [mm/±0.1]
Lj T 1005 cap	10.75	10.0	5.65	4.7	2.8	0.50
Lj T 1606 cap	17.3	16.4	9.3	8.0	3.8	0.50
Lj T 2007 cap	21.3	20.3	9.7	8.7	4.9	0.65
Lj T 2208 cap	23.4	22.3	13.4	12.4	4.8	0.65
Lj T 2510 cap	26.4	25.3	14.6	13.6	5.75	0.80
Lj T 2515 cap	26.4	25.25	14.6	13.4	8.15	0.65
Lj T 2610 cap	27.5	26.2	14.3	12.8	6.2	1.0
Lj T 2615 cap	27.6	26.25	14.5	12.8	8.4	0.80
Lj T 2915 cap	31.2	29.8	18.0	16.5	8.4	0.85
Lj T 3112 cap	33.4	31.9	18.4	17.0	7.25	0.90
Lj T 3115 cap	33.4	31.9	18.4	17.0	8.6	1.0
Lj T 3421 cap	35.8	34.5	21.3	19.7	11.6	1.0
Lj T 3615 cap	38.0	36.4	22.6	20.9	8.5	0.8
Lj T 3819 cap	39.9	38.5	21.4	19.8	10.1	0.6
Lj T 4919 cap	51.5	49.7	31.3	29.3	11.0	1.1
*Lj T 5019 cap	52.0	50.15	33.3	31.6	10.8/13.2	0.9
*Lj T 5030 cap	52.4	50.4	33.1	31.0	16.2/18.6	0.95/1.05
*Lj T 5618 cap	58.2	56.2	31.5	29.60	10.3/12.75	1.2/0.125
Lj T 6325 cap	65.0	63.5	37.8	35.4	13.8	1.0
*Lj T 8520 cap	87.8	86.0	61.8	59.8	11.5/14.0	1.1/1.0
Lj T 8530 cap	85.5	83.7	60.5	59.0	15.8	0.8
*Lj T10215 cap	106.0	103.4	64.5	61.8	9.1/11.3	1.4/1.0



Semic Trade, s.r.o.

www.semic.cz

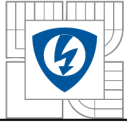
e-mail: semic@vol.cz

tel:+420 251 625 331, -32, -77

Volutová 2521/18, 158 00 Praha 5

GSM: +420 605 999 994

fax:+420 251 626 252, -393



PŘÍLOHY Č.4 KATALOGOVÝ LIST – LM324N [9]



LM124 LM224 - LM324

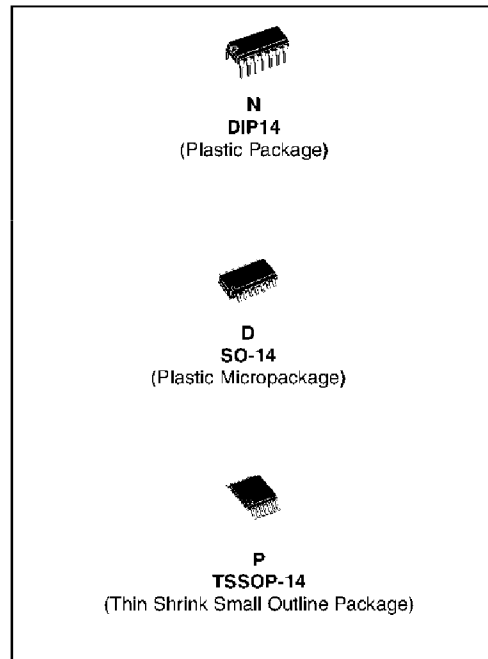
Low Power Quad Operational Amplifiers

- Wide gain bandwidth: 1.3MHz
- Input common-mode voltage range includes ground
- Large voltage gain: 100dB
- Very low supply current/ampli: 375µA
- Low input bias current: 20nA
- Low input offset voltage: 5mV max. (for more accurate applications, use the equivalent parts LM124A-LM224A-LM324A which feature 3mV max.)
- Low input offset current: 2nA
- Wide power supply range:
Single supply: +3V to +30V
Dual supplies: ±1.5V to ±15V

Description

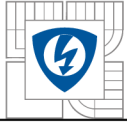
These circuits consist of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers. They operate from a single power supply over a wide range of voltages.

Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.



Order Codes

Part Number	Temperature Range	Package	Packaging
LM124N	-55°C, +125°C	DIP	Tube
LM124D/DT		SO	Tube or Tape & Reel
LM224N	-40°C, +105°C	DIP	Tube
LM224D/DT		SO	Tube or Tape & Reel
LM224PT		TSSOP (Thin Shrink Outline Package)	Tape & Reel
LM324N	0°C, +70°C	DIP	Tube
LM324D/DT		SO	Tube or Tape & Reel
LM324PT		TSSOP (Thin Shrink Outline Package)	Tape & Reel



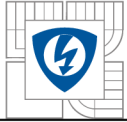
PŘÍLOHY Č.5 KATALOGOVÝ LIST – LM324N [9]

LM124-LM224-LM324

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC+} = +5V$, $V_{CC-} = \text{Ground}$, $V_o = 1.4V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{io}	Input Offset Voltage - note 1) $T_{amb} = +25^\circ C$ LM324		2	5 7	mV
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ LM324			7 9	
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	30 100	nA
I_{ib}	Input Bias Current - note 2) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	150 300	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain $V_{CC+} = +15V$, $R_L = 2k\Omega$, $V_o = 1.4V$ to $11.4V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	100		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_s \leq 10k\Omega$) $V_{CC+} = 5V$ to $30V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	65 65	110		dB
I_{CC}	Supply Current, all Amp, no load $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		$V_{CC} = +5V$ 0.7 $V_{CC} = +30V$ 1.5 $V_{CC} = +5V$ 0.8 $V_{CC} = +30V$ 1.5	1.2 3 1.2 3	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range $V_{CC} = +30V$ - note 3) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 2$	V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_s \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	70 60	80		dB
I_{source}	Output Current Source ($V_{id} = +1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_o = +2V$	20	40	70	mA
I_{sink}	Output Sink Current ($V_{id} = -1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_o = +2V$ $V_{CC} = +15V$, $V_o = +0.2V$	10 12	20 50		mA μA
V_{OH}	High Level Output Voltage $V_{CC} = +30V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $V_{CC} = +5V$, $R_L = 2k\Omega$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		$R_L = 2k\Omega$ 26 26 27 27 $R_L = 10k\Omega$ 3.5 3	27 28	V



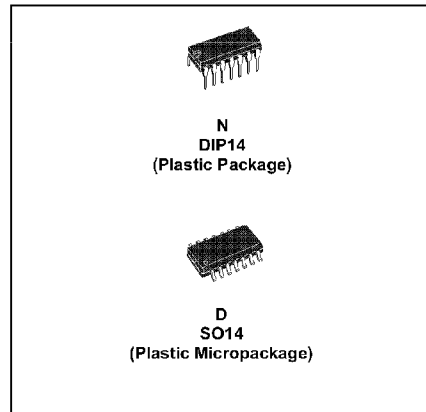
PŘÍLOHY Č.6 KATALOGOVÝ LIST – TL074 [10]



TL074 TL074A - TL074B

LOW NOISE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE $e_n = 15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $13\text{V}/\mu\text{s}$ (typ)



DESCRIPTION

The TL074, TL074A and TL074B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

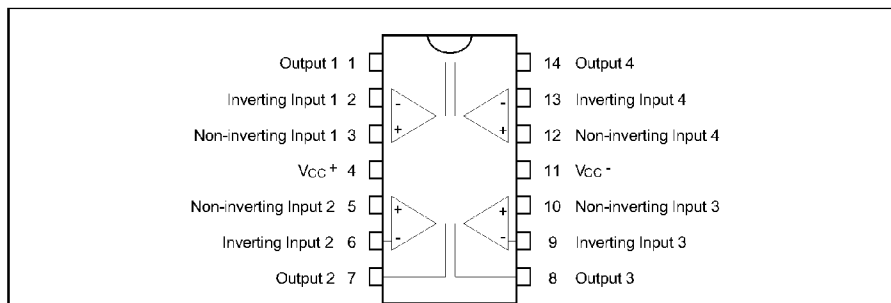
ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL074M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL074I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL074C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•

Example : TL074IN

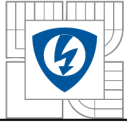
N = Dual in Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

PIN CONNECTIONS (top view)



March 2001

1/11



PŘÍLOHY Č.7 KATALOGOVÝ LIST – TL074 [10]

TL074 - TL074A - TL074B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		3 3 1	10 6 3		3	10 13	mV
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		$\mu V/^\circ C$
I_{io}	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	100 4		5	100 10	μA nA
I_{ib}	Input Bias Current -note 1 $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	200 20		30	200 20	μA nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{CC}	Supply Current, no load, per amplifier $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range	± 11	$+15$ -12		± 11	$+15$ -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	80 80	86		70 70	86		dB
I_{OS}	Output Short-circuit Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		10 12 10 12	12 13.5	10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate ($T_{amb} = +25^\circ C$) $V_{in} = 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain	8	13		8	13		V/ μs
t_r	Rise Time ($T_{amb} = +25^\circ C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		0.1			0.1		μs
K_{ov}	Overshoot ($T_{amb} = +25^\circ C$) $V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product ($T_{amb} = +25^\circ C$) $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$	2	3		2	3		MHz
R_i	Input Resistance		10^{12}			10^{12}		Ω