



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## ANALÝZA VLIVU VYŠŠÍCH HARMONICKÝCH PROUDU NA ZTRÁTY VE FOLIOVÉM VINUTÍ TRANSFORMÁTORU

ANALYSIS OF CURRENT HIGHER HARMONICS IMPACT ON LOSSES IN TRANSFORMER FOIL WINDING

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jan Žďárský

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Miroslav Mrajca

BRNO 2024

# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Jan Žďárský

**ID:** 240824

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2023/24

**NÁZEV TÉMATU:**

## **Analýza vlivu vyšších harmonických proudů na ztráty ve foliovém vinutí transformátoru**

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. Proveďte literární rešerši metod pro výpočet magnetického rozptylového pole, proudové hustoty a ztrát ve foliovém vinutí.
2. Popište vznik vyšších harmonických proudů a jejich vliv na transformátor a foliové vinutí.
3. Navrhněte model a popište vhodnou metodu pro simulaci a výpočet ztrát ve foliovém vinutí při přenosu vyšších harmonických proudů transformátorem.
4. Vypočtěte přídatné ztráty ve vinutí vlivem vyšších harmonických proudů pro zadané designy transformátorů při napájení proudem obdélníkového průběhu.
5. Pro stejné designy porovnejte ztráty způsobené typickými původci vyšších harmonických proudů, jako jsou např. napájení ze střídače nebo zatížení usměrňovačem.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

- [1] KULKARNI, S.V. a KHAPARDE, S.A. Transformer Engineering: Design, Technology, and Diagnostics. 2nd Edition. Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2013. ISBN 978-1-4398-5418-1.
- [2] TUROWSKI, J. Additional Losses in Foil-wound and Bar-wound Transformers. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. 1976, roč. 95, č. 3, s. 762. ISSN 0018-9510.
- [3] TOFOLI, Fernando L.; MORAIS, Aniel S.; GALLO, Carlos A.; SANHU- EZA, Sérgio M. R. a DE OLIVEIRA, Aloísio. Analysis of Losses in Cables and Transformers Under Power Quality Related Issues. Online. Uberlândia, MG, Brasil: Federal University of Uberlândia, 2004.

**Termín zadání:** 5.2.2024

**Termín odevzdání:** 29.5.2024

**Vedoucí práce:** Ing. Miroslav Mrajca

**prof. Ing. Petr Toman, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

**UPOZORNĚNÍ:**

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

## **ABSTRAKT**

Bakalářská práce se zabývá analýzou vlivů nesinusového proudu na fóliové vinutí výkonových transformátorů. Tato problematika je významná při návrhu transformátoru, jelikož se ztráty měří pouze při průchodu sinusového proudu. V některých aplikacích je nutné tyto ztráty přepočítat s ohledem na působení vyšších harmonických proudů ve skutečném provozu, protože tyto ztráty souvisejí s oteplením transformátoru. V rámci této práce je provedena literární rešerše z dostupných zdrojů, které již tuto problematiku popsali. V této práci je představen model pro simulaci v prostředí Ansys Maxwell, pomocí kterého budou ztráty vlivem vyšších harmonických proudů vypočteny.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

transformátor, fóliové vinutí, vyšší harmonické, přídavné ztráty, vířivé proudy, měniče, usměrňovače, THDi

## **ABSTRACT**

This paper deals with the analysis of the effects of non-sinusoidal current on the foil windings of power transformers. This issue is important in transformer design since losses are measured only when sinusoidal current is passed through. In some applications, these losses need to be recalculated to account for the effect of higher harmonics of the current in actual operation, as these losses are related to transformer heating. A literature search of available sources that have already described this issue is performed in this work. In this paper, a model for simulation in Ansys Maxwell environment is presented, using which the losses due to higher harmonics will be calculated.

## **KEYWORDS**

transformer, foil winding, higher harmonics, additional losses, eddy currents, inverters, rectifiers, THDi

ŽDÁRSKÝ, Jan. *Analýza vlivu vyšších harmonických proudů na ztráty ve foliovém vinutí transformátoru* [online]. Brno, 2024 [cit. 2024-05-29]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/160629>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Miroslav Mrajca.

## Prohlášení autora o původnosti díla

**Jméno a příjmení autora:** Jan Žďárský  
**VUT ID autora:** 240824  
**Typ práce:** Bakalářská práce  
**Akademický rok:** 2023/24  
**Téma závěrečné práce:** Analýza vlivu vyšších harmonických na ztráty ve foliovém vinutí transformátoru

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora\*

---

\*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Miroslavu Mrajcovi, za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

# Obsah

Úvod	11
<b>1 Transformátor</b>	<b>12</b>
1.1 Stavba transformátoru . . . . .	12
1.2 Princip transformátoru . . . . .	12
1.3 Magnetický obvod transformátoru . . . . .	13
1.3.1 Konstrukční provedení magnetického obvodu . . . . .	13
1.4 Vinutí transformátoru . . . . .	15
1.4.1 Fóliové vinutí . . . . .	15
1.4.2 Vícevrstvé drátové vinutí . . . . .	16
1.5 Vířivé proudy . . . . .	16
1.6 Ztráty transformátoru . . . . .	17
1.6.1 Ztráty nakrátko . . . . .	17
1.6.2 Ztráty naprázdno . . . . .	18
1.6.3 Ztráty ve fóliovém vinutí . . . . .	19
1.6.4 Rozložení proudové hustoty . . . . .	20
1.6.5 Koeficient dodatečných ztrát . . . . .	21
<b>2 Vznik vyšších harmonických proudů a jejich vliv na transformátor a fóliové vinutí</b>	<b>23</b>
2.1 Vznik vyšších harmonických proudů . . . . .	23
2.2 Definice harmonických a neharmonických veličin . . . . .	24
2.3 Fourierova transformace . . . . .	24
2.3.1 Trigonometrické vyjádření . . . . .	24
2.3.2 Komplexní tvar . . . . .	25
2.3.3 Numerická metoda . . . . .	26
2.3.4 Frekvence vzorkování . . . . .	28
2.4 Základní vztahy . . . . .	28
2.5 Vliv vyšších harmonických proudů na transformátor a fóliové vinutí . . . . .	30
<b>3 Popis návrhu modelu pro simulaci ztrát</b>	<b>33</b>
3.1 Nastavení excitace proudem . . . . .	36
3.2 Tranzientní analýza . . . . .	37
3.2.1 Průběhy proudů . . . . .	37
3.2.2 Parametry porovnávaných transformátorů . . . . .	43

<b>4</b>	<b>Výsledky simulací</b>	<b>44</b>
4.1	Porovnání ztrát v závislosti na napájení . . . . .	44
4.1.1	Výsledné ztráty . . . . .	46
	<b>Závěr</b>	<b>49</b>
	<b>Literatura</b>	<b>51</b>
	<b>Seznam symbolů a zkratk</b>	<b>54</b>



# Seznam obrázků

1.1	Magnetický obvod a vinutí . . . . .	14
1.2	Skladba jader . . . . .	14
1.3	(a) a (b) model vinutí, (c) rozložení proudové hustoty ve fóliovém vinutí . . . . .	22
2.1	Spektrum proudu zátěže s regulovanými pohony A) bez filtrů B) s aktivním filtrem . . . . .	31
3.1	Pohled na vinutí v řezu . . . . .	34
3.2	Pohled na části vinutí, která jsou rozdělena . . . . .	35
3.3	Detail modelu NN vinutí . . . . .	36
3.4	Obdélníkový průběh proudu pro výkon 1000 kVA . . . . .	38
3.5	Externí obvod . . . . .	39
3.6	Průběh proudu šestipulsního usměrňovače pro výkon 1000 kVA . . . .	41
3.7	Průběh proudu střídače . . . . .	42

## Seznam tabulek

3.1	Tabulka vyšších harmonických pro šestipulsní diodový usměrňovač . .	40
3.2	Tabulka vyšších harmonických pro střídač . . . . .	41
3.3	Parametry tranformátoru . . . . .	43
4.1	Ztráty modelu s jhem . . . . .	46
4.2	Ztráty modelu mimo jho . . . . .	47
4.3	Celkové ztráty . . . . .	48

# Úvod

Tato bakalářská práce se věnuje transformátorům s fóliovým vinutím, které jsou velmi populární, protože mají několik výhod, oproti transformátorům s drátovým vinutím, a to hlavně rychlost a jednoduchost navíjení vinutí, které je ať už z mědi nebo z hliníku. Kovová fólie a izolační vrstva mohou být společně navíjeny najednou pomocí stroje.

Dnes jsou transformátory testovány pouze pro první harmonickou, ale při skutečném provozu jsou transformátory také zatěžovány proudy způsobené vyššími harmonickými, tyto nežádoucí ztráty, které mají za následek výskytu nežádoucího lokálního tepla, nesmí být přehlíženy, jelikož mohou výrazně ovlivnit životnost transformátoru a v extrémních případech může dojít k jeho destrukci. Tepelné namáhání fóliového vinutí je důležité sledovat, protože lokální přehřátí velmi zrychluje degradování izolačních materiálů použité v transformátoru. To je potřebné sledovat hlavně u suchých transformátorů, kde není chladící médium, a tak se u suchých transformátorů implementují tepelná čidla. Teplotní vlivy jsou hlavními a nejčastějšími příčinami poruch a selhání transformátorů, respektive jejich izolačních materiálů [1]. Při zvýšeném tepelném namáhání v důsledku přenosu vyšších harmonických řádů, musí být uzpůsoben design pro umožnění přenosu maximálního zatížení [2]. Vyšší harmonické se stávají významným problémem v síti z důvodu stále častějšího použití střídačů u fotovoltaických elektráren, nebo usměrňovačů.

Použití transformátoru a měniče popisuje norma ČSN EN 61378-1 ed. 2. Tato norma se zabývá specifikací, konstrukcí a zkoušením výkonových transformátorů, které mohou být olejové nebo suché a tlumivek, které jsou určeny pro použití v kombinaci s polovodičovými měniči, tedy se nepoužívá pro transformátory vysokých výkonů konstruované pro veřejný rozvod elektrické energie. Typickými aplikacemi jsou tyristorové usměrňovače pro velké pohony, tyristorové usměrňovače pro tavicí pece a diodové usměrňovače pro napájení střídačů pro pohony s proměnnou rychlostí. Pro transformátory platí i základní normy pro olejové a suché výkonové transformátory ČSN 60076.

# 1 Transformátor

## 1.1 Stavba transformátoru

K funkci jednofázového nebo trojfázového transformátoru, který může být dvou a více vinutový, je zapotřebí odděleného vinutí vyššího napětí (VN) a vinutí nižšího napětí (NN). Tyto dvě vinutí tvoří soustředný válec v jehož prostředku je sloupek jádra, které tvoří magnetický obvod spojením těchto sloupků jhy, viz Obr. 1.1 a poskytuje cestu s malým odporem magnetickému toku. Většinou vinutí NN bývá blíže k jádru, a to z důvodu, že mezi tímto vinutím a jádrem není potřebná tak silná izolace, jako by tomu bylo u VN vinutí na této pozici. Vinutí se tak navíjí v menším průměru vodiče a tak se šetří materiálem, zároveň taky narůstá průměr navíjené izolace mezi jádrem a VN vinutím víc, než kdyby vinutí byli opačně. Toto řešení je také ekonomické, jelikož náklady na materiál vinutí, ať už je to měď nebo hliník, jsou značně vyšší, než náklady na izolaci[3].

## 1.2 Princip transformátoru

Transformátor funguje na principu Faradayova indukčního zákona, jak lze vidět ve vztahu 1.1. Při přivedení střídavého napětí na primární vinutí se v magnetickém obvodu vytvoří střídavý magnetický tok, který na sekundárním vinutí naindukují napětí. Svorková napětí se transformují podle poměru 1.2 primárního a sekundárního vinutí a jejich počtu závitů dle vztahu 1.2.

Faradayův indukční zákon je dán vztahem:

$$u_i = \frac{d\Psi}{dt} = N * \frac{d\phi}{dt}, \quad (1.1)$$

kde  $u_i$  je indukované napětí,  $\Psi$  je spřažený magnetický tok,  $\phi$  je magnetický tok,  $t$  je čas a  $N$  je počet závitů.

Transformační poměr transformátoru

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}, \quad (1.2)$$

kde  $U_1$  je napětí na primárním vinutí,  $U_2$  je napětí na sekundárním vinutí,  $N_1$  je počet závitů primární cívk,  $N_2$  je počet závitů na sekundární cívce.

Transformátor se potom dělí na magnetický obvod a na primární a sekundární vinutí [9].

## 1.3 Magnetický obvod transformátoru

Magnetický obvod slouží pro přenos elektrické energie z jednoho vinutí do druhého pomocí magnetické energie. Je to důležitá aktivní část transformátoru. Skládá se ze studena válcovaných orientovaných železných plechů, kterých tloušťka je obvykle do 0,23 mm. Tyto plechy zároveň zajišťují průchod magnetického toku s nízkým magnetickým odporem. Magnetický tok vniká buzením vinutí a je záměrem vést co největší část magnetickým obvodem, aby se snížily ztráty v okolních konstrukčních částech. Kvůli zvyšujícím se nároků na účinnost elektrických strojů byly vyvinuty materiály a technologie, které zlepšují vlastnosti plechů [8].

Tyto plechy jsou od sebe izolovány a pro další zlepšení parametrů jsou plechy legovány křemíkem. Legování je přidání křemíku do slitiny oceli (4–5%). To vede k záměrnému zvýšení činného odporu a permeability, aby se maximálně omezil vznik vířivých proudů uvnitř plechů. Vířivé proudy jsou nežádoucí jev, který přispívá ke konečným ztrátám v magnetickém obvodu [4]. Byly sníženy i hysterezní ztráty, pomocí zmenšení plochy B–H křivky. Křemík dále zpomaluje degradaci materiálu, na druhou stranu způsobuje, že materiál je křehčí, ovšem ne natolik, aby nebylo výhodné tuto technologii využívat.

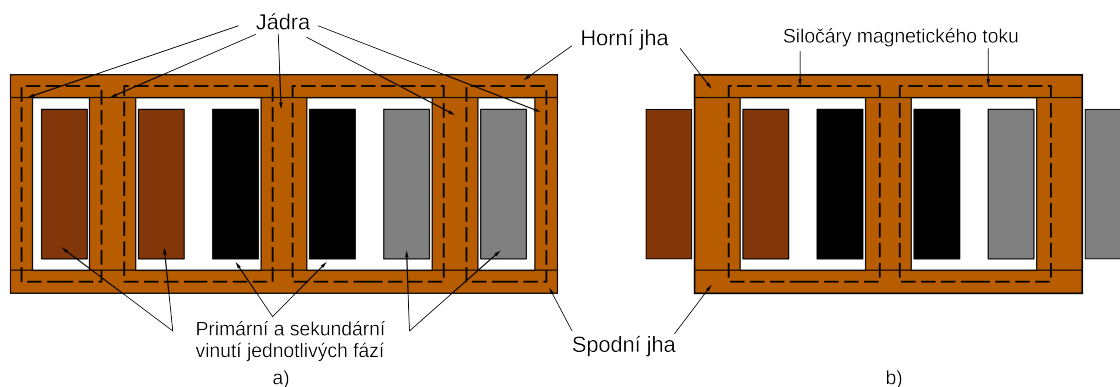
Pro další zlepšení vlastností se plechy válcují za studena a zrna materiálu jsou orientovány ve směru válcování a tím se sníží ztráty v železe. Ve zdroji [8] se lze dočíst, že touto úpravou plechů se ve směru válcování magnetická indukce zvýšila, ale magnetické nasycení kleslo. Proto je tato technologie vhodná pro transformátory, ale pro magnetické obvody motorů nikoliv.

Z důvodu nebezpečí, že by se napětí z vinutí mohl dostat na jádro je jádro uzemněno. Stát se tak může z důvodu přenášeného kapacitního napětí. V případě, že je jádro chlazeno a rozděleno chladicími kanály, tak musí být každá část uzemněna samostatně. Jelikož v tomto případě sousedící plechy a mezera mezi nimi tvoří kondenzátor, tak je kapacita velmi velká a kapacitní reaktance zanedbatelná. Z toho důvodu mají všechny plechy v každé části téměř stejný potenciál a proto je každá část obvodu uzemněna v jednom bodě. Aby byl magnetický obvod pevně spojen, tak je jádro spojeno pomocí U–profilů a šroubů.

### 1.3.1 Konstrukční provedení magnetického obvodu

Distribuční transformátory jsou většinou provedeny jako olejové jádrové viz. obrázek 1.1 b) třífázové transformátory, kdy vinutí jsou rovnoměrně rozděleny na jednotlivá jádra. Dalším typem jsou transformátory s plášťovým magnetickým obvodem viz. obrázek 1.1 a), kde vinutí jsou umístěny na vnitřních jádrech a tok je uzavřen přes postranní jádra bez vinutí, které mohou mít poloviční průřez, ale tento typ

zvětšuje celkové rozměry transformátoru a je materiálově náročnější, proto se téměř nepoužívá.

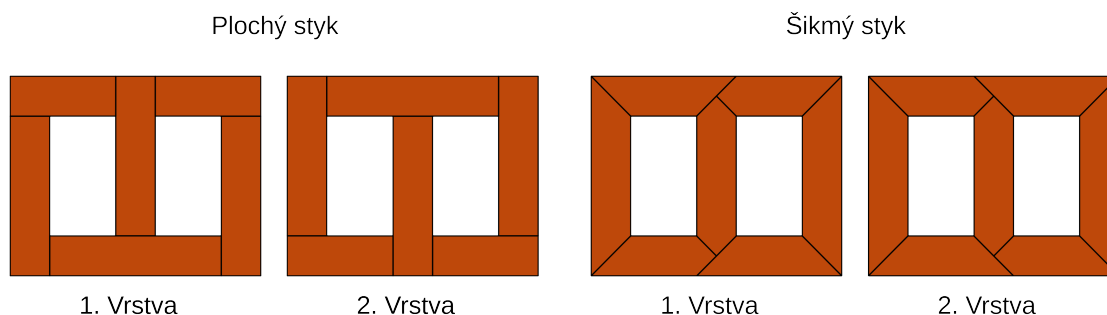


Obr. 1.1: Magnetický obvod a vinutí

Obr.1.1 byl inspirován dle [8]

Magnetický obvod vytváří cestu magnetickému toku pro každou fázi. Obvod se skládá z jader, kolem kterých jsou osazena vinutí a horizontálně uložená jha. Jádra a jha mají většinou stejný průřez, jelikož je to usnadnění výroby, kdy není zapotřebí dvou vysekávacích linek pro každý rozměr plechů. U jádrového provedení vzniká v magnetickém obvodu třífázová nesymetrie rozložení proudu naprázdno mezi fázemi. Proud prostřední fázi je přibližně 0,718 oproti fázím krajním, jelikož krajní jádra mají delší magnetickou dráhu, než jádro prostřední [8].

Při výrobě jádra se používají různá konstrukční řešení, která mají odlišné vlastnosti. Základní dělení jsou skládaná a vinutá jádra. Skládaná jádra se dále dělí na jádra s kolmým stykem, s šikmým stykem a s přechodem typu step-lap. Vinutá se dělí na jádra bez přerušení, natupo, zalisované a s přechodem typu step-lap.



Obr. 1.2: Skladba jader

Obr.1.2 byl vytvořen podle předlohy z [9].

Vlastnosti magnetického obvodu jsou ovlivňovány několika faktory, jako jsou například hmotnost jader, spojek a rohových částí magnetického obvodu, velikost ztrát v dané části magnetického obvodu, nebo také počet míst, které kde se nachází nemagnetická mezera, které se nacházejí v místech přepřátování jednotlivých plechů. Z důvodu lepšího rozložení magnetického toku, snížení ztrát naprázdno, snížení hladiny hluku a snížení velikosti magnetizačního proudu se v dnešní době často používají jádra typu step-lap, která využívá několikanásobného překrytí plechů.

Ve snaze snižování ztrát se ale nejčastěji volí jádra vinutá. Jejich hlavní výhodou je stejný směr válcování se směrem magnetizace jádra, tím se výrazně zmenšují hysterézní ztráty. Jádra vinutá natupo mají tu výhodu, že jsou rychle a jednoduše vyrobitelná, avšak jejich nevýhoda je vyšší magnetizační příkon a ztráty, které vznikají v místech styku. Další možností je step-lap metoda, která se nejčastěji používá u jader menších rozměrů. Nejlepší technologií montáže je zalisování, která dosahuje nejnižších ztrát, jelikož magnetický tok prochází cestou s nejmenší reluktancí [9]

## 1.4 Vinutí transformátoru

### 1.4.1 Fóliové vinutí

Vinutí je dle zdroje [4] vyrobeno ze dvou částí, z vodivého a izolačního materiálu. Vodiče jsou vyrobeny z vysoce kvalitní mědi nebo z ekonomických důvodů většinou z hliníku. Fóliové vinutí se využívá pro vinutí NN. Toto vinutí je navinuto z vodivé fólie do oválného tvaru nebo od 2 MW kruhového tvaru z důvodu vlastností při zkratu a její tloušťka se pohybuje od desetin milimetru až po přibližně 3 mm. Jako izolační materiál se používá papír napuštěný nedotvrzenou pryskyřicí, která se během výrobního procesu vytvrdí. Fóliové vinutí má několik nevýhod, kterými jsou například nerovnoměrné tepelné zatížení, zvýšení přídavných ztrát. Výhodami jsou vysoká odolnost proti mechanickým silám při zkratu, to je dáno robustností a jednoduchostí vinutí. Robustnosti vinutí pomáhá vytvrzení pryskyřice v izolační vrstvě.

Jak je zmíněno ve zdroji [3], fóliové vinutí se používá na NN vinutí do maximální hodnoty napětí 1,1 kV, tady naprostá většina distribučních transformátorů. Toto technické řešení je velmi efektivní, jelikož na straně NN je potřeba nízký počet závitů, něco kolem 30. Na straně NN však teče velký proud, který může řádově dosahovat vysokých stovek ampér. Proto je zapotřebí dosáhnout dostatečného průřezu vodiče, aby byla dodržena maximální proudová hustota, která je maximálně pro hliník 1,5 A/mm<sup>2</sup> a pro měď 2 A/mm<sup>2</sup>, proto šířka fólie je stejná jako výška vinutí.

## 1.4.2 Vícevrstvé drátové vinutí

Vinutí vyrobené pomocí drátu se převážně používá pro vinutí VN olejových transformátorů. Ve zdroji [4] se lze dozvědět, že pro výrobu vinutí se používají smaltované vodiče s kruhovým, oválným nebo obdélníkovým průřezem, kde smalt zastupuje funkci izolace mezi sousedními závity. Ve zdroji [5] je zmíněno, že vodič kruhového průřezu se nejčastěji vine jako vrstvené vinutí, které kontrolovaně vyplní prostor vodičem co nejefektivnějším způsobem.

Pro dodržení převodového poměru mezi vinutím NN a VN musí mít VN vinutí vyšší počet závitů. Na VN vinutí je nižší proud, proto potřebný průřez vodiče je výrazně menší, ale napětí je vyšší, což způsobuje problém s izolací. Izolace je nejvíce napětově namáhána mezi začátkem jedné vrstvy a koncem druhé vrstvy vinutí. Tak jako o NN vinutí je potřeba VN vinutí chladit, proto se instalují chladicí kanálky.

U transformátorů je dále důležité řešit jejich velikost, respektive velikost vinutí a jádra, která se odvíjí od přenášeného výkonu. Rozměry transformátorů záleží na velikosti magnetického obvodu a vinutí, což přímo souvisí s ekodesignem. Dále se u jádra určuje průřez jádra a kvalita použité elektrotechnické oceli, na čemž závisí pracovní magnetická indukce, která určuje ztráty naprázdno. Při návrhu se usiluje o co nejmenší rozměry transformátoru, takže vinutí musí co nejefektivněji využívat vnitřní prostor nádoby transformátoru, dále musí být dostatečně pevné. Na druhou stranu je potřeba uvažovat dostatečné mezery mezi jádrem a vinutími a mezi vinutími jako takovými, aby mohlo být zajištěno dostatečné chlazení pomocí chladicích kanálů, kterými proudí chladicí médium, tedy transformátorový olej. V mezerách mezi jednotlivými vrstvami vinutí dále musí být vložen izolační materiál. Hlavně je potřeba dosáhnout co největšího průřezu vodiče, který může být z mědi, ale dnes se z ekonomických důvodů vyrábí z hliníku, aby se minimalizovaly ztráty nakrátko.

## 1.5 Vířivé proudy

Vznikají ve stacionárních vodičích, které jsou vystaveny časově proměnnému magnetickému poli nebo ve vodičích pohybujících se v magnetickém poli. Působením proměnného magnetického indukčního toku se ve vodiči indukují vířivé proudy, kterých směr proudění nelze přesně určit. Vířivé proudy způsobují brždění vodiče v magnetickém poli, což je např. u elektromotorů nežádoucí. Dále způsobují zahřívání vodiče, toho se využívá např. při kalení nebo v indukčních varných deskách. V případě transformátorů je tento jev velmi nežádoucí, jelikož způsobuje tzv. Jouleovy ztráty a ty snižují výslednou účinnost transformátoru. Pro zabránění vzniku vířivých ztrát se vodič skládá z jednotlivých, vzájemně izolovaných plechů.

Vířivé proudy ve vodičích způsobují tzv. skinefekt, kdy proud je veden pouze



tenkou vrstvou obvodu vodiče. Čím je vyšší frekvence, tím je skinefekt výraznější a tím se omezuje průchod vysokofrekvenčních proudů skrz vodič [7].

## 1.6 Ztráty transformátoru

Ztráty jsou rozděleny do dvou základních složek, kterými jsou:

- ztráty nakrátko – závislé na zatěžovacím proudu, značí se  $\Delta P_k$
- ztráty naprázdno – nezávislé na zatížení, značí se  $\Delta P_0$

### 1.6.1 Ztráty nakrátko

Ztráty nakrátko jsou popsány jako ztráty způsobené průchodem zátěžného proudu a mění se s druhou mocninou zátěžného proudu. Tyto ztráty se dají rozdělit na tři složky, kterými jsou ohmické ztráty, často označovány jako  $I^2R$ , kde  $I$  je procházející proud a  $R$  je odpor vinutí nebo jako Joulovy ztráty, dále ztráty vířivými proudy ve vinutí způsobené střídavými rozptylovými toky, které jimi prochází a způsobují skin efekt, poslední jsou přídatné ztráty ve vývodech, stahovací konstrukci jádra a nádobe způsobené rozptylovými toky, vířivými proudy v těchto konstrukčních částech[3].

Z těchto tří ztrát jsou nejvýznamnější ohmické ztráty přímo ve vinutí. Ohmické ztráty jsou způsobeny odporem vinutí, který je dán materiálem vinutí. Vinutí nelze vyrobit bez těchto ztrát, ale jsou prostředky, kterými lze tyto ztráty snížit. Těmito prostředky jsou:

- nejjednodušší je použití materiálu s nižší rezistivitou, nejčastěji měď, ale z důvodů ekonomických se používá hliník
- navinutí co nejméně závitů vinutí ve vhodném poměru s velikostí průřezu jádra, které by jinak bylo s malým počtem závitů přesycené nebo příliš velké
- zvětšení průřezu vodiče ve vinutí

Je potřeba vzít v potaz využití možnosti minimalizace počtu závitů vinutí musí jádro pracovat s co největší přijatelnou magnetickou indukcí zohledňující požadované ztráty naprázdno a musí mít adekvátně velký průřez. Tak se však zvyšuje velikost a hmotnosti jádra a tím negativně rostou ztráty naprázdno, takže snižování ztrát nakrátko způsobuje lehké zvyšování ztrát naprázdno a naopak. Toto zvětšování průřezu jádra dále způsobuje zvýšení rozptylové reaktance, proto musí být zvětšena výška vinutí, aby se tato změna kompenzovala.

Další možností je zvětšení průřezu vodiče, která také přináší negativa. Při využití většího průřezu vodiče je nutno použít větší okno, tím se však zvyšuje rozptylový tok, který ve vodiči indukuje napětí, vznikají vířivé proudy a opět lehce vzrostou ztráty naprázdno vlivem zvětšení délky jeh[3].

## 1.6.2 Ztráty naprázdno

Měří se při tzv. chodu naprázdno, tzn. při stavu, kdy transformátor je provozován bez zatížení na výstupních svorkách. Bez zátěže je výstupní proud  $I_2$  roven nule a tak vstupní proud musí pokrýt pouze spotřebu pro vytvoření magnetizačního toku, tudíž lze předpokládat, že vstupní proud  $I_1$  se bude přibližně rovnat magnetizačnímu proudu  $I_\mu$ . Vstupní proud také pokrývá Jouleovy ztráty, které vznikají při průchodu proudem vstupním vinutím a ztráty v železe, ale jelikož je proud a odpor primárního vinutí velmi malý, můžeme Jouleovy ztráty zanedbat. Při tomto zanedbání lze ztráty naprázdno vypočítat podle vztahu:

$$\Delta P_1 = \Delta P_{j1} + \Delta P_{Fe0} \cong \Delta P_{Fe0} \quad (1.3)$$

Ztráty v železe lze rozdělit podle způsobu vzniku na ztráty vířivými proudy, ztráty hysterezní a dodatečné ztráty, které jsou dány následujícími vztahy. Velikost hysterezních ztrát je závislá na ploše hysterezní smyčky, čím větší je, tím větší jsou ztráty. Plocha smyčky se mění podle chemického složení, zároveň závisí na tepelném zpracování a mechanickém zpracování plechů (způsob a směr válcování). V materiálu, z kterého se vyrábí plechy jádra se vyskytují nečistoty, kterými jsou uhlík, síra, kyslík a dusík. Tyto nečistoty jsou nežádoucí, jelikož zvyšují hysterezní ztráty. Ztráty je možné snížit přidáním křemíku, který v železe zabraňuje rozpouštění uhlíku a zároveň zvyšuje odpor plechů.

Ztráty vířivými proudy jsou dány:

$$\Delta P_e = k_e * f^2 * B^2 \quad (1.4)$$

kde  $k_e$  je konstanta,  $f$  je frekvence,  $B$  je magnetická indukce.

a hysterezní ztráty:

$$\Delta P_h = k_h * f * B^{(1,6-2,2)} \quad (1.5)$$

kde  $k_h$  je konstanta,  $f$  je frekvence,  $B$  je magnetická indukce.

Za předpokladu, že indukce při průchodu magnetického toku je ve všech místech průřezu stejná. Zároveň šířka transformátorového plechu je výrazně menší, než je délka plechu. Potom ztráty vířivými proudy na jednotku hmoty lze vyjádřit vztahem:

$$\Delta p_e = \frac{\Delta P_e}{m_z} = \frac{4}{3} * \frac{1}{\gamma_m * \rho} * (d * \sigma * f * B)^2 \quad (1.6)$$

kde ( $\Delta p_e$  jsou ztráty vířivými proudy,  $m_z$  je hmotnost,  $\gamma_m$  je hustota materiálu,  $\rho$  je měrný odpor,  $d$  je šířka plechu,  $\sigma$  je činitel tvaru, který je pro sinusový střídavý proud 1,11,  $f$  je frekvence a  $B$  je magnetické indukce. Ze vztahu 1.6 lze usoudit, že vířivé ztráty lze zmenšit použitím tenčích plechů nebo zvýšením měrného odporu materiálu [9].

### 1.6.3 Ztráty ve fóliovém vinutí

Protože fóliové vinutí má jednotlivé velmi tenké vrstvy, tak rozložení proudové hustoty se sleduje pouze ve vertikální ose, protože v horizontální ose je změna proudové hustoty oproti vertikální zanedbatelná. Takový vodič lze považovat na základě metody zrcadlení za část neurčitě dlouhou hliníkovou nebo měděnou desku, kterou symetricky prochází rovinná vlna. V mezeře mezi vinutími, která je také označována jako hlavní kanál, je povrch takového plechu vystavován magnetickému poli o magnetické intenzitě, která je dána vztahem  $H_{ms} = \sqrt{2}NI$ . Ve skutečném transformátoru se největší intenzita rozptylového pole vinutí nachází v mezeře mezi vinutími [10].

$$H_{m\delta} = \frac{\sqrt{2}NI}{h} \cdot K_R, \quad (1.7)$$

kde  $H_{m\delta}$  je intenzita magnetického pole v mezeře,  $N$  je počet závitů,  $I$  je proud a  $K_R$  je Rogowského koeficient.

Rogowskiho koeficient je dán vztahem:

$$K_R \approx 1 - \frac{a_1 + a_2 + \delta}{\pi \cdot h}, \quad (1.8)$$

kde  $h$  je výška vinutí,  $a_1$  je šířka primárního vinutí,  $a_2$  je šířka sekundárního vinutí a  $\delta$  je mezera mezi primárním a sekundárním vinutím.

V závislosti na konfiguraci vinutí a okolních kovových částí transformátoru může být magnetické pole na koncích fóliového vinutí dvakrát až třikrát menší. Poté intenzita magnetického pole může být popsána jako:

$$H_{ms} = \frac{\sqrt{2}NI}{M \cdot h}. \quad (1.9)$$

Koeficient  $M$  se může určit pomocí následujících vztahů:

$$H_{m\delta} \approx h + 2 \cdot H_{ms} \cdot a_2 = \sqrt{2} \cdot NI, \quad (1.10)$$

poté

$$H_{ms} = \frac{NI}{\sqrt{2} \cdot a_2} \cdot (1 - K_R) = \frac{NI}{\sqrt{2} \cdot a_2} \cdot \frac{a_1 + a_2 + \delta}{h} \quad (1.11)$$

Z rovnic 1.10 a 1.11 získáme rovnici pro výpočet koeficientu  $M$

$$M \approx \frac{2 \cdot a_2}{(1 - K_R) \cdot h} = \pi \cdot \frac{2 \cdot a_2}{a_1 + a_2 + \delta}. \quad (1.12)$$

Jak lze usoudit z rovnice 1.12, tak koeficient  $M$  nezávisí na výšce vinutí  $L$ . Hodnota  $M$  se pohybuje od 2 do 3, ale může být upravena na základě naměřených dat nebo praktických zkušeností.

## 1.6.4 Rozložení proudové hustoty

Podle Maxwellových rovnic pro harmonické průběhy polí uvnitř vodiče:

$$\nabla \times \vec{H}_m = \vec{E}_m \quad (1.13)$$

$$\vec{E}_m = -j\omega\mu\gamma\vec{H}_m \quad (1.14)$$

dostaneme diferenciální rovnici

$$\frac{\partial^2 H_m}{\partial y^2} = \alpha^2 H_m, \quad (1.15)$$

kde

$$\alpha = (1 + j) \cdot k \quad (1.16)$$

a

$$k = \sqrt{\omega\mu\gamma/2}, \quad (1.17)$$

kde  $k$  je obrácená hodnota hloubky vniku.

Z rovnice 1.15 po určení krajních podmínek, že

$$H_m(-\frac{L}{2}) = -H_m(\frac{L}{2}); H_m(\frac{L}{2}) = -H_{ms}; H_{my} = H_{mz} = 0$$

poté dostaneme

$$H_m(y) = -H_{ms} \cdot \frac{\sinh \cdot \alpha \cdot y}{\sinh \cdot \frac{\alpha L}{2}} \quad (1.18)$$

$$J_m(y) = \alpha \cdot H_{ms} \cdot \frac{\cosh \cdot \alpha \cdot y}{\sinh \cdot \frac{\alpha L}{2}}. \quad (1.19)$$

Pokud je výška vodiče vinutí  $L$  větší, než je délka elektromagnetických vln v kovu, to znamená víc než 6–7 cm, předpokládáme, že  $\sinh x \approx \frac{1}{2}e^x$ . Po úpravě vzorců 1.18 a 1.19 se proudová hustota poté vypočte jako:

$$J_m = \alpha \cdot H_{ms} \cdot e^{-\frac{\alpha L}{2}} \cdot \cosh \alpha \cdot y = \alpha \cdot H_{ms} \cdot \left[ e^{-\alpha(\frac{L}{2}-y)} + e^{-\alpha(\frac{L}{2}+y)} \right] \quad (1.20)$$

Z rovnice 1.20 je zřejmé, že pokud výška vinutí přesáhne několik centimetrů, tak vzniklé rozložení proudové hustoty na obou okrajích vinutí je exponenciální. Toto se projevuje ve výšce vinutí v rozmezí  $0 \leq y \leq h/2$  a efektivní hodnota proudové hustoty je poté dána jako

$$J_1 \approx J_{1s} \cdot e^{-\alpha(\frac{L}{2}-y)}, \quad (1.21)$$

kde

$$J_{1s} = \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \cdot H_{ms} = \frac{\alpha \cdot NI}{M \cdot L} = \frac{\sqrt{2} \cdot NI}{M \cdot L} \cdot k \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (1.22)$$

Ve fóliovém vinutí musí současně existovat i stejnosměrná složka proudové hustoty  $J_0$ , která může být vyjádřena jako

$$a \int_0^{L/2} (J_0 + J_1) dy = \frac{NI}{2}, \quad (1.23)$$

kde  $a = a_2 - a_1$  a je to tloušťka jednoho závitu, kde  $a_i$  je tloušťka izolačního materiálu.

Po dosazení do rovnice 1.23 obdržíme následující rovnici:

$$J_0 = \frac{NI}{a \cdot L} \cdot \left[ 1 - \frac{2}{M} \cdot \frac{a}{L} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{\alpha \cdot L}{2}} \right) \right] \approx \frac{NI}{a \cdot L}. \quad (1.24)$$

Výsledná proudová hustota ve fóliovém vinutí je součtem stejnosměrné složky a efektivní hodnoty proudové hustoty, tím získáme vztah

$$J = J_0 + J_1 = J_0 + |J_{1s}| \cdot e^{-\alpha \cdot (L/2 - y)} \cdot e^{j(\pi/4)} \quad (1.25)$$

odkud reálná složka proudové hustoty  $\text{Re} \{J\}$ , která je ve fázi s celkovým proudem  $NI$  ve vinutí lze vypočítat jako

$$J_a = J_0 \cdot \left\{ 1 + \frac{\sqrt{2} \cdot ka}{M} \cdot e^{-kL(1/2 - y/L)} \cdot \cos \left[ kL \left( \frac{1}{2} - \frac{y}{L} \right) - \frac{\pi}{4} \right] \right\}, \quad (1.26)$$

a imaginární složka  $\text{Im} \{J\}$  je kvadrantem k celkovému proudu, poté

$$J_r = -J_0 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot ka}{M} \cdot e^{-kL(1/2 - y/L)} \cdot \sin \left[ kL \left( \frac{1}{2} - \frac{y}{L} \right) - \frac{\pi}{4} \right]. \quad (1.27)$$

Proudová hustota v dolní polovině vinutí, v rozmezí  $0 \geq y \geq -L/2$ , je na rozdíl od krajů rozložena symetricky.

Výpočet rozložení proudové hustoty je velmi složitý, proto se výpočtem ověřuje pouze koeficient dodatečných ztrát, viz. následující kapitola 1.6.5.

### 1.6.5 Koeficient dodatečných ztrát

Ztráty ve fóliovém vinutí jsou dány jako

$$P = \frac{2 \cdot a \cdot l}{\gamma} \int_0^{L/2} J \cdot J^* dy \quad (1.28)$$

Po dosazení rovnice 1.25 a integraci získáme rovnici, která vyjadřuje ztráty výkonu ve watech

$$P = J_0^2 \cdot \frac{a \cdot L \cdot l}{\gamma} \cdot \left\{ 1 + \frac{\sqrt{2}}{k \cdot L} \cdot \frac{|J_{1s}|}{J_0} \cdot \left[ 2 \cdot \left( 1 - e^{-\frac{k \cdot L}{2}} \cdot \cos \frac{k \cdot L}{2} \right) + \frac{|J_{1s}|}{\sqrt{2} \cdot J_0} \cdot \left( 1 - e^{-k \cdot L} \right) \right] \right\}. \quad (1.29)$$

Pro výšku fólie větší než 5 cm, tedy že  $L > 5$  cm, můžeme usoudit, že  $e^{-k \cdot L}$  a  $e^{-\frac{k \cdot L}{2}} \cdot \cos \frac{k \cdot L}{2}$  jsou výrazně menší než jedna, proto se mohou zanedbat. Po této úpravě získáme vztah

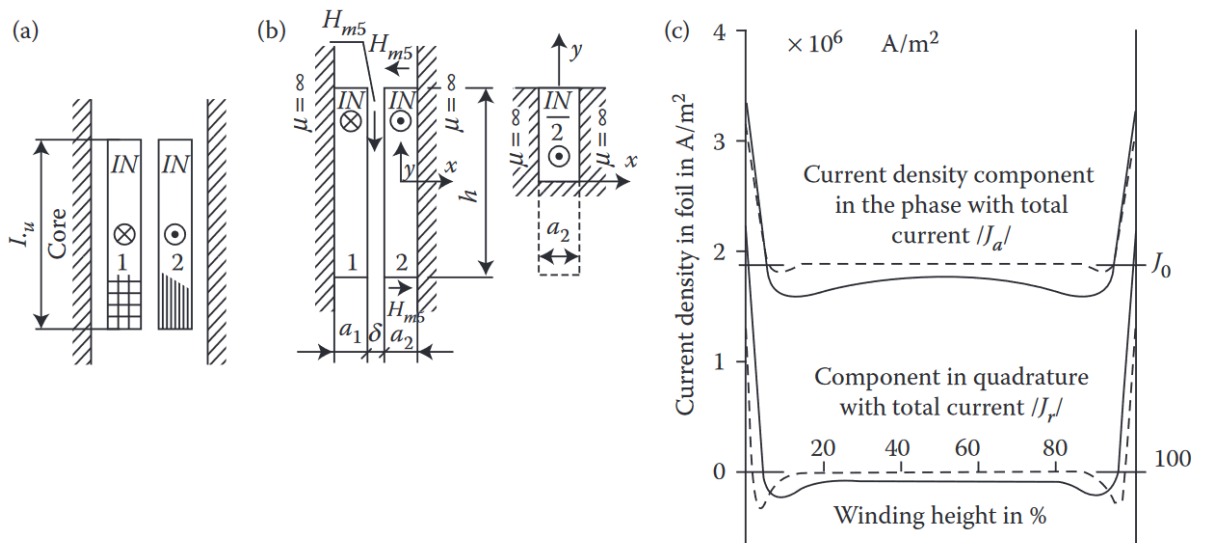
$$P = J_0^2 \cdot \frac{a \cdot L \cdot l}{\gamma} \cdot \left\{ 1 + \frac{\sqrt{2}}{k \cdot L} \cdot \frac{|J_{1s}|}{J_0} \cdot \left( 2 + \frac{|J_{1s}|}{\sqrt{2} \cdot J_0} \right) \right\}. \quad (1.30)$$

Podle rovnic 1.22 a 1.24 získáme rovnost

$$\frac{|J_{1s}|}{J_0} = \frac{\sqrt{2} \cdot k \cdot a}{M} \quad (1.31)$$

Po dosazení rovnosti 1.31 do rovnice 1.30 získáme konečnou rovnici

$$P \approx J_0^2 \cdot \frac{a \cdot h \cdot l}{\gamma} \cdot \left[ 1 + \frac{4 \cdot a}{M \cdot L} \cdot \left( 1 + \frac{k \cdot a}{2 \cdot M} \right) \right] \quad (1.32)$$



Obr. 1.3: (a) a (b) model vinutí, (c) rozložení proudové hustoty ve fóliovém vinutí

Obr.1.3 byl použit z [10]

Proudová hustota  $J_a$  byla vypočtena pomocí vztahu 1.26 a proudová hustota  $J_r$  pomocí vztahu 1.27 [10].

## 2 Vznik vyšších harmonických proudů a jejich vliv na transformátor a foliové vinutí

### 2.1 Vznik vyšších harmonických proudů

Zdroje vyšších harmonických proudů jsou zátěže nebo zdroje, které se můžou dělit na průmyslové a domácí. Průmyslovými zátěžemi mohou být například polovodičové měniče, které se využívají k napájení pohonů, statických UPS nebo v trakčních měničích atd. Další zátěže jsou elektrické obloukové a indukční pece, osvětlení průmyslových hal, které je většinou realizované pomocí zářivek, a svářecí stroje, které odebírají proud pouze impulsy. Jedny z nejčastějších zátěží jsou motory, které jsou provozovány s využitím elektronických softstartérů, které sice eliminují vysoký záběrný proud, ale produkují vyšší harmonické. Domácí zátěže jsou zejména tvořeny elektronikou, které přibývá. Mohou to být počítače, tiskárny, mikrovlnné trouby a opět osvětlení, kde se mohou využívat zářivky, kompaktní osvětlení, ať už se jedná o zářivku nebo LED osvětlení atp. Elektronické předřadníky zářivek mají spoustu výhod, mezi nimi jsou prodloužení životnosti zářivky, okamžité startování bez blikání, vyšší energetická účinnost, ale je odebírán vysoce zkreslený proud [6].

Harmonické signály se popisují pomocí kmitočtového spektra. Každá harmonická frekvence je celým násobkem první harmonické napájecího napětí. Při napájecí frekvenci 50 Hz, tak následující třetí harmonická frekvence je 150 Hz a násobky harmonických jsou lichá čísla. Sudé násobky se v praxi zanedbávají, jelikož mají nepodstatnou velikost a vznikají pouze v určitých specifických případech.

V obvodech s lineární zátěží, které jsou napájené periodickým napětím a proudem, se všechny obvodové veličiny mění v čase taktéž periodicky a s konstantní amplitudou a periodou. V obvodech, které jsou zatíženy nelineární zátěží a jsou napájeny periodickým napětím a proudem se z důvodu nelinearity mohou vytvořit samobuzené periodické kmity. Proto se v elektrických obvodech sledují periodické veličiny pomocí harmonických složek [11].

Při sledování vlivů vyšších harmonických na transformátor nás nejvíce zajímá harmonické zkreslení proudu. K tomu je zapotřebí znát spektrum harmonických proudů. Pro definování obsahu harmonických se používá činitel harmonického zkreslení THD. Činitel zkreslení pro napětí je označován písmenem U ( $THD_U$ ) a pro proud je označován pomocí písmene I ( $THD_I$ ) [11].

## 2.2 Definice harmonických a neharmonických veličin

Jakákoliv periodická funkce může být rozložena na konečnou nebo nekonečnou řadu harmonických pomocí harmonické analýzy. Tento rozklad ovšem musí splňovat tzv. Dirichletovy podmínky, které zní následovně:

1. Periodická funkce  $f(t)$  je v konečném počtu intervalu spojitá nebo monotónní
2. Má konečný počet minim a maxim (extrémů).

Výsledkem takového rozkladu periodické funkce nazýváme Fourierovou řadou a jejími členy jsou jednotlivé harmonické.

Analyzované periodické průběhy, které nejsou tvořeny kmitočtovým spektrem s kmitočty s celým násobkem základního kmitočtu jsou nazývány neharmonickými nebo také interharmonickými. Dané průběhy sice mají periodický průběh v určitém časovém intervalu, ale jejich průběh není harmonický. Protože je jednodušší pracovat s harmonickými průběhy, jsou tyto neharmonické průběhy vyjadřovány pomocí konstanty a harmonických veličin s kmitočty rovných přirozených násobkům jako periodická harmonická veličina [11].

## 2.3 Fourierova transformace

Pomocí této transformace se signál proměnný v čase převádí na signál frekvenční. Tuto transformaci lze použít v případě, že známe analytické vyjádření měřeného signálu, tedy vyjadřujeme časově závislý signál pomocí harmonických signálů s funkcí sinus a kosinus.

### 2.3.1 Trigonometrické vyjádření

Fourierova transformace pomocí trigonometrického vyjádření je možné vypočítat pro periodickou funkci podle následujících vztahů:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cdot \cos(n\omega_1 t) + B_n \cdot \sin(n\omega_1 t)), \quad (2.1)$$

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \cos(n\omega_1 t + \varphi_n), \quad (2.2)$$

$$A_0 = \frac{2}{T_1} \int_{t_0}^{t_0+T_1} f(t) dt. \quad (2.3)$$

Fourierovy koeficienty pro  $n$ -tou harmonickou lze vypočítat podle [11]:

Pro  $n = 0, 1, 2, \dots$

$$A_n = \frac{2}{T_1} \int_{t_0}^{t_0+T_1} f(t) \cdot \cos(n\omega_1 t) dt, \quad (2.4)$$



Pro  $n = 1, 2, 3, \dots$

$$B_n = \frac{2}{T_1} \int_{t_0}^{t_0+T_1} f(t) \cdot \sin(n\omega_1 t) dt. \quad (2.5)$$

Spektrální tvar Fourierovy řady:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \sin(n\omega_1 t + \varphi_n), \quad (2.6)$$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad (2.7)$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{A_n}{B_n}, \quad (2.8)$$

kde  $C_n$  je amplitudové spektrum, tedy posloupnost amplitud jednotlivých harmonických složek dané periodické funkce  $f(t)$ .  $\varphi_n$  je fázové spektrum, tedy posloupnost počátečních fází jednotlivých harmonických složek dané periodické funkce  $f(t)$ .

V případě, že funkce je lichá, tedy že  $f(-t) = -f(t)$ , tak pro takovou funkci platí, že řada obsahuje pouze liché členy s funkcí sinus. Dalším případem jsou sudé funkce  $f(-t) = f(t)$ , pro ty platí, že taková řada obsahuje pouze sudé členy s funkcí kosinus. Posledním případem jsou aperiodické funkce, tedy  $f(t) = -f(t + T/2)$ .

### 2.3.2 Komplexní tvar

Další možností, jak provést Fourierovu transformaci je pomocí komplexního tvaru. Fourierova transformace může vyjadřovat spojitý nebo diskrétní signál.

Následující vztahy vyjadřují časově závislý signál za použití funkcí sinus, kosinus a funkce komplexní exponenciály.

$$F\{f(t)\} = G(j\omega) \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt, \quad (2.9)$$

kde  $F\{f(t)\}$  je Fourierova transformace a  $G(j\omega)$  je Fourierův obraz funkce.

Fourierovu transformaci lze definovat ve tvarech sinus a kosinus. Nulová funkce je taková funkce, která je definována pouze pro  $t > 0$  nebo pro  $t < 0$ . Pokud funkci definujeme jako nulovou, tak potom získáme vztahy:

Pro sinusovou Fourierovu transformaci při  $t > 0$

$$G(j\omega) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot \sin(\omega t) dt. \quad (2.10)$$

Pro kosinovou Fourierovu transformaci při  $t > 0$

$$G(j\omega) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot \cos(\omega t) dt. \quad (2.11)$$

Zpětná Fourierova transformace

$$F^{-1}\{G(j\omega)\} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega. \quad (2.12)$$

Zpětná Fourierova transformace pro funkce sinus a kosinus pro  $t > 0$

$$F^{-1}\{G(j\omega)\} = \frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(j\omega) \cdot \sin(\omega t) d\omega, \quad (2.13)$$

$$F^{-1}\{G(j\omega)\} = \frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(j\omega) \cdot \cos(\omega t) d\omega. \quad (2.14)$$

### 2.3.3 Numerická metoda

Další metodou analýzy diskrétního signálu je diskrétní Fourierova transformace, ta pomocí numerické integrace nahrazuje integrální výpočty přibližnými součty. Pro určení frekvenčního spektra a průběhu měřeného signálu je zapotřebí použít vzorkování. Tato transformace se používá k transformaci posloupnosti diskrétních hodnot do kmitočtové oblasti. Pro výpočet je potřeba  $N \cdot \log_2(N)$  komplexních součinů a součtů. Při využití definice pro Fourierovu transformaci, získáme vztahy pro výpočet koeficientů Fourierovy řady:

$$\hat{S}(n\omega_1) = \sum_{k=0}^{V-1} s(kT) \cdot e^{-j\omega_1 kT}, \quad (2.15)$$

kde  $T$  je perioda vzorkování,  $s(kT)$  je hodnota vzorku a  $V$  je počet vzorků za jednu periodu.

Po úpravě získáme

$$\hat{S}(n\omega_1) = \sum_{k=0}^{V-1} s(kT) \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - j\sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) \right] \quad (2.16)$$

Při porovnání se vztahem

$$f(\vartheta) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \cos(n\omega_1 t + \varphi_n) \quad (2.17)$$

získáme vztahy

$$\hat{c} = \frac{\hat{S}(n\omega_1)}{K}, \quad (2.18)$$

$$\hat{C}_n = 2 \cdot \hat{c}_n, \quad (2.19)$$

$$C_0 = \frac{s_0}{K}, \quad (2.20)$$

$$\hat{C}_n = Re\{\hat{C}_n\} + jIm\{\hat{C}_n\}, \quad (2.21)$$

$$C_n = \sqrt{Re\{\hat{C}_n\} + jIm\{\hat{C}_n\}}, \quad (2.22)$$

$$\varphi = \arctg \frac{Im\{\hat{C}_n\}}{Re\{\hat{C}_n\}}, \quad (2.23)$$

kde  $C_n$  je amplitudové spektrum, tedy posloupnost amplitud  $C_n$  jednotlivých harmonických složek dané periodické funkce  $f(t)$ .  $\varphi$  je fázové spektrum, tedy posloupnost počátečních fází  $\varphi$  jednotlivých harmonických složek dané periodické funkce  $f(t)$ .

Když upravíme předchozí rovnice zapsané v integrálním tvaru, které mají transformovat posloupnost diskretních hodnot  $f(t_n)$ , kde  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$  kmitočtové oblasti získáme následující vztahy:

$$X_k = DFT\{(f_k)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(t_n) \cdot e^{-jn\frac{2\pi}{N}k}, \quad (2.24)$$

kde  $X_k$  je posloupnost vzorkovaných hodnot a  $N$  je počet vzorků.

Pomocí zpětné transformace převedeme z kmitočtové oblasti do oblasti časové:

$$f(tn) = DFT^{-1}\{(f_k)\} = \sum_{n=0}^{N-1} F(f_n) \cdot e^{jn\frac{2\pi}{N}k} \quad (2.25)$$

Při zjednodušení, že se sčítá pouze mocinná řada, je nutné zavést proměnnou

$$W = e^{j\frac{2\pi}{N}}. \quad (2.26)$$

Potom můžeme po úpravě rovnic numerické metody v integrálním tvaru a napsat vztahy pro diskretní a zpětnou diskretní Fourierovou transformaci.

Diskretní Fourierova transformace

$$X_k = DFT\{(f_k)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(t_n) \cdot W^{nk}, \quad (2.27)$$

zpětná diskretní Fourierova transformace

$$f(tn) = DFT\{(f_k)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F(f_n) \cdot W^{-nk}, \quad (2.28)$$

pro  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ .

### 2.3.4 Frekvence vzorkování

Jak bylo zmíněno výše, pro frekvenční analýzu je nutné vzorkování měřeného signálu. Toto vzorkování musí probíhat se správně zvolenou frekvencí. Pokud  $k$ -tá spektrální čára odpovídá frekvenci  $f_k = \frac{k}{T_0}$ , potom můžeme napsat:

$$T_0 = T_v \cdot N = \frac{N}{f_k}, \quad (2.29)$$

potom

$$f_k = \frac{k}{T_v \cdot N}. \quad (2.30)$$

Po dosažení za hodnotu  $k$ -té spektrální čáry hodnotu odpovídajícího počtu vzorku tedy  $k = N$ , tj. že  $N$ -té spektrální čáře odpovídá kmitočet  $f_v$ , potom

$$f_v = \frac{N}{T_v \cdot N} = \frac{1}{T_v} \quad (2.31)$$

Dle [11], při určování vzorkovací frekvence je možné dosáhnout následujících stavů:

- Při volbě  $f_v$  je splněn Shannon-Kotělnikovův teorém, že  $f_v > 2f_m$ .
- Při volbě  $f_v$  není splněn Shannon-Kotělnikovův teorém, že  $f_v > 2f_m$ .

Kde  $f_m$  je maximální frekvence, která je obsažena v měřeném spektru.

## 2.4 Základní vztahy

Průběhy napětí a proudu, které jsou zkesleny vyššími harmonickými se rozkládají na řadu sinusových průběhů pomocí Fourierova teorému ve tvaru:

Předpokládané napětí

$$u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^q U_{nm} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_{U,n}), \quad (2.32)$$

předpokládaný proud

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^q I_{nm} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_{I,n}). \quad (2.33)$$

Efektivní hodnota napětí jednotlivých harmonických

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[ \sum_{n=1}^q U_{nm} \cdot \sin(n\omega t + \varphi_{U,n}) \right]^2 dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^q U_n^2} \quad (2.34)$$

a proudu

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^q I_n^2} \quad (2.35)$$

pro  $n = 1, 2, \dots$

Obsah základní harmonické proudu

$$g = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{I_1}{I}. \quad (2.36)$$

Obsah vyšších harmonických proudů

$$k = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I}. \quad (2.37)$$

Koeficient zkreslení napětí

$$k_U = THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} \cdot 100 \quad (2.38)$$

Koeficient zkreslení proudu

$$k_I = THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \cdot 100 \quad (2.39)$$

Střední hodnota činného výkonu

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt, \quad (2.40)$$

po dosazení  $u(t)$  a  $i(t)$ , získáme

$$P = \sum_{n=0}^{\infty} U_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n, \quad (2.41)$$

kde

$$\varphi_n = \varphi_{U, n} - \varphi_{I, n}. \quad (2.42)$$

Potom platí

$$P = \sum_{n=0}^{\infty} P_n. \quad (2.43)$$

Pro zdánlivý výkon platí, že

$$S = U \cdot I = \sqrt{\left( \sum_{n=0}^{\infty} U_n^2 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} I_n^2 \right)} \quad (2.44)$$

a pro jalový výkon

$$Q = \sum_{n=0}^{\infty} Q_n = \sum_{n=0}^{\infty} U_n \cdot I_n \cdot \varphi_n. \quad (2.45)$$

Power factor (PF), neboli opravdový účinník. PF vyjadřuje poměr skutečného výkonu spotřebovaného v obvodu ke zdánlivému výkonu dodávanému do obvodu. Vztah potom je:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} U_n \cdot I_n \cdot \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} U_n^2 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} I_n^2}} \quad (2.46)$$

Zdánlivý výkon se dá popsat také pomocí deformačního výkonu  $D$ . Tento výkon vzniká z efektivních hodnot harmonického řádu a jejich součiny stejnosměrných složek napětí a proudů. Dle [11] se zdánlivý výkon vypočte pomocí vztahu:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2. \quad (2.47)$$

Pro ekvivalentní jalový výkon, neboli fiktivní výkon  $P_f$  platí:

$$P_f^2 = Q^2 + D^2 = S^2 - P^2, \quad (2.48)$$

ale za předpokladu sinusového napětí ve tvaru:

$$u(t) = U_m \cdot \sin \omega t. \quad (2.49)$$

Potom pro PF platí:

$$\lambda = \frac{P_1}{S} = \frac{U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1}{\sqrt{U_1^2 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} I_n^2}} = \frac{I_1 \cdot \cos \varphi_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (2.50)$$

## 2.5 Vliv vyšších harmonických proudů na transformátor a foliové vinutí

V posledních letech se výrazně zvýšil počet instalací, které obsahují spínané zdroje, které představují nelineární zátěž, nebo zdroj při aplikaci s např. fotovoltaickými elektrárnami. Tyto zdroje mění střídavé napětí na stejnosměrné a odebírají nesinusový proud. Toto zkreslení proudu má za následek několik negativních vlivů, jako jsou:

- Zvýšenou tepelnou zátěž, což zkracuje životnost některým komponentům, jako jsou např. transformátory nebo kabely
- Nadbytečné teplo působí na izolaci kabelů, která tak degraduje
- Ovlivňování funkce některých citlivých zařízení
- Přídavné ztráty a snížení PF

Přítomnost vyšších harmonických v transformátorech má za následek zvýšení ztrát ve vinutí, které jsou způsobeny vířivými proudy a Jouleovy ztrátami a ztráty v železe, tedy hysterézní a Foucaultovi ztráty, neboli vířivé, které jsou již zmíněny. Celkové ztráty jsou tedy dány jako součet těchto dvou složek ztrát

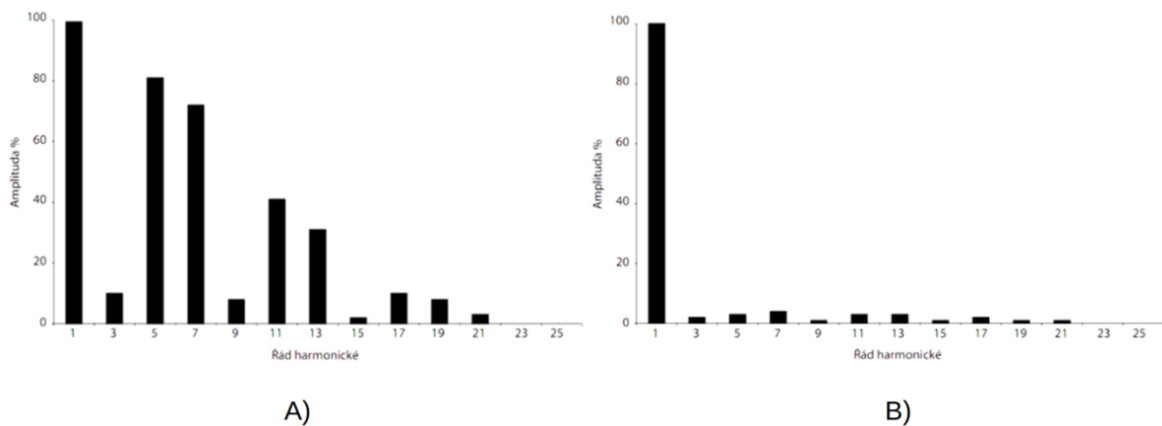
$$P_{\text{load}} = P_j + P_{\text{EC}}, \quad (2.51)$$

kde  $P_{\text{load}}$  jsou celkové ztráty,  $P_j$  jsou celkové Jouleovy ztráty a  $P_{\text{EC}}$  jsou celkové ztráty způsobené vířivými proudy (Eddy currents).

V případě že je známé  $THD_I$ , je možné Jouleovy ztráty vypočítat pomocí vztahu:

$$P_j = P_{j1} \cdot (1 + THD_I^2), \quad (2.52)$$

kde  $P_{j1}$  jsou Jouleovy ztráty pro základní frekvenci (1. harmonickou) [13].



Obr. 2.1: Spektrum proudu zátěže s regulovanými pohony A) bez filtrů B) s aktivním filtrem

Spektrum proudu bylo použito ze zdroje [14].

Na obrázku 2.1 lze vidět spektrum proudu pro regulované pohony, v levé části 2.1 A) bez filtrů a v pravé části 2.1 B) s využitím aktivních filtrů. Dle zdroje [14] při použití aktivního filtru kleslo  $THD_I$  ze 124% na pouhých 13,4%.

Nyní si pomocí vztahu 2.52 můžeme teoreticky ukázat, jak se změní velikost ztrát při takovém poklesu  $THD_I$ . V tomto příkladu budou ztráty  $P_{j1} = 1500$  W, ztráty  $P_{\text{EC}1} = 75$  W a proud  $I_1 = 125$  A.

Pro  $THD_I = 124\%$  a pro prvních 13 řádů harmonických:

$$P_j = P_{j1} \cdot (1 + THD_I^2) = 1500 \cdot (1 + 1.24^2) = 3806,4W \quad (2.53)$$

Pro  $THD_I$  13,4%

$$P_j = P_{j1} \cdot (1 + THD_I^2) = 1500 \cdot (1 + 0,134^2) = 1928,9W \quad (2.54)$$

Jak lze vidět, tak při snížení  $THD_I$  se velmi výrazně zmenšují ztráty.



### 3 Popis návrhu modelu pro simulaci ztrát

Pro simulaci ztrát způsobené vyššími harmonickými je použit softwarový nástroj Ansys Maxwell. Tento software může být využit k simulaci elektromagnetického pole, k návrhu a analýze v rovině, jako tomu je v případě této práce, nebo k analýze v prostoru elektromagnetických a elektromechanických zařízeních, kterými jsou např. transformátory nebo motory. Využívá metody konečných prvků při působení statických nebo časově proměnných elektromagnetických polí. Tento software poskytuje možnost vytvořit geometrii, zadat vlastnosti materiálu a napájení. Pomocí těchto informací software v případě nastavení projektu na řešení vířivých proudů, tzn. harmonického napájení automaticky generuje odpovídající způsob řešení pomocí adaptivní sítě, která zefektivňuje analýzu tím, že zjemňuje síť v místě velkých změn. V případě tranzientní analýzy v této práci je využita právě síť z analýzy vířivých proudů [9].

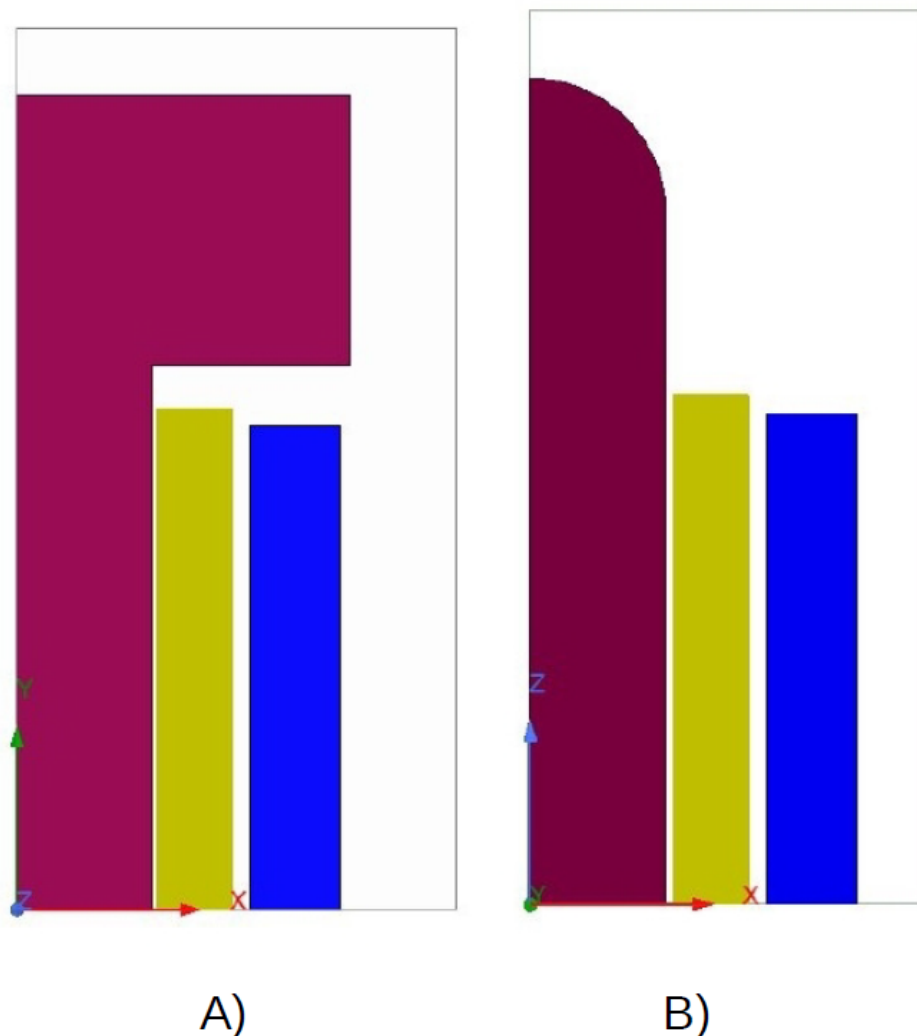
Z předchozích kapitol víme, že vířivé proudy ve vinutí jsou způsobeny rozptylovým magnetickým polem, které se tvoří průchodem proudu vinutími. Toto pole je velmi ovlivňováno okolním prostorem, tedy hlavně magneticky vodivými materiály, z kterých jsou vyrobeny např. nádoba transformátoru, plechy v jádře a všechny ocelové konstrukční části, jako např. stahovací konstrukce atd. Nádoba v simulacích v této práci bude zanedbána, jelikož simulace bude probíhat ve 2D prostoru a nebyly by tak zahrnuty korektně všechny části nádoby ze všech úhlů vinutí. Zanedbávat se bude i transformátorový olej a izolační papír, který bude nahrazen vakuem, protože jejich vlastnosti z hlediska zkoumaného problému mají stejné vlastnosti jako vakuum. Pro přesnou analýzu by bylo možné použít 3D model, ve kterém by se zohlednily veškeré vzájemné vlivy, ale to by výrazně zvýšilo nároky na výpočetní sílu počítače a prodloužilo čas výpočtu simulace.

Jelikož tato práce se zabývá pouze ztrátami ve fóliovém vinutí (NN), bude pro zrychlení a zefektivnění simulace využito několika zjednodušení. Z tohoto důvodu je také model analyzován ve 2D prostředí a je využito horizontální (výškové) a vertikální symetrie skladby transformátoru tak, že se bude zkoumat v řezu aktivní části, která zahrnuje jádro, NN a VN vinutí. Vinutí VN je znázorněno plným obdélníkem, který představuje řez vinutím. Bude provedeno pomocí funkce stranded, která rozdělí vinutí na splétaný vodič a fyzikálně nahrazuje vícevrstvé vinutí. Vinutí NN, které je sledováno, je nezbytné modelovat tak, že je každý závit zvlášť, aby simulace zohlednila veškeré vlivy vířivých proudů ve zkoumaném objektu. Pleštné jádro nahrazeno plným materiálem.

Jak vyplývá ze zadání skutečných transformátorů, vodiče vinutí jsou z hliníku. V dnešní době je většina transformátorů vyráběných z hliníku z důvodu vysoké ceny mědi. Měď má sice lepší vodivost, ale cena je natolik vysoká, že se to ekonomicky

nevyplatí. Jádra jsou zhotovena z orientovaných plechů s vysokou permeabilitou H070-23L a H075-23L.

Aby simulace byla co nejvěrnější realitě, je zapotřebí vytvořit pro každý výkon transformátoru dva modely, viz. Obr. 3.1. První model A) je pro rovnou část vinutí u kterého se musí uvažovat i vodorovná část jha. Druhý model B) je vytvořen pro kruhovou část vinutí, které je mimo jho. Jak bude možno pozorovat dál v této práci, tak jestli je vinutí pod jhem, nebo mimo něj, má výrazný vliv na velikost ztrát transformátoru.

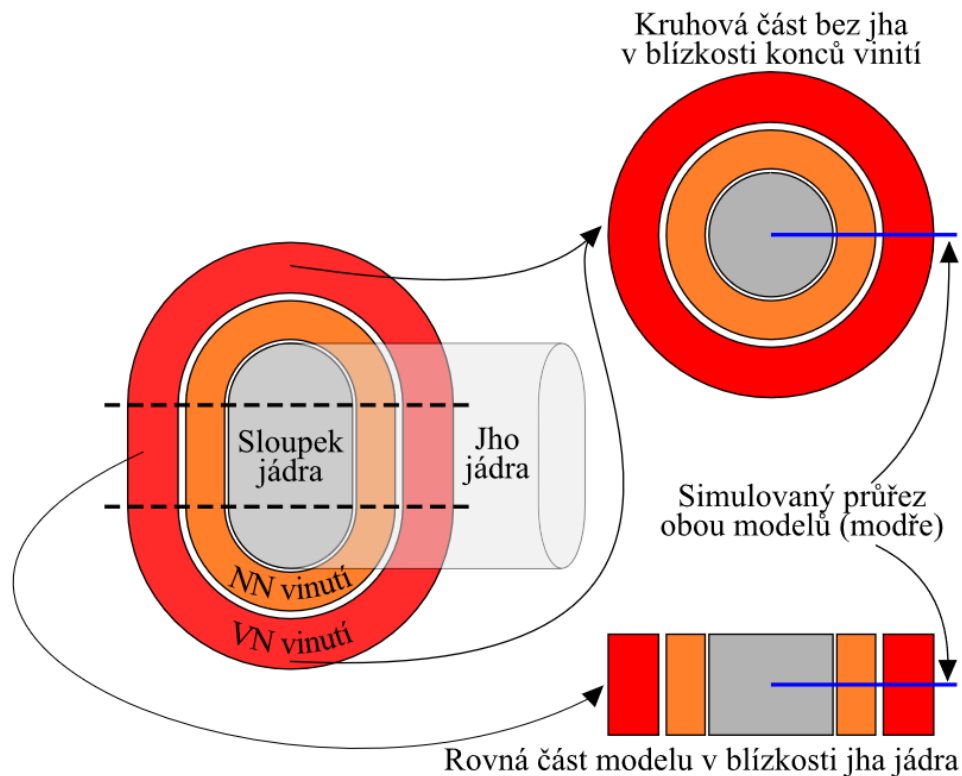


Obr. 3.1: Pohled na vinutí v řezu

Na obrázku 3.1 je vyobrazen namodelovaný pohled na jádro, které je reprezentováno hnědými obdélníky. Horní obdélník je jho a dolní obdélník je sloupek. Jak bylo napsáno výše, je použit materiál H070-23L a H075-23L a permeabilita byla lineari-zována ze zadané B-H křivky od výrobce plechu pro předpokládanou indukci, která

se pohybuje kolem 0,1 T. Vinutí NN, žlutý obdélník, a VN, modrý obdélník, jsou vytvořena z hliníku u kterého je upravena hodnota vodivosti při 75°C na 28860000 S/m, která je referenční hodnotou podle normy ČSN EN 60076-1.

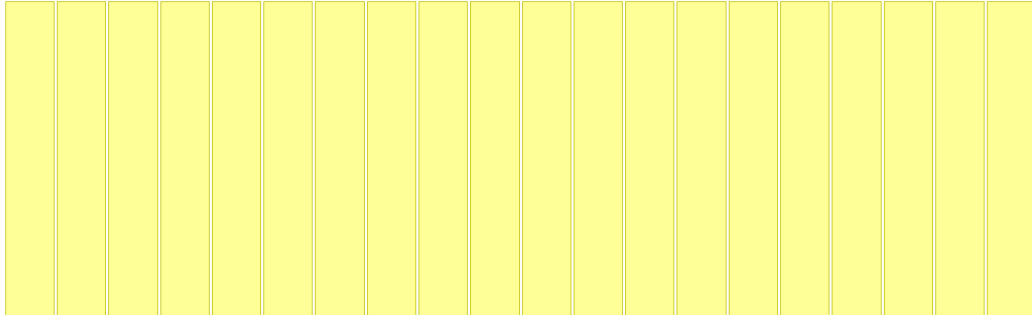
U prvního pohledu jsou modely vytvořeny v Kartézské soustavě souřadnic, jelikož tato část jádra je rovná. Dále je nastavena hloubka modelu podle délky rovné části jádra. Další pohled je model, který je nastaven na válcovou soustavu souřadnic s rotací kolem osy Z se zaoblením jha, jak tomu je ve skutečnosti z pohledu řezu jádrem, viz. Obr. 3.2, který byl použit z [18].



Obr. 3.2: Pohled na části vinutí, která jsou rozdělena

U modelů je využito symetrie, kde na levé hraně modelu lze předpokládat vodorovné siločáry a na spodní hraně kolmé siločáry magnetického toku, podle čehož jsou nastaveny okrajové podmínky. Tyto symetrie jsou použity z důvodu urychlení výpočtu simulací. Na horní a pravé hraně je použita podmínka boolean, která se snaží napodobit otevřené okolí. Dále okolí je nastaveno jako vakuum.

Jak již bylo zmíněno, NN vinutí bylo vytvořeno jako jednotlivé závity, mezi kterými jsou mezery, ve kterých se nachází ve skutečnosti izolační papír. Nastavení proudu (excitace) bylo nastaveno jako plný materiál.



Obr. 3.3: Detail modelu NN vinutí

Při návrhu transformátoru platí rovnost ampéřzávitů mezi vinutími.

$$N_1 \cdot I_1 = N_2 \cdot I_2, \quad (3.1)$$

kde  $N$  je počet závitů cívky a  $I$  je proud procházející cívkou. Veličiny s indexem 1 jsou pro primární vinutí a veličiny s indexem 2 jsou pro parametry sekundárního vinutí [15].

Z této rovnosti lze odvodit převod transformátoru, podle kterého lze při znalosti parametrů jedné cívky určit parametry druhé cívky při zanedbání magnetizačního proudu, který je zanedbatelný při zkoušce nakrátko, která je simulována, protože jsou zkoumány ztráty pouze ve vinutí. Přebod transformátoru lze zapsat jako:

$$p = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}. \quad (3.2)$$

### 3.1 Nastavení excitace proudem

Aby simulace odpovídali co nejvíce skutečnosti, bylo nutné nastavit směr proudů ve vinutí. Jelikož proudy mají opačný směr, tak v NN vinutí byl směr proudu nastaven jako kladný a ve VN vinutí byl směr proudu jako negativní. Dále byla nastavena excitace proudem pro NN vinutí jako plný materiál a VN vinutí jako stranded. Při zvoleném nastavení solid se ve vinutí počítají ohmické ztráty a ztráty vířivými proudy. Nastavení stranded rozdělí materiál na nekonečno vodičů, ve kterých nevznikají ztráty vířivými proudy a výsledné ztráty jsou pouze ohmického charakteru. Další důležité nastavení je zadání pro které části transformátoru chceme simulovat ztráty vířivými proudy, v případě této práce je potřeba počítat tyto ztráty pouze pro NN vinutí, proto pro jádro a VN vinutí toto nastavení bylo neaktivní a pro NN vinutí aktivní. Ztráty v jádře se v této práci nejsou uvažovány, proto v excitaci bylo nastavení ponecháno neaktivní.

Další je nastavení analýzy, podle které se vygeneruje adaptivní síť. Pro vygenerování sítě bylo nastaveno maximální dovolená chyba 0,01 % a počet průchodů byl omezen na 15. Dále bylo nastaveno, aby po každém průchodu byla síť o 50 % zjemněna. Síť dále byla nastavena pro stejnosměrné napájení a pro napájení 1. a 50. harmonickou, protože jsou zkoumána napájení s vyššími harmonickými a ty jsou charakterizované do 50. harmonické podle normy pro elektromagnetickou kompatibilitu ČSN 61000. Síť se vytváří pouze při režimu vířivých proudů a poté tranzientní analýzy vycházejí ze sítě pro 50. harmonickou.

## 3.2 Tranzientní analýza

Jak z názvu práce plyne, je potřeba aby simulace probíhala v magnetickém poli, které je buzeno proudem, který nemá čistě sinusový průběh, ale je zkreslen vyššími harmonickými. Aby bylo možné tuto skutečnost realizovat, je zapotřebí v softwaru zvolit transientní analýzu.

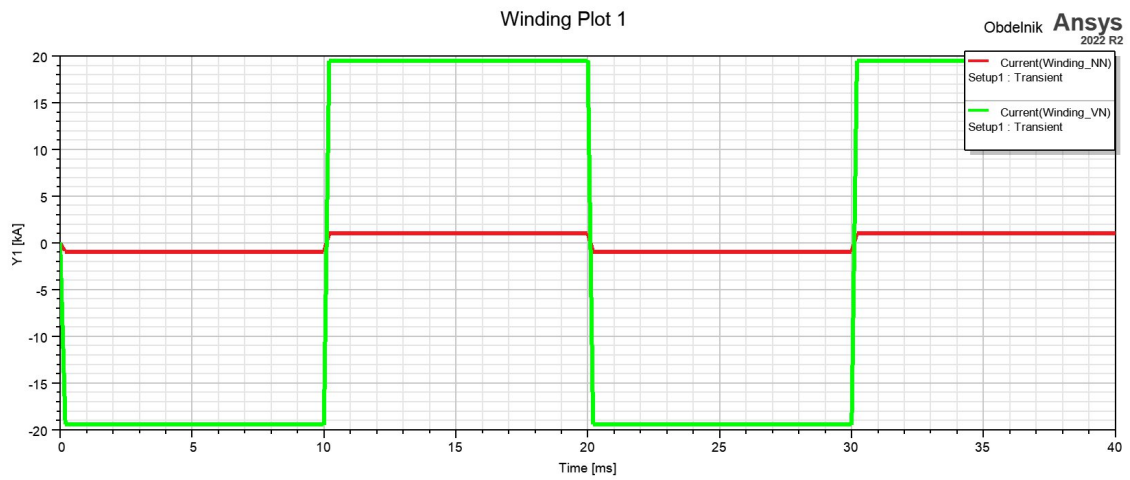
Tranzientní analýza, neboli přechodová analýza se používá ke sledování odezvy systému na změnu vstupních parametrů v časové oblasti. Tato analýza je určena pro výpočet nelineárních systémů, které nelze řešit pomocí modální nebo harmonické analýzy. Při využití této analýzy získáme simulaci chování tělesa při přechodném jevu [12].

Analýza probíhala pro dvě periody proudu a vzorkování bylo nastaveno na 100x za periodu s výjimkou modelu pro napájení střídačem, kdy bylo zapotřebí zvolit vzorkování 1000x za periodu, jelikož rozdíl ztrát oproti harmonickému napájení byly minimální a proto byla potřeba preciznější analýza.

### 3.2.1 Průběhy proudů

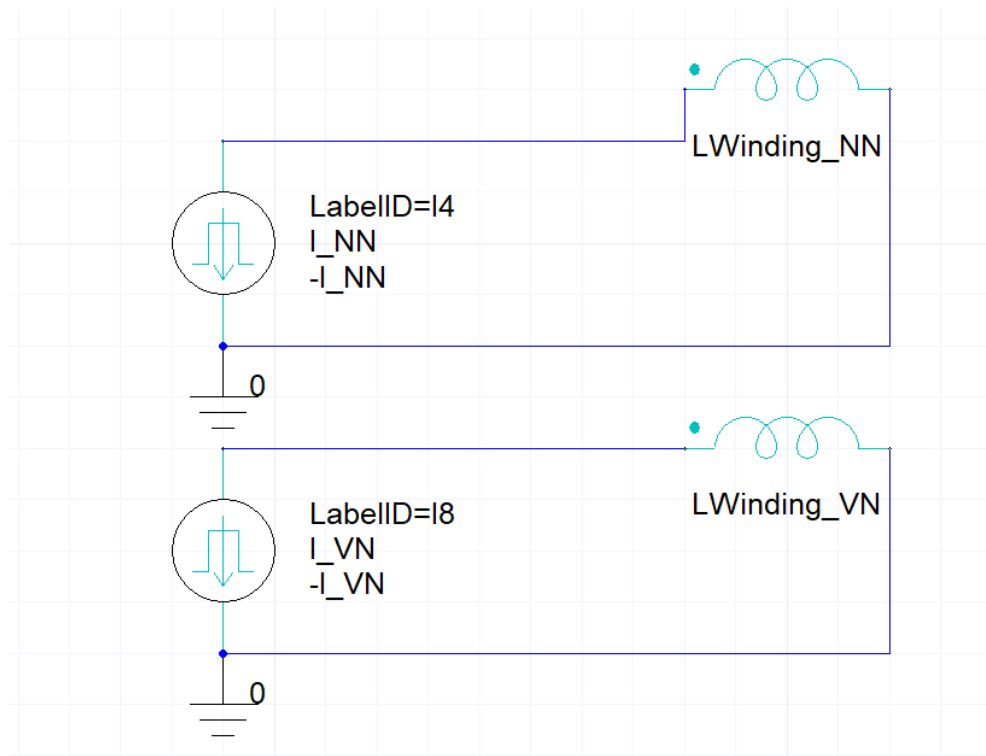
Aby bylo možné porovnávat, jak se velikost ztrát mění, první simulace proběhla při napájení sinusovým proudem v tzv. režimu vířivých proudů (eddy current). Další simulace probíhaly dle zadání už v tranzientním režimu, tedy při napájení proudem s obdélníkovým průběhem, proudem odebíraným šestipulzním usměrňovačem a při napájení proudem ze střídače. Obdélníkový průběh proudu byl vytvořen pomocí externího obvodu.

Na Obr. 3.4 je vidět obdélníkový průběh proudu, který byl použit pro simulace. Náběžná a sestupná hrana má sklon omezený intervalem vzorkování.



Obr. 3.4: Obdélníkový průběh proudu pro výkon 1000 kVA

Průběh byl vytvořen pomocí externího obvodu. Na Obr. 3.5 můžeme vidět dvě cívky, které představují NN a VN vinutí, obě jsou napájené ze zdroje obdélníkového proudu a uzemněny.



Obr. 3.5: Externí obvod

Průběh proudu odebíraný šestipulzním usměrňovačem byl vytvořen pomocí dat z Tab. 3.1, která byla vytvořena simulací v simulinku. Výsledky byly ověřeny podle dat z článku [17] a byly dosazeny do matematického předpisu pro sinusoidu

$$y(t) = A \sin(2\pi ft + \varphi), \quad (3.3)$$

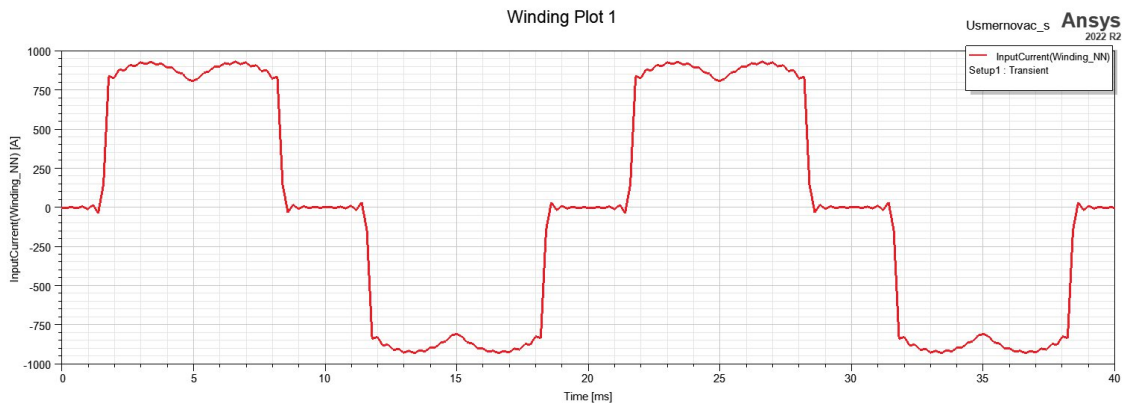
kde  $A$  je amplituda,  $f$  je frekvence [Hz] a  $\varphi$  je fáze [rad].

Tab. 3.1: Tabulka vyšších harmonických pro šestipulsní diodový usměrňovač

Pořadí harmonické	Frekvence [Hz]	Amplituda [%]	Fáze [°]
1	50	100	0,78
3	150	0,01	0,05
5	250	22,65	180,41
7	350	11,27	179,48
9	450	0,01	180,16
11	550	9,05	0,33
13	650	6,42	-0,46
15	750	0,01	0,27
17	850	5,65	180,29
19	950	4,48	179,66
21	1050	0,01	180,38
23	1150	4,10	0,30
25	1250	3,44	-0,19
27	1350	0,01	0,49
29	1450	3,22	180,35
31	1550	2,79	179,98
33	1650	0,01	180,59
35	1750	2,65	0,43
37	1850	2,35	0,15
39	1950	0,01	0,70
41	2050	2,25	180,53
43	2150	2,03	180,31
45	2250	0,01	180,81
47	2350	1,95	0,63
49	2450	1,79	0,46



Výsledný proud z tabulky má následující průběh, viz. Obr. 3.6



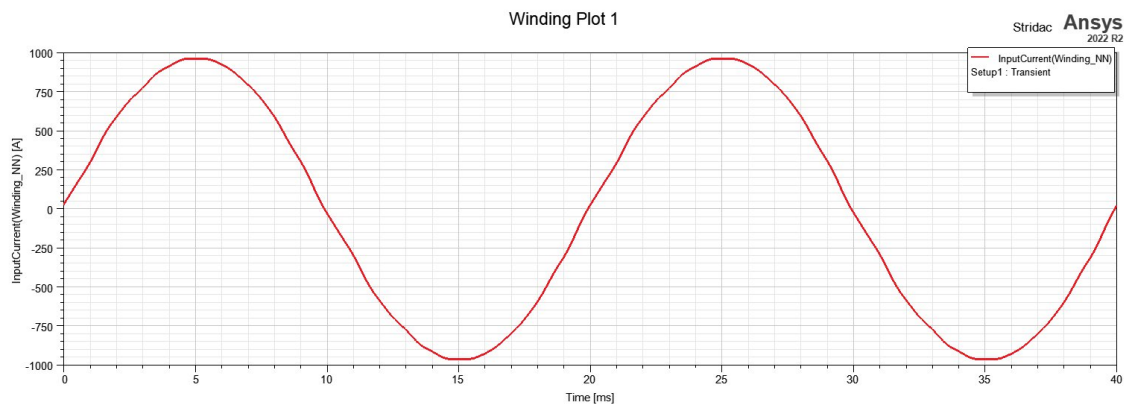
Obr. 3.6: Průběh proudu šestipulsního usměrňovače pro výkon 1000 kVA

Jak lze vidět z tabulky a následně na Obr. 3.6, proud obsahuje výrazné množství řádů vyšších harmonických, hlavně tedy liché řády, což potvrzuje tvrzení v teoretické části práce.

Poslední výpočty probíhaly při napájení střídačem. Jak lze z Tab. 3.2 vypočítat, střídač vytváří výrazně méně řádů vyšších harmonických a i jejich amplituda je menší v porovnání s usměrňovačem, proto je i výsledný proud velmi málo zkreslený, ale stále je mírně deformovaný, oproti čisté sinusovce, viz. Obr. 3.7. Data v Tab. 3.2 byla použita ze zdroje [16].

Tab. 3.2: Tabulka vyšších harmonických pro střídač

Pořadí harmonické	Frekvence [Hz]	Amplituda [%]	Fáze [°]
1	50	100	0
3	150	1,38	47
5	250	0,35	127
7	350	0,54	166
9	450	0,52	135
11	550	0,53	72
13	650	0,37	75
15	750	0,14	107
17	850	0,16	141
19	950	0,16	272
21	1050	0,33	208



Obr. 3.7: Průběh proudu střídače

### 3.2.2 Parametry porovnávaných transformátorů

V této kapitole jsou uvedeny parametry transformátorů. Simulace byly provedeny pro tři různé výkony, a to 100 kVA, 400 kVA a 1000 kVA.

Tab. 3.3: Parametry transformátoru

Výkon	[kVA]	100	400	1000
Primární jmenovité napětí	[V]	420		
Sekundární jmenovité napětí	[V]	15750		
Napětí nakrátko	[%]	4	4	6
Skupina zapojení	[-]	Dyn5		
Jádro – průměr kruhové části	[mm]	110	150	170
Jádro – délka rovné části	[mm]	109	138	144,9
Jádro – kvalita plechů	[-]	H070–23L	H075–23L	H070–23L
Jádro – výška okna	[mm]	445	685	785
Jádro – rozteč sloupků	[mm]	273	340	402
Materiál vinutí	[-]	Al/Al		
Prim. v. – celkový počet závitů	[-]	3818	1978	1396
Prim. v. – průměr drátu	[mm]	1,80	3,80	5,30
Prim. v. – elekt. výška vinutí	[mm]	395,00	635,00	735,00
Prim. v. – vnitřní elekt. průměr	[mm]	191,22	236,37	291,69
Prim. v. – vnější elekt. průměr	[mm]	264,56	331,78	393,21
Sek. v. – počet závitů	[-]	56	29	20,00
Sek. v. – šířka fólie	[mm]	410	650	750
Sek. v. – tloušťka fólie	[mm]	0,4	1,0	2,4
Sek. v. – elekt. výška vinutí	[mm]	410	650	750
Sek. v. – vnitřní el. průměr	[mm]	115	155	175
Sek. v. – vnější el. průměr	[mm]	176,3	221,4	276,7

## 4 Výsledky simulací

Pro přehlednější porovnávání výsledků mezi jednotlivými výkony transformátorů je vhodnější přídavné ztráty popsat pomocí procentuální hodnoty  $P_{\%}$  v poměru k ohmickým ztrátám  $P_{DC}$  dle rovnice:

$$P_{\%} = \frac{P - P_{DC}}{P_{DC}}, \quad (4.1)$$

kde  $P$  jsou ztráty vypočtené s simulacích.

### 4.1 Porovnání ztrát v závislosti na napájení

Nejdříve bude proveden příklad výpočtu ztrát pro model o výkonu 1000 kVA, který je zatížen usměřňovačem.

První krok je sečíst ztráty ze simulací obou pohledů (s jhem a bez jha) a vynásobit je počtem symetrií. U pohledu pod jhem jsou ztráty vynásobeny 4x a u pohledu mimo jho jsou ztráty vynásobeny 2x.

$$\Delta P_{\text{celk}} = (\Delta P_{\text{pj}} \cdot 4) + (\Delta P_{\text{mj}} \cdot 2) = (82,035 \cdot 4) + (436,507 \cdot 2) = 1201,152W, \quad (4.2)$$

kde  $\Delta P_{\text{celk}}$  jsou celkové ztráty,  $\Delta P_{\text{pj}}$  jsou ztráty pohledu pod jhem a  $\Delta P_{\text{mj}}$  jsou ztráty pohledu mimo jho.

Podobně se vypočítají celkové ohmické ztráty. Hodnoty získané ze simulací jsou pro pohled pod jhem  $\Delta P_{\text{SSpj}} = 52,708 \text{ W}$  a  $\Delta P_{\text{SSmj}} = 258,086 \text{ W}$  mimo jho. Opět jsou ztráty vynásobeny symetrií, potom

$$\Delta P_{\text{SScelk}} = \Delta P_{\text{SSpj}} \cdot 4 + \Delta P_{\text{SSmj}} \cdot 2 = 52,708 \cdot 4 + 258,086 \cdot 2 = 727,004W, \quad (4.3)$$

kde  $\Delta P_{\text{DCpj}}$  jsou ztráty modelu pod jhem při napájení SS proudem,  $\Delta P_{\text{SSmj}}$  jsou ztráty modelu mimo jho při napájení SS proudem  $\Delta P_{\text{SScelk}}$  jsou celkové ztráty modelu při napájení SS proudem.

Dále je potřeba přepočítat SS ztráty pomocí vzorce 2.52.  $THD_I$  je v případě usměrňovače 30,71 %.

$$\Delta P_{DC,THD} = \Delta P_{SScelk} \cdot (1 + THD_I^2) = 727,004 \cdot (1 + 0,3071^2) = 795,57W, \quad (4.4)$$

kde  $\Delta P_{DC,THD}$  jsou stejnosměrné ztráty navýšené o velikost podle  $THD_I$ .

Nyní lze spočítat ztráty způsobené vířivými proudy

$$\Delta P_{EC} = \Delta P_{celk} - \Delta P_{SS} = 1201,152 - 795,57 = 405,582W \quad (4.5)$$

kde  $\Delta P_{EC}$  jsou ztráty způsobené vířivými proudy.

Další krok je přepočítání ztrát pomocí vzorce 4.1

$$\Delta P_{\%celk} = \frac{\Delta P_{celk} - \Delta P_{SScelk}}{\Delta P_{SScelk}} \cdot 100 = \frac{1201,152 - 727,004}{727,004} \cdot 100 = 65,219\%, \quad (4.6)$$

kde  $\Delta P_{\%celk}$  [%] jsou přídavné celkové ztráty.

Dále jsou vypočteny přídavné ohmické ztráty dle:

$$\Delta P_{\%ohm} = \frac{\Delta P_{DC,THD} - \Delta P_{SScelk}}{\Delta P_{SScelk}} \cdot 100 = \frac{795,57 - 727,004}{727,004} \cdot 100 = 9,431\%, \quad (4.7)$$

kde  $\Delta P_{\%ohm}$  [%] jsou přídavné ohmické ztráty způsobené vyššími harmonickými.

$$\Delta P_{\%EC} = \frac{\Delta P_{EC}}{\Delta P_{SScelk}} \cdot 100 = \frac{405,582}{727,004} \cdot 100 = 55,788\%, \quad (4.8)$$

kde  $\Delta P_{\%EC}$  [%] jsou přídavné ztráty způsobené vířivými proudy.

Pomocí tohoto postupu jsou vypočteny všechny hodnoty v tabulkách 4.1, 4.2 a 4.3

### 4.1.1 Výsledné ztráty

Tab. 4.1: Ztráty modelu s jhem

Výkon [kVA]	Napájení	Celkové ztráty [W]	$\Delta P_{\% \text{celk-}}$ Přídavné ztráty celk. [%]	$\Delta P_{\% \text{ohm-}}$ Přídavné ztráty ohm. [%]	$\Delta P_{\% \text{EC-}}$ Přídavné ztráty vířiv. proudy [%]
<b>100</b>	Stejnoseměrné	48,740	0	0	0
	Harmonické	49,555	1,672	0	1,672
	Obdélníkové	100,790	106,791	100	6,791
	Usměrňovač	54,427	11,668	9,431	2,237
	Střídač	49,568	1,698	0,032	1,667
<b>400</b>	Stejnoseměrné	129,002	0	0	0
	Harmonické	131,594	2,009	0	2,009
	Obdélníkové	279,184	116,418	100	16,418
	Usměrňovač	147,533	14,364	9,431	4,933
	Střídač	131,630	2,037	0,032	2,006
<b>1000</b>	Stejnoseměrné	210,834	0	0	0
	Harmonické	226,815	7,580	0	7,580
	Obdélníkové	754,978	258,092	100	158,092
	Usměrňovač	328,138	55,639	9,431	46,208
	Střídač	226,996	7,666	0,032	7,634

Jak lze pozorovat v Tab. 4.1 a v Tab. 4.2, tak ztráty u modelů pod jhem dosahuje menších ztrát, než u modelů mimo jho. Ztráty jsou se jhem menší, protože jho přitahuje rozptylový tok, který se tak vertikálně narovná, takže se snižuje jeho radiální složka, která má dominantní podíl na vzniku vířivých proudů, takže ztráty klesnou.

Tab. 4.2: Ztráty modelu mimo jho

Výkon [kVA]	Napájení	Celkové ztráty [W]	$\Delta P_{\% \text{celk}}$ - Přídavné ztráty celk. [%]	$\Delta P_{\% \text{ohm}}$ - Přídavné ztráty ohm. [%]	$\Delta P_{\% \text{EC}}$ - Přídavné ztráty vířiv. proudy [%]
<b>100</b>	Stejnoseměrné	102,303	0	0	0
	Harmonické	107,117	4,705	0	4,705
	Obdélníkové	221,488	116,503	100	16,503
	Usměrňovač	118,638	15,967	9,431	6,536
	Střídač	107,123	4,712	0,032	4,680
<b>400</b>	Stejnoseměrné	276,346	0	0	0
	Harmonické	293,619	6,250	0	6,250
	Obdélníkové	632,453	128,862	100	28,862
	Usměrňovač	331,777	20,059	9,431	10,627
	Střídač	293,867	6,340	0,032	6,308
<b>1000</b>	Stejnoseměrné	516,172	0	0	0
	Harmonické	609,361	18,054	0	18,054
	Obdélníkové	2018,844	291,118	100	191,118
	Usměrňovač	873,014	69,132	9,431	59,701
	Střídač	610,851	18,343	0,032	18,311

Tabulky 4.1 a 4.2 jsou vytvořeny odděleně pro každý pohled na řez transformátorem, viz. Obr.3.1.

Tab. 4.3: Celkové ztráty

Výkon [kVA]	Napájení	Celkové ztráty [W]	$\Delta P_{\% \text{celk-}} -$ Přídavné ztráty celk. [%]	$\Delta P_{\% \text{ohm-}} -$ Přídavné ztráty ohm. [%]	$\Delta P_{\% \text{EC-}} -$ Přídavné ztráty vířiv. proudy [%]
100	Stejnoseměrné	151,043	0	0	0
	Harmonické	156,671	3,727	0	3,727
	Obdélníkové	322,278	113,369	100	13,369
	Usměrňovač	173,065	14,580	9,431	5,149
	Střídač	156,691	3,739	0,032	3,708
400	Stejnoseměrné	405,349	0	0	0
	Harmonické	425,212	4,900	0	4,900
	Obdélníkové	911,637	124,902	100	24,902
	Usměrňovač	479,310	18,246	9,431	8,815
	Střídač	425,497	4,971	0,032	4,939
1000	Stejnoseměrné	727,006	0	0	0
	Harmonické	836,176	15,016	0	15,016
	Obdélníkové	2773,822	281,541	100	181,541
	Usměrňovač	1201,152	65,219	9,431	55,788
	Střídač	837,847	15,246	0,032	15,215

Tab. 4.3 zobrazuje celkové ztráty, tedy přepočtené hodnoty z tabulek 4.1 a 4.2 podle vzorců z kapitoly 4.1 .

Jak lze vidět v Tab. 4.3, tak největší nárůst ztrát je v případě napájení proudem s obdélníkovým průběhem s  $THD_I = 100 \%$ , což po dosazení do vzorce 2.52 odpovídá předchozí teoretické rešerši. Druhé největší navýšení ztrát lze pozorovat při napájení usměrňovačem, který má  $THD_I = 30,71 \%$ . K nejmenšímu navýšení ztrát došlo při napájení střídače, který má velmi malé zkreslení proudu, proto má  $THD_I$  pouhých  $1,78 \%$ . Např. u výkonu 1000 kVA při napájení usměrňovačem lze pozorovat opravdu výrazný nárůst ztrát způsobených vířivými proudy, což je velmi nepříznivý úkaz, který velmi komplikuje návrh transformátoru.



# Závěr

Cílem této práce bylo zpracovat vlivy vyšších harmonických na fóliové vinutí, které je využíváno jako vinutí nízkého napětí ve výkonových transformátorech pro svoje výhody, jako jsou např. rychlost navíjení, velký průřez atd. Jak se ukázalo, tak při velkém zkruslení proudu, které je popsáno pomocí  $THD_I$ , tyto ztráty ve všech vodičích mohou v některých případech dosahovat velmi vysokých hodnot a tím výrazně ovlivňovat životnost některých částí transformátoru. Ztráty také snižují provozní efektivitu transformátoru, jelikož se část energie uvolní do okolí jako teplo a tato energie se již dál nevyužívá. Proto je potřeba tyto ztráty správně predikovat, aby bylo možné dostatečně dimenzovat konstrukční části z hlediska oteplení. Nařízení EU, které předepisuje dovolené ztráty se vztahuje pouze na 1. harmonickou, kterou jsou transformátory zkoušené. Proto při reálném provozu může nastat situace, kdy je zapotřebí aplikovat komplexnější výpočty ztrát a upravit konstrukční řešení transformátoru.

V kapitole 1.3, pojednávající o magnetického obvodu se lze dozvědět, že pro sestavení je nejčastější volba jádro z válcovaných orientovaných plechů, z kterých se jádra vysekávají a skládají. Jejich výhodami jsou např. vyšší dovolené sycení magnetického obvodu oproti neorientovaným plechům. V kapitolách, které popisují vinutí vyplývá, že fóliové vinutí se využívá na straně nižšího napětí, kde je zapotřebí nízkého počtu závitů, ale protéká jím velký proud a je zapotřebí dosáhnout velkého průřezu vodiče. Takto řešené vinutí se používá také pro svoji jednoduchost výroby, ale má i svoje nevýhody, jako je nerovnoměrné tepelné zatížení a vyšší přídavné ztráty.

V kapitole pojednávající o ztrátách ve vinutí je vypsáno, že proudová hustota ve vinutí není rovnoměrně rozložena, což také ovlivňuje velikost ztrát a nároky na konstrukční řešení transformátoru. Dále je možné se dozvědět, že vyššími harmonickými jsou ovlivňovány zejména Jouleovy ztráty, které se zvyšují s kvadrátem  $THD_I$ , a ztráty vířivými proudy, proto je jakékoliv zvýšení  $THD_I$  velmi významné pro nárůst celkových ztrát.

V poslední kapitole jsou popsány výsledky simulací, které jsou vytvořeny pomocí softwaru Ansys Maxwell. Tyto simulace jsou vytvořeny pro výpočet celkových ztrát ve vinutí. První napájení je stejnosměrným proudem, díky kterému jsou zjištěny ohmické ztráty ve vinutí, další napájení je síťovým harmonickým proudem, kde se již začali projevovat vířivé proudy a ztráty jimi způsobené. Dále jsou vytvořeny simulace které jsou již ovlivněny vyššími harmonickými pro zadané designy transformátorů při napájení proudem s obdélníkovým průběhem, či jinými průběhy běžnými při zapojení střídačů a usměrňovačů. Jak lze pozorovat, tak nejvyšší ohmické ztráty a ztráty způsobené vířivými proudy jsou u obdélníkového průběhu proudu, který

představuje největší zkreslení proudu a tedy  $THD_I$  má 100 %. Další napájení při kterém vznikali největší ztráty je napájení usměrňovače, který dle FFT analýzy má  $THD_I = 30,71$  %. Nejmenší ztráty vznikaly při zatížení transformátoru střídačem, jelikož průběh proudu má velmi podobný průběh jako harmonický proud. Tomu také odpovídá velmi nízké  $THD_I$ , které se pohybuje kolem hodnoty 1,78 % dle zatížení. Dále lze pozorovat další zajímavý jev, a to že ztráty při modelu s vinutím pod jhem jsou výrazně menší, než tomu je při modelu mimo jho pro každý zkoumaný průběh proudu.

# Literatura

- [1] LI, Yongjian; YAN, Xinxiao; WANG, Chunguang; YANG, Qingxin a ZHANG, Changgeng. Eddy Current Loss Effect in Foil Winding of Transformer Based on Magneto-Fluid-Thermal Simulation. Online. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019, roč. 55, č. 7, s. 1-5. ISSN 0018-9464. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2897503>. [cit. 2023-10-09].
- [2] DRÁPELA, Jiří. *Důsledky harmonických #4*. Online. In: ProfiElektrika. 1998. Dostupné z: <https://elektrika.cz/data/clanky/dusledky-harmonickych-4/view>. [cit. 2023-10-09].
- [3] ELPRO-ENERGO TRANSFORMERS S.R.O. *NN — cívka*. Online. Czechtrafo. C2023. Dostupné z: <https://www.czechtrafo.cz/olejove-transformatory/nn-civka/>. [cit. 2023-11-22].
- [4] POWER-ENERGO S.R.O. *Vinutí nízkého a vysokého napětí*. Online. Power-energo. C2023. Dostupné z: <https://www.power-energo.cz/produkty/transformatory/olejove/vinuti-nizkeho-a-vysokeho-napeti-i45.html>. [cit. 2023-11-22].
- [5] ELPRO-ENERGO TRANSFORMERS S.R.O. *VN — cívka*. Online. Czechtrafo. C2023. Dostupné z: <https://www.czechtrafo.cz/olejove-transformatory/vn-civka/>. [cit. 2023-11-22].
- [6] KOČMAN, Stanislav. *ZDROJE A ŠÍŘENÍ HARMONICKÝCH*. Online. Vsb. 2018. Dostupné z: [https://fei1.vsb.cz/kat420/vyuka/FEI/EMC/sylaby/5\\_Zdroje\\_a\\_sireni\\_harmonickych.pdf](https://fei1.vsb.cz/kat420/vyuka/FEI/EMC/sylaby/5_Zdroje_a_sireni_harmonickych.pdf). [cit. 2023-11-24].
- [7] KRÁLOVÁ, Magda. *Vířivé (Foucaultovy) proudy*. Online. Techmania. C2007. Dostupné z: <https://edu.techmania.cz/cs/encyklopedie/fyzika/elektromagneticka-indukce/virive-foucaultovy-proudy>. [cit. 2023-11-29].
- [8] MRAJCA, Miroslav. *Návrh olejového distribučního transformátoru*. Diplomová práce, vedoucí doc. Ing. Čestmír Ondrušek, CSc. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2021. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/133160>.
- [9] ŠKANDERA, Zbyněk. *Návrh důlního transformátoru 1400 kVA v nevýbušném závěru*. Diplomová práce, vedoucí Ing. Karel Buhr, CSc. Praha: České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektroenergetiky,

2015. Dostupné také z: [https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/61764/F3-DP-2015-Skandera-Zbynek-Navrh\\_dulniho\\_transformatoru\\_1400kVA\\_v\\_nevybusnem\\_zaveru.pdf?sequence=1&isAllowed=y](https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/61764/F3-DP-2015-Skandera-Zbynek-Navrh_dulniho_transformatoru_1400kVA_v_nevybusnem_zaveru.pdf?sequence=1&isAllowed=y).
- [10] TUROWSKI, Janusz. *Additional losses in foil - and bar - wound transformers*. Lódž: Technical University of Lódž, 1975.
- [11] RYPAR, Jakub. *Vyšší harmonické v trakčních napájecích soustavách*. Diplomová práce, vedoucí prof. Josef Tlustý Ing., CSc. Praha: České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektroenergetiky, 2016. Dostupné také z: <https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/65285/F3-DP-2016-Rypar-Jakub-Vyssi%20harmonicke%20v%20trakcnich%20napajecich%20soustavach.pdf?sequence=1&isAllowed=y>.
- [12] KLAŠKA, Petr. *Implementace nových metod řešení úloh dynamiky v programovém systému ANSYS*. Diplomová práce, vedoucí prof. Ing. Eduard Malenovský, DrSc. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojíního inženýrství, 2008. Dostupné také z: [https://www.vut.cz/www\\_base/zav\\_prace\\_soubor\\_verejne.php?file\\_id=7348](https://www.vut.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=7348).
- [13] TOFOLI, Fernando L.; MORAIS, Aniel S.; GALLO, Carlos A.; SANHUEZA, Sérgio M. R. a DE OLIVEIRA, Aloísio. *Analysis of Losses in Cables and Transformers Under Power Quality Related Issues*. Online. Uberlândia, MG, Brasil: Federal University of Uberlândia, 2004. Dostupné z: [https://www.academia.edu/7284230/Analysis\\_of\\_losses\\_in\\_cables\\_and\\_transformers\\_under\\_power\\_quality\\_related\\_issues](https://www.academia.edu/7284230/Analysis_of_losses_in_cables_and_transformers_under_power_quality_related_issues). [cit. 2024-01-14].
- [14] NOVOTNÝ, Jakub. *Vliv nesinusového primárního napětí na trojfázový můstkový usměrňovač*. Online, Diplomová práce, vedoucí doc. Ing. Karel Hlava, CSc. Pardubice: UNIVERZITA PARDUBICE, DOPRAVNÍ FAKULTA JANA PERNERA, 2010. Dostupné také z: [https://dk.upce.cz/bitstream/handle/10195/36870/NovotnyJ\\_VlivNesinusoveho\\_KH\\_2010.pdf?sequence=1](https://dk.upce.cz/bitstream/handle/10195/36870/NovotnyJ_VlivNesinusoveho_KH_2010.pdf?sequence=1).
- [15] *Transformátory (teorie 1.)*. Online. ProfiElektrika. 2001. Dostupné z: <https://elektrika.cz/data/clanky/cotav010608>. [cit. 2024-01-15].
- [16] NIITSOO, Jaan; JARKOVOI, Marek; TAKLAJA, Paul; KLÜSS, Joni a PALU, Ivo. Power Quality Issues Concerning Photovoltaic Generation in Distribution Grids. Online. *Smart Grid and Renewable Energy*. 2015, roč. 2015, č. 6, article 6, s. 148-163. Dostupné z: <https://doi.org/10.4236/sgre.2015.66014>. [cit. 2024-05-21].

- [17] SEKAR, T. Chandra a RABI, B. Justus. A review and study of harmonic mitigation techniques. Online. *2012 International Conference on Emerging Trends in Electrical Engineering and Energy Management (ICETEEEM)*. 2012, roč. 2013, s. 93-97. ISBN 978-1-4673-4633-7. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/ICETEEEM.2012.6494450>. [cit. 2024-05-25].
- [18] MRAJCA, Miroslav. *Analýza přídatných ztrát ve vinutých distribučních olejových trans- formátorů*. Disertační práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2024.

## Seznam symbolů a zkratek

ČSN	česká statní norma
VN	vysoké napětí
NN	nízké napětí
SS	stejnoseměrné
THD	celkové harmonické zkreslení
SW	software
$u_i$	indukované napětí
$\Psi$	spřažený magnetický tok
$\phi$	magnetický tok
$t$	čas
$N$	počet závitů
$U$	napětí
$I$	proud
$\Delta P_k$	ztráty nakrátko
$\Delta P_0$	ztráty naprázdno
$\Delta P_{\%}$	přídavné ztráty
$\Delta P_{DC}$	ohmické ztráty
$\Delta P_{celk}$	celkové ztráty
$\Delta P_{pj}$	ztráty pod jhem
$\Delta P_{mj}$	ztráty mimo jho
$\Delta P_{SSpj}$	ztráty při napájení stejnosměrným proudem, pod jhem
$\Delta P_{SSmj}$	ztráty při napájení stejnosměrným proudem, mimo jho
$\Delta P_{SScelk}$	celkové ztráty při napájení stejnosměrným proudem
$\Delta P_{DC,THD}$	celkové stejnosměrné ztráty navýšené dle $THD_I$
$\Delta P_{EC}$	ztráty způsobené vířivými proudy
$\Delta P_{\%celk}$	celkové přídavné ztráty
$\Delta P_{\%ohm}$	ohmické přídavné ztráty
$\Delta P_{\%EC}$	přídavné ztráty způsobené vířivými proudy
$R$	rezistivita

$f$	frekvence
$B$	magnetická indukce
$m$	hmotnost
$\gamma$	hustota materiálu
$\rho$	měrný odpor
$\sigma$	činitel tvaru
$H$	intenzita magnetického pole
$K_R$	Rogowského koeficient
$h$	výška vinutí
$a$	šířka vinutí
$\delta$	mezera mezi primárním a sekundárním vinutím
$M$	koeficient
$E$	intenzita elektrického pole
$\alpha$	prostorová konstanta
$\mu$	permeabilita
$\omega$	uhová rychlost
$k$	obrácená hodnota hloubky vniku
$L$	výška vinutí
$J$	proudová hustota
$l$	délka
$T$	délka jedné periody
$A$	Fourierův koeficient
$B$	Fourierův koeficient
$C$	amplitudové spektrum
$\varphi$	fázový úhel
$V$	počet vzorků
$X_k$	posloupnost vzorků
$g$	obsah základní harmonické proudu
$k$	obsah vyšších harmonických proudů
$k_{U/I}$	koeficient zkreslení napětí nebo proudu
$P$	činný výkon

$S$	zdánlivý výkon
$Q$	jalový výkon
$D$	deformační výkon
$\lambda$	opravdový účinník
$n$	pořadí harmonické složky