



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce

Návrh distribučního transformátoru s amorfním magnetickým obvodem

Design of the Power Transformer with Amorphous Magnetic Circuit

bakalářská práce

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Studijní obor: Silnoproudá elektrotechnika

Vedoucí práce: Ing. Karel Buhr, CSc.

Jan Štěpánek

Praha 2015

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra elektrických pohonů a trakce

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: Jan Štěpánek

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Obor: Aplikovaná elektrotechnika

Název tématu: **Návrh distribučního transformátoru s amorfním magnetickým obvodem**

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s technologií výroby a vlastnostmi moderních magnetických obvodů.
2. Provedte elektromagnetický návrh transformátoru 250kVA, 22 / 0,4 kV.
3. Navrhněte ve zvoleném CAD prostředí 3D model
3. Provedte simulace funkce stroje v SW prostředí Maxwell 3D.
4. Analyzujte vypočtená data.

Seznam odborné literatury:

- [1] Nosek K., Hapl J., Stavba transformátorů, ČVUT v Praze, 1971
- [2] Jarošek J., Návrh ekonomického transformátoru, Sborník BEZ, 1967
- [3] Manuály ANSYS Academic Research EM, Maxwell 3D

Vedoucí: Ing. Karel Buhr, CSc.

Platnost zadání: do konce letního semestru 2015/2016


prof. Ing. Jiří Lettl, CSc.
vedoucí katedry




prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 1. 10. 2014

Anotace

Tato bakalářská práce je zaměřena na seznámení s moderními typy řešení magnetického obvodu distribučního transformátoru a vinutí, se zaměřením na rozdíl mezi klasickým křemíkovým a amorfním materiálem. Dále v práci navrhuji, modeluji a simuluji magnetický obvod distribučního transformátoru, který je tvořen z různých materiálů.

Klíčová slova

Distribuční transformátor, orientovaná křemíková elektrotechnická ocel, amorfni fólie, step-lap, Steinmetzův vztah, AutoCAD, Maxwell 3D

Annotation

This bachelor thesis is focused on familiarization with modern type solution of magnetic circuit of distribution transformer and winding, with focus on the difference between classic silicon and amorphous material. Furthermore, I propose a draft, modeling and simulation of a magnetic circuit of distribution transformer, composed of various materials.

Key words

Distribution transformer, grain oriented electrical steel, amorphous foil, step-lap, Steimentz's equation, AutoCAD, Maxwell 3D

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 10. 5. 2015

.....
Jméno a příjmení bakaláře

Poděkování

Rád bych tímto poděkoval Ing. Karlu Buhrovi, CSc. za cenné připomínky a rady při vypracování bakalářské práce.

Obsah

1	Úvod.....	1
2	Vývoj plechů pro transformátory	2
2.1	Výroba křemíkových plechů	4
2.2	Výroba amorfních plechů	5
2.3	Moderní technologie výroby jádra transformátoru.....	6
2.3.1	Step-lap technologie.....	7
2.3.2	Unicore	9
2.3.3	Amorfni vinuté jádro	12
2.4	Vinutí.....	14
2.4.1	Vinutí nižšího napětí	15
2.4.2	Vinutí vyššího napětí.....	15
2.5	Ztráty v transformátoru.....	16
2.5.1	Ztráty nakrátko	16
2.5.2	Ztráty naprázdno – Steinmetzův vztah.....	17
2.6	Normy	20
3	Elektromagnetický návrh	23
4	Návrh 3D modelu	29
5	Simulace funkce stroje v SW prostředí Maxwell 3D.....	34
5.1	Výpočty parametrů	36
5.1.1	Unisil-H M100-23P	36
5.1.2	M-3 GOES.....	39
5.1.3	Metglas 2605SA1	42
5.1.4	Porovnání	46
5.2	Úprava charakteristik.....	47
5.3	Coprisid M-6 GOES	49
5.4	Dokončení návrhu.....	50
6	Analýza vypočtených dat	51
6.1	Simulace pro Unisil-H M100-23P	51
6.2	Druhý výpočet	52
6.3	Coprosid M-3 GOES	52
7	Závěr	54
8	Seznam literatury a informačních zdrojů	55
9	Příloha	57

Seznam obrázků

Obrázek 2.1: Vývoj ztrát a hluku transformátorů o výkonu 200 MVA/220 kV v průběhu 20. století [1].	3
Obrázek 2.2: Historická tabulka materiálů, z nichž se skládal magnetický obvod transformátoru [1].	4
Obrázek 2.3: Popis výroby za studena válcované elektrické oceli [3].	5
Obrázek 2.4: Výroba amorfní oceli [4].	6
Obrázek 2.5: Skládání plechů a) přeplátováním, b) natupo [6].	7
Obrázek 2.6: Magnetický tok uvnitř přeplátovaného jádra [8].	8
Obrázek 2.7: Magnetický tok uvnitř step-lap jádra [8].	9
Obrázek 2.8: Skládání plechů step-lap jádra [8].	9
Obrázek 2.9: Provedení DUO jader [9].	10
Obrázek 2.10: Skládání unicore jádra [10].	10
Obrázek 2.11: Znázornění magnetického toku v klasickém C jádru [11].	11
Obrázek 2.12: Znázornění magnetického toku v unicore jádru [11].	12
Obrázek 2.13: Popis NSL a CSL struktur amorfního jádra [12].	13
Obrázek 2.14: Ztrátové křivky NSL a CSL amorfních jader [12].	14
Obrázek 2.15: Průřez plášt'ovými vinutími transformátoru [14].	15
Obrázek 2.16: Orientace magnetických domén uvnitř feromagnetického materiálu [16].	17
Obrázek 2.17: Průběhy ztrátových charakteristik experimentálně zjištěných a vypočítaných pomocí jednotlivých modifikací Steinmetzova vztahu [17].	19
Obrázek 2.18: Průběhy ztrátových charakteristik experimentálně zjištěných a vypočítaných pomocí finální modifikace Steinmetzova vztahu [17].	20
Obrázek 3.1: Průřez sloupkem a vinutím transformátoru	25
Obrázek 4.1: Rozměry amorfního magnetického obvodu dle Catech [20].	29
Obrázek 4.2: Model magnetického obvodu	30
Obrázek 4.3: Model magnetického obvodu a vinutí nízkého napětí	31
Obrázek 4.4: Model magnetického obvodu a vinutí	32
Obrázek 4.5: Model magnetického z bočního pohledu	33
Obrázek 4.6: Model magnetického obvodu a vinutí	33
Obrázek 5.1: Model magnetického obvodu v Maxwell 3D	34
Obrázek 5.2: Magnetizační charakteristika Unisil-H M100-23P	36
Obrázek 5.3: Knihovna materiálů v Maxwell 3D	37
Obrázek 5.4: Vlastnosti materiálu Unisil-H M100-23P	38
Obrázek 5.5: Magnetizační charakteristika Unisil-H M100-23P	38
Obrázek 5.6: Ztrátová charakteristika Unisil-H M100-23P	39
Obrázek 5.7: Magnetizační charakteristika M-3 GOES	40
Obrázek 5.8: Vlastnosti materiálu M-3 GOES	41
Obrázek 5.9: Magnetizační charakteristika M-3 GOES	42
Obrázek 5.10: Ztrátová charakteristika M-3 GOES	42
Obrázek 5.11: Magnetizační charakteristika 2605SA1	43
Obrázek 5.12: Vlastnosti materiálu 2605SA1	44
Obrázek 5.13: Magnetizační charakteristika 2605SA1	45
Obrázek 5.14: Ztrátová charakteristika 2605SA1	45
Obrázek 5.15: Ztrátové charakteristiky materiálů	46
Obrázek 5.16: Magnetizační charakteristiky všech materiálů	47
Obrázek 5.17: Modifikované magnetizační charakteristiky Si materiálů	48
Obrázek 5.18: Modifikované magnetizační křivky všech materiálů	48

Obrázek 5.19: Vlastnosti materiálu Coprosid M-6 GOES	49
Obrázek 9.1: Unisil-H M100-23P polarizační křivka [21]	57
Obrázek 9.2: Unisil-H M100-23P ztrátová charakteristika [21]	58
Obrázek 9.3: M-3 GOES magnetizační charakteristika [22]	59
Obrázek 9.4: M-3 GOES ztrátová charakteristika [22].....	60
Obrázek 9.5: 2605SA1 ztrátová charakteristika [23]	61
Obrázek 9.6: 2605SA1 magnetizační charakteristika [23].....	62
Obrázek 9.7: Průběhy napětí Unisil-H u první simulace	66
Obrázek 9.8: Průběhy proudu všech fází Unisil-H u první simulace.....	67
Obrázek 9.9: Průběhy napětí a proudu fáze 1 Unisil-H u první simulace.....	68
Obrázek 9.10: Průběhy napětí a proudu fáze 2 Unisil-H u první simulace.....	69
Obrázek 9.11: Průběhy napětí a proudu fáze 3 Unisil-H u první simulace.....	70
Obrázek 9.12: Průběh ztrát v železe Unisil-H u první simulace	71
Obrázek 9.13: Pohled na průřez transformátoru ze shora (osa y) se zobrazením magnetické indukce.....	72
Obrázek 9.14: Pohled na transformátor z boku (osa z) se zobrazením magnetické indukce...	73
Obrázek 9.15: Pohled na 3D zobrazení transformátoru se zobrazením magnetické indukce ..	74
Obrázek 9.16: Průběhy proudu všech fází Coprosid M6-GOES	75
Obrázek 9.17: Průběhy proudu fáze 1 Coprosid M-6 GOES	76
Obrázek 9.18: Průběhy napětí a proudu fáze 1 Coprosid M-6 GOES	77
Obrázek 9.19: Průběh ztrát naprázdno Coprosid M6-GOES	78

Seznam tabulek

Tabulka 2.1: Ztráty nakrátko P_k a hladiny pro distribuční transformátory s nominálním napětím $U_n \leq 24 \text{ kV}$ podle ČSN EN 50464-1 [18].....	21
Tabulka 2.2: Ztráty naprázdno P_0 a hladiny hluku L_{wa} pro distribuční transformátory s nominálním napětím $U_n \leq 24 \text{ kV}$ podle ČSN EN 50464-1 [18]	22
Tabulka 3.1: Základní parametry transformátoru	23
Tabulka 3.2: Parametry magnetického obvodu.....	24
Tabulka 3.3: Volba počtu závitů	24
Tabulka 3.4: Parametry vinutí.....	26
Tabulka 3.5: Výpočty parametrů transformátoru.....	28
Tabulka 4.1: Rozměry amorfního magnetického obvodu dle Catech [20]	29
Tabulka 5.1: Ztrátové parametry všech materiálů.....	46
Tabulka 5.2: Ztrátové parametry všech materiálů.....	50
Tabulka 9.1: Hodnoty magnetizační a ztrátové charakteristiky Unisil-H M100-23P.....	63
Tabulka 9.2: Hodnoty magnetizační a ztrátové charakteristiky M-3 GOES.....	64
Tabulka 9.3: Hodnoty magnetizační a ztrátové charakteristiky Metglas 2605SA1	65

Seznam použitých symbolů

a	[-]	konstanta pro lineární změnu exponentu B
b	[-]	konstanta pro lineární změnu exponentu B
B	[T]	magnetická indukce
c	[-]	konstanta měnící se s frekvencí pro výpočet Steimetzova vztahu
f	[Hz]	frekvence
h_{vin}	[mm]	výška vinutí
h_{vin1}	[mm]	výška vstupního vinutí
I_f	[A]	fázový proud
I_s	[A]	sdružený proud
I	[A]	efektivní hodnota proudu
J	[A·mm ⁻²]	proudová hustota
k	[-]	konstanta pro výpočet ztrát vinutí
k_d	[W·kg ⁻¹]	koeficient dodatečných ztrát pro Steimnetzův vztah
k_{dk}	[-]	konstanta dodatečných ztrát nakrátko
k_{d0}	[-]	konstanta dodatečných ztrát naprázdno
k_{Fe}	[-]	konstanta pro výpočet aktivního průřezu jádra
k_h	[W·kg ⁻¹]	koeficient hysterezních ztrát pro Steimnetzův vztah
k_v	[W·kg ⁻¹]	koeficient ztrát vířivými proudy pro Steimnetzův vztah
$k_{zakrytí}$	[-]	konstanta zakrytí
l_σ	[mm]	výška jádra, kde se uzavírá rozptylový magnetický tok
l_c	[mm]	šířka jádra
l_D	[mm]	stah jádra
L_σ	[H]	rozptylová reaktance
m_{Fe}	[kg]	hmotnost magnetického obvodu
m_{vin}	[kg]	hmotnost vinutí
n	[-]	proudový poměr
N	[záv.]	počet závitů
$O_{s vod}$	[mm]	střední obvod vodiče
P	[W]	činný výkon
P_p	[W]	příkon
P_n	[W]	jmenovitý výkon
p_{Fe}	[W·kg ⁻¹]	ztráty v železe
$p_{Fe1,3}$	[W·kg ⁻¹]	měrný ztrátový výkon při indukci 1,3 T
p_h	[W·kg ⁻¹]	hysterezní ztráty
p_v	[W·kg ⁻¹]	ztráty vířivými proudy
p_d	[W·kg ⁻¹]	dodatečné ztráty
R	[Ω]	odpor
R_k	[Ω]	odpor vstupního a výstupního vinutí
R_m	[H ⁻¹]	magnetický odpor
R_1	[Ω]	odpor vstupního vinutí
R_2'	[Ω]	odpor výstupního vinutí
S_a	[mm ²]	potřebný průřez vodiče
S_{chl}	[mm ²]	chladičí povrch cívky

S_{Fe}	[mm ²]	aktivní průřez jádra
S_n	[VA]	typový výkon
S_{vod}	[mm ²]	průřez vodiče
S_σ	[mm ²]	plocha mezikruží, kde se uzavírá magnetický tok
t	[s]	čas
U_f	[V]	fázové napětí
U_1	[V]	napětí první fáze
U_2	[V]	napětí druhé fáze
U_3	[V]	napětí třetí fáze
U_{ef}	[V]	efektivní napětí
U_m	[V]	vrcholová hodnota napětí
U_s	[V]	sdružené napětí
Z_n	[Ω]	jmenovitá impedance
α	[-]	činitel přestupu
γ_{Cu}	[kg·m ⁻³]	hustota mědi
γ_{Fe}	[kg·m ⁻³]	hustota železa
δ_{vin}	[K]	oteplení vinutí
$\delta_{okolí}$	[K]	oteplení okolí
ΔP_0	[W]	ztráty naprázdno
ΔP_k	[W]	ztráty nakrátko
ΔP_v	[W]	ztráty vinutí
ΔP_{v1}	[W]	ztráty vstupního vinutí
ΔP_{v2}	[W]	ztráty vstupního vinutí
$\Delta \delta$	[K]	oteplení
η	[%]	účinnost
μ_0	[H·m ⁻¹]	permeabilita vakua
ρ	[S]	vodivost
Φ	[Wb]	magnetický indukční tok
ω	[rad·s ⁻¹]	úhlová rychlost

1 Úvod

Transformátory, jako zdroje přeměny parametrů elektrické energie, známe již od počátku 20. století. Od té doby procházejí neustálým vývojem a tak dnešní moderní transformátory s těmi dřívějšími mají společně maximálně fyzikální zákony, které na ně působí.

Hnacím mechanismem vývoje transformátorů je především ekonomičnost provozu. Transformátor je nezbytnou součástí, jak při výrobě elektrické energie, tak při její distribuci, z čehož vyplývá, že každý technologický pokrok, který zapříčiní snížení ztrát při přeměně elektrické energie, může znamenat značné úspory. Tyto technologické pokroky mohou spočívat jak v inovaci konstrukce, jako je například moderní typ magnetického obvodu unicore, tak i v nacházení nových materiálů, ze kterých je transformátor tvořen, jako je amorfni magnetické jádro, jež bude jedním z hlavních témat mé práce. Dalším aspektem pohánějícím vývoj transformátorů je v dnešní době i ekologičnost provozu, především snížení hluku.

V této práci budu postupně dávat dohromady základní postup, který je možno použít při návrhu transformátoru, a také se budu v první části zabývat rozdíly ve vývoji technologie, jež je nutné znát pro konečné porovnání a pochopení možného rozdílu účinností transformátorů. Ten ovšem nemusí znamenat okamžité uplatnění zdánlivě účinnějšího transformátoru, jelikož je potřeba také vzít v potaz ekonomičnost jeho užití.

2 Vývoj plechů pro transformátory

Po zvolení účelu transformátoru, v mém případě pro distribuci elektrické energie, je nezbytné zvolit materiál, ze kterého bude složen jeho magnetický obvod.

Materiály pro výrobu plechů, izolací a vinutí transformátoru prošly od konce 19. století, kdy byl vynalezen první transformátor, značným vývojem [1]. Základní tvar transformátoru se oproti tomu od počátku vývoje příliš nezměnil, jelikož stále závisí na jednom a tom samém principu – na zákonu indukce. Díky tomuto vývoji se neustále zvyšuje výkon transformátorů a klesají ztráty. Na přelomu 20. století měly první transformátory jádro vytvořené ze železa stočeného do smyčky, které i přes velmi velké ztráty splňovalo účel prvotního transformátoru. O necelých 20 let později se začaly vyrábět první za tepla válcované plechy pro transformátor ze slitiny železa a křemíku. To byl první průlom ve struktuře transformátorů. Tento princip struktury se používá dodnes.

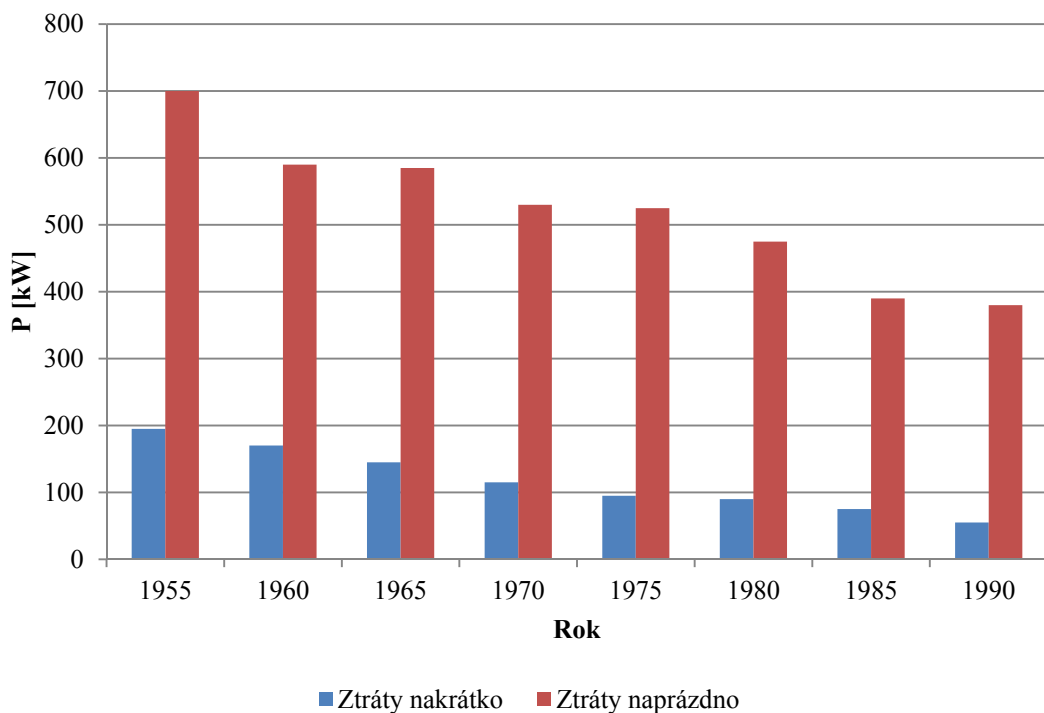
Zatím největší průlom při zdokonalování materiálu transformátoru nastal v polovině 20. století, kdy byl objeven nový způsob výroby plechů ze slitiny železa a křemíku, který spočíval ve válcování plechu za studena v určité orientaci. Křemík přidaný do oceli způsobí zvýšení elektrického odporu oceli a v důsledku zvýšení rezistivity oceli jsou potlačeny ztráty vířivými proudy. Největší rezistivitu má ocel s příměsí 11 % křemíku; ocel s touto příměsí je ovšem příliš tvrdá a křehká a pro výrobu nepoužitelná, proto se nejčastěji používá slitina s 0,3–4,6 % křemíku. Orientovaná za studena válcovaná slitina se vyrábí za účelem dosažení snadné magnetizace materiálu ve směru, který je shodný se směrem válcování.

Za studena válcované křemíkové plechy se používají od poloviny minulého století až dodnes. Došlo ovšem k pokroku v technologiích pro jejich výrobu, jako je například vyhlazení povrchu nebo snižování tloušťky jádra, díky kterým se neustále snižují jejich ztráty. V dnešní době je kladen důraz nejen na snižování ztrát, ale i na odstranění druhotných jevů jako je hlučnost. Ta je snižována zvyšováním poměru křemíku v oceli, nicméně při 4 % Si se ocel stává opět nebezpečně křehkou.

Nejnovějším materiálem pro výrobu jádra transformátoru jsou amorfní slitiny na bázi Fe-Si-B. Tyto materiály vykazují až osminásobnou úsporu elektrické energie oproti klasickým jádrům z Fe-Si, ale i přes značně lepší vlastnosti tyto slitiny dodnes

nenahradily klasické transformátorové plechy, jelikož jejich výroba je velmi nákladná a není jisté, zda se vrátí vyšší počáteční náklady vložené pro pořízení transformátoru z amorfních plechů.

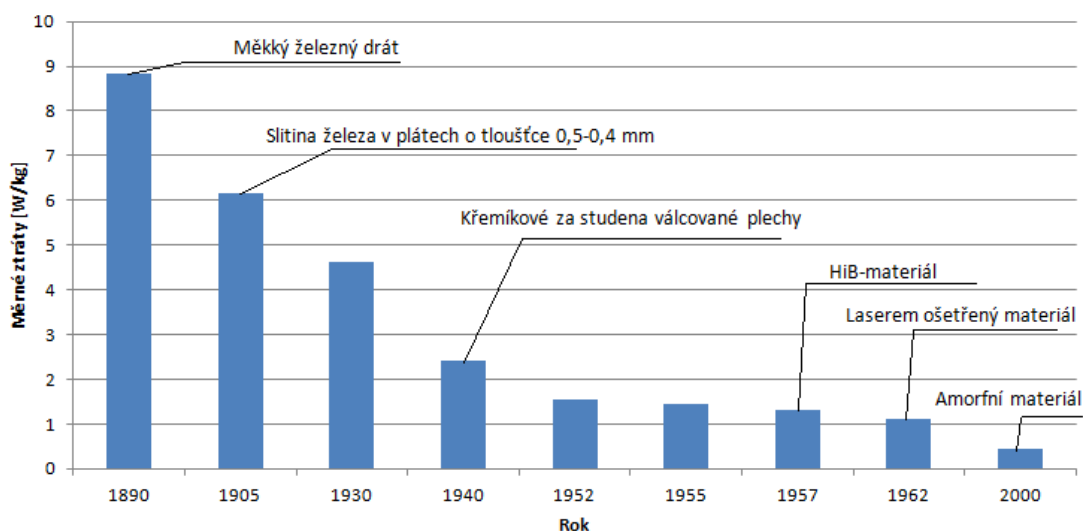
Na obrázku 2.1 je znázorněn vývoj ztrát naprázdno a ztrát nakrátko v průběhu 20. století v případě transformátorů o výkonu 200 MVA/220 kV. Je patrné, že v druhé polovině minulého století se ztráty naprázdno snížily o víc jak třetinu a ztráty nakrátko o více než polovinu.



Obrázek 2.1: Vývoj ztrát a hluku transformátorů o výkonu 200 MVA/220 kV v průběhu 20. století [1].

Na obrázku 2.2 je pak vidět vývoj měrných ztrát v transformátorech od jejich vynalezení na konci 19. století při magnetické indukci 1,5 T. Je patrné, že amorfní materiál, který se používá v současné době, vedl k velkému snížení ztrát oproti použití za studena válcovaných plechů.

Jelikož účelem mého návrhu transformátoru je co možná nejlepší výkon, amorfní materiál a za studena válcované plechy jsou optimální volbou.



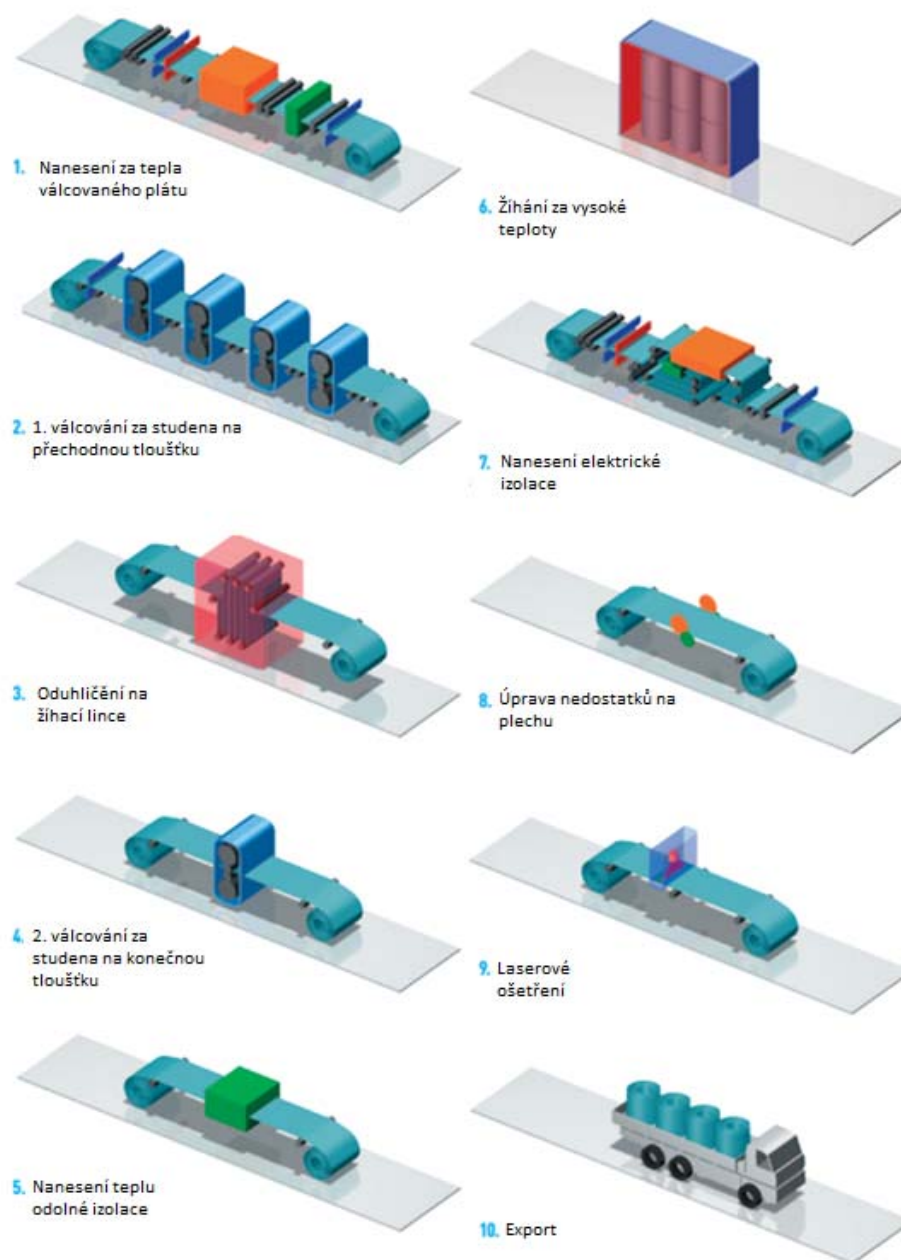
Obrázek 2.2: Historická tabulka materiálů, z nichž se skládá magnetický obvod transformátoru [1].

2.1 Výroba křemíkových plechů

Proces výroby za studena válcovaných plechů pro transformátory je složitý a u každé firmy jiný. Konkrétní případ, který jsem vybral pro ukázkou, je od ruské firmy Novolipetsk steel. Podstata válcování je ale u všech firem podobná; jedná se o technologii objemového tváření – válcování.

V první části procesu jsou ocelové ingoty prohřívány v hlubinných pecích na teplotu kolem 1100 °C [2]. Následně se válcují za tepla na předvalky a poté na konečný výrobek: vývalky. Válcování je proces, ve kterém je tvářený materiál deformován mezi otáčejícími se pracovními válci, mezi kterými je mezera menší než vstupní rozměr materiálu, za podmínek převažujícího všestranného tlaku. Válcovaný materiál se mezi válci deformuje, jeho výška se snižuje, materiál se prodlužuje a současně rozšiřuje.

V další části je plech poprvé válcován za studena mezi čtyřmi válci a následovně podroben oduhličení na žíhací lince, po které následuje druhé vyvácování na požadovanou velikost [3]. Poté je na něj nanášena teplu odolná vrstva tvořená MgO. Po nanášení této vrstvy je plech vystaven žíhání za vysokých teplot ve vodíkovém prostředí a dojde k odstranění přebytečné MgO vrstvy. Nakonec je na plech nanášena elektrická izolace, odstraní se otřepy na okrajích a je nařezán na požadovanou velikost. Celý proces je zobrazen na obrázku 2.3.



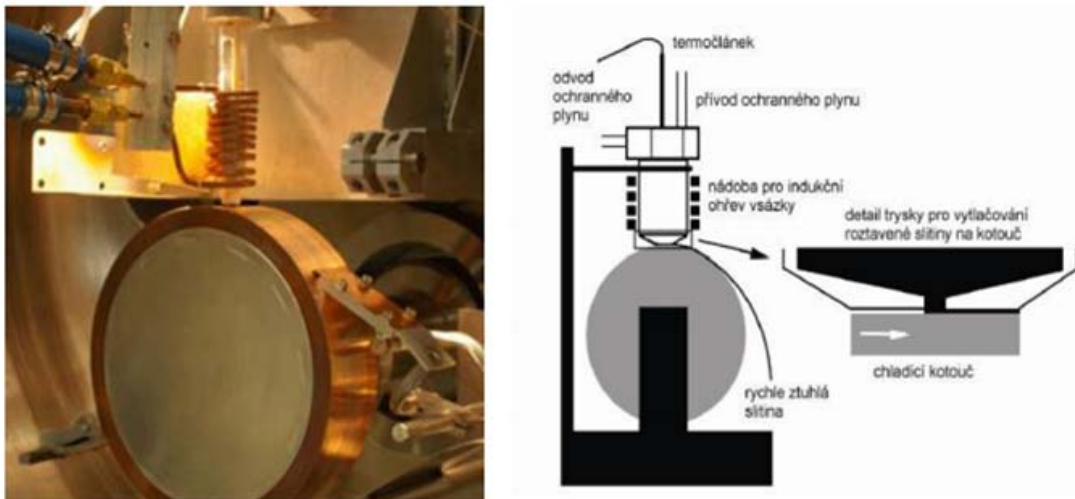
Obrázek 2.3: Popis výroby za studena válcované elektrické oceli [3]

2.2 Výroba amorfních plechů

Amorfní materiály se vyrábějí mnoha způsoby, jejichž základní princip je podobný – taveninu, z níž je výrobek vyroben, je potřeba velice rychle ochladit, aby se nemohla vytvořit krystalická mřížka uvnitř materiálu.

Pro výrobu amorfních plechů se používá metoda rovinného lití (PFC – Planar flow casting). Tavenina je vytlačena přes trysku na chlazený rotující kotouč, na kterém tuhne ve formě tenké fólie, dosahujícího tloušťky mezi 0,02 až 0,05 mm a šířky

10 až 50 mm. Při této metodě jsou kladeny vysoké nároky na materiál chladicího kotouče, protože je důležité, aby kov zchladl v určité době. Proto se používá rotující kotouč s vysokou tepelnou vodivostí a vysokou pevností, jelikož se kotouč v době chlazení otáčí rychlostí dosahující až 28 m/s. Z výše zmíněných důvodů se nepoužívá čistá měď, protože nedosahuje dostatečné pevnosti, ale používá se nízkolegovaná slitina mědi [4].

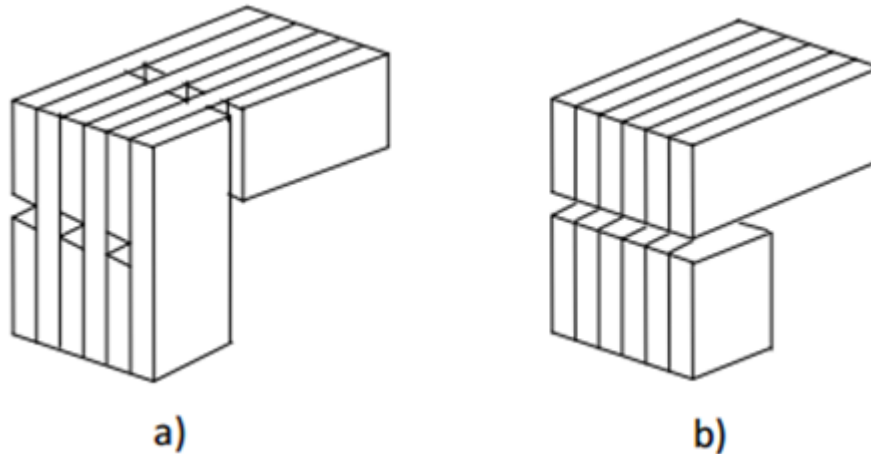


Obrázek 2.4: Výroba amorfni oceli [4]

2.3 Moderní technologie výroby jádra transformátoru

Po zvolení oceli pro transformátor je nezbytné zvolit provedení magnetického jádra a vinutí. Jednotlivé druhy mají rozdílné vlastnosti, ale i cenovou hodnotu závislou na obtížnosti provedení a materiálu.

Základní rozdělení magnetických obvodů transformátoru je podle skládání plechů, z kterých jsou tvořeny: natupo a přeplátovaně. Metoda natupo spočívá ve skládání plechů na sebe tak, že v místech dotyku mají sousední plechy úhel 90°. Tato metoda se ale v moderních velkých magnetických obvodech nepoužívá kvůli poměrně velkým ztrátám oproti metodě přeplátování [7]. Princip obou metod je znázorněn na obrázku 2.5.



Obrázek 2.5: Skládání plechů a) přeplátováním, b) natupo [6]

Při výrobě moderních magnetických obvodů transformátoru je ovšem takové rozdělení nedostačující, neboť jsou tyto technologie kombinovány s jinými. V současnosti jsou nová jádra distribučních transformátů vyráběna především v provedení přeplátovaného step-lap jádra, přeplátovaného unicore jádra a vinutého amorfního jádra.

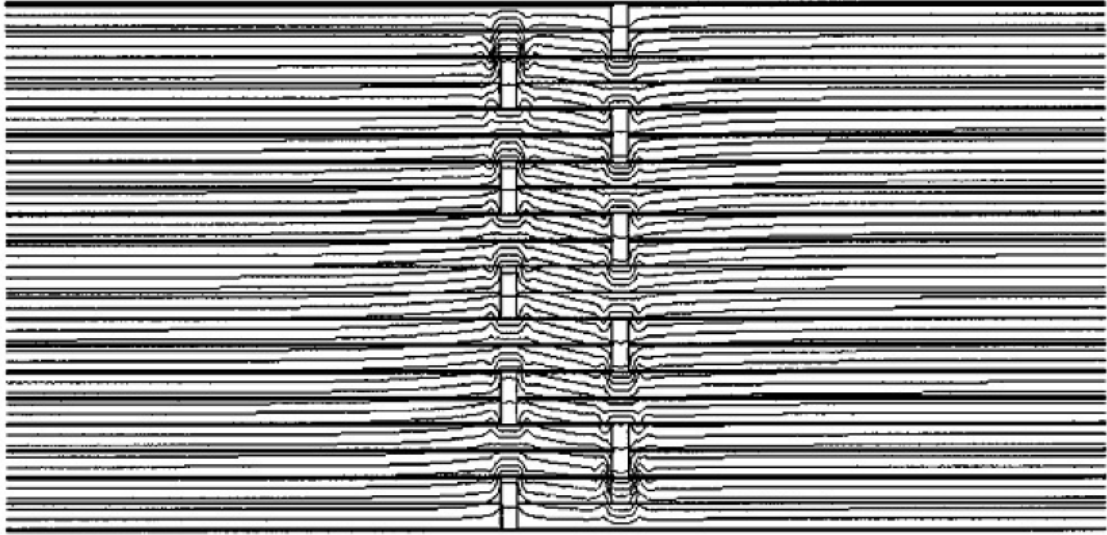
2.3.1 Step-lap technologie

V magnetickém obvodu protéká magnetický tok analogicky k tomu, jak by protékal elektrický tok v elektrickém obvodu – vybere si cestu nejmenšího odporu v elektrickém obvodu a v magnetickém cestu nejmenšího magnetického odporu (reluktance), který odpovídá největší magnetické permeabilitě.[8]

V obrázku 2.6 je znázorněno chování magnetického toku v klasickém přeplátovaném transformátoru, jehož plechy jsou symetricky střídané po dvojicích. V momentě, kdy se magnetický tok dostane ke vzduchové mezeře, může buď téci touto mezerou (zde je permeabilita přibližně rovna 1) nebo vertikálně překročit izolaci plechů a dostat se do sousedních plechů (kde se permeabilita pohybuje o cca 4 řády výše).

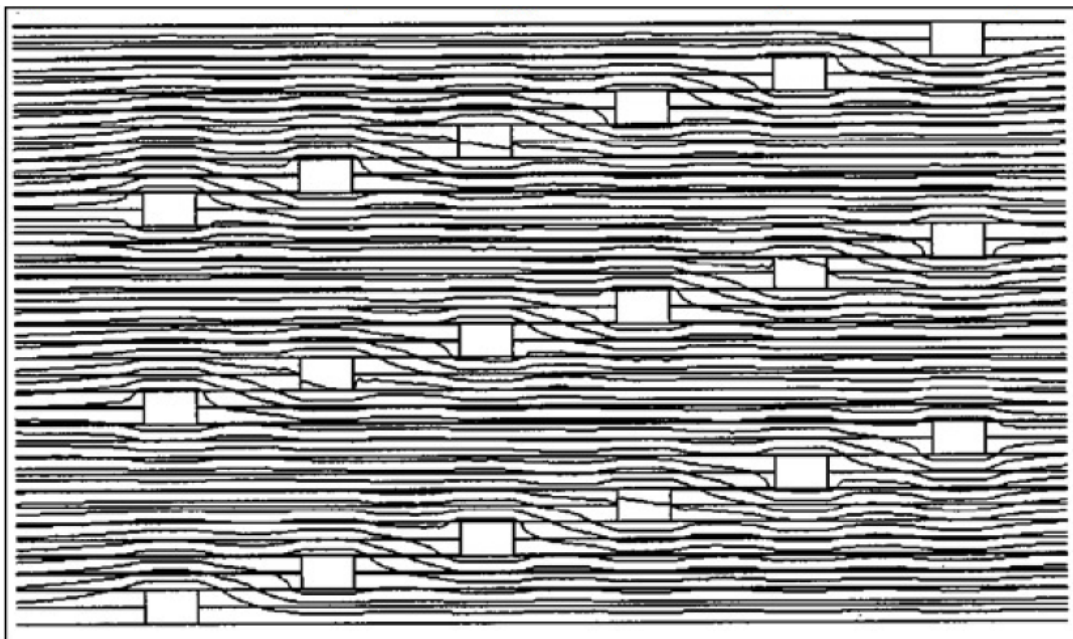
Magnetický tok si vybere možnost menšího odporu, a tudíž přeskočí do sousedních plechů. U plechů pro jádro transformátorů dojde k saturaci přibližně u 2 T, což je limitující faktor pro tento přechod. V případě, kdy by jádro pracovalo při indukci 1,7 T a všechen tok překročil izolaci mezi plechy, tak by byl překročen limit saturace. Z tohoto důvodu musí část magnetického toku přeskočit přes vzduchovou mezeru. Přeplátovaná jádra bez step-lap technologie mají větší ztráty z důvodu větší

hustoty toku v místech překročení izolace, což přispívá k větším ztrátám naprázdno. Dále se ztratí část toku, která překročí vzduchovou mezeru, což musí být vykompenzováno větším proudem naprázdno. Kvůli překročení saturace ve spojích mají transformátory také větší magnetostrickci, což je hlavní zdroj hluku transformátoru [8].

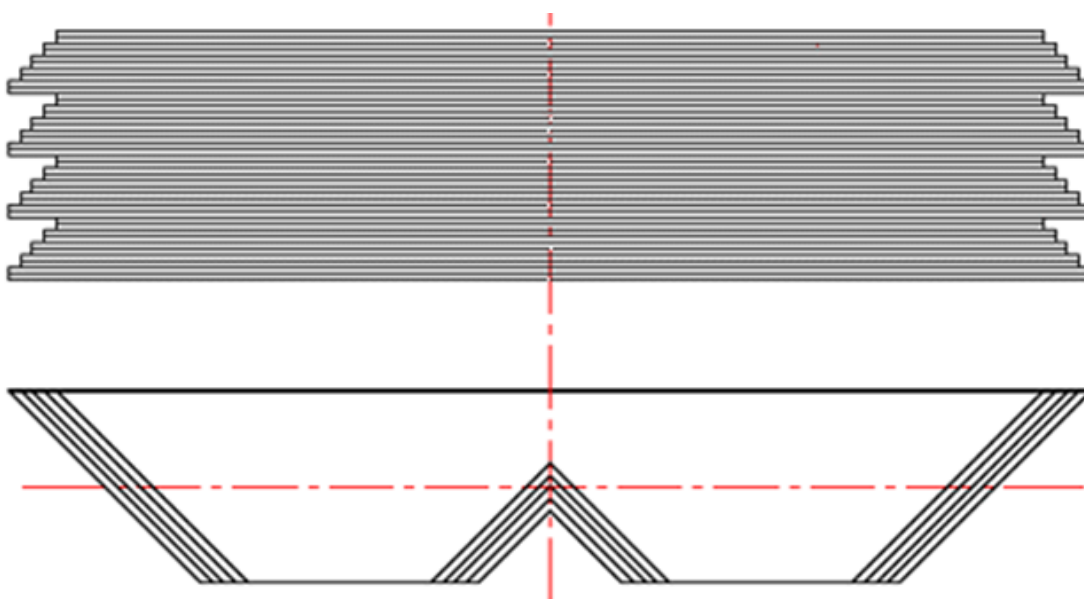


Obrázek 2.6: Magnetický tok uvnitř přeplátovaného jádra [8]

U step-lap jádra má magnetický tok přibližující se ke vzduchové mezeře mnohem více možností kam přeskočit z důvodu většího počtu vrstev plechů dostupných pro přenos toku. Na obrázku 2.7 je znázorněné rozložení magnetického toku. U šestivrstvého step-lap jádra má magnetický tok šest možností přeskočení vzduchové mezery místo jen dvou (obrázek 2.6) a tudíž má lepší rozložení toku, který přeskočí přes izolaci, a menší podíl toku, který projde přes vzduchovou mezeru. Bylo dopočítáno, že step-lap jádro má o 5 až 8 % menší ztráty naprázdno [8]. Na obrázku 2.8 je znázorněno skládání jednotlivých plechů na sebe při konstrukci magnetického obvodu a je zde vidět postupné zkracování délky plechů. V tomto případě na pět stupňů oproti běžnému dvoustupňovému přeplátovanému jádru.



Obrázek 2.7: Magnetický tok uvnitř step-lap jádra [8].

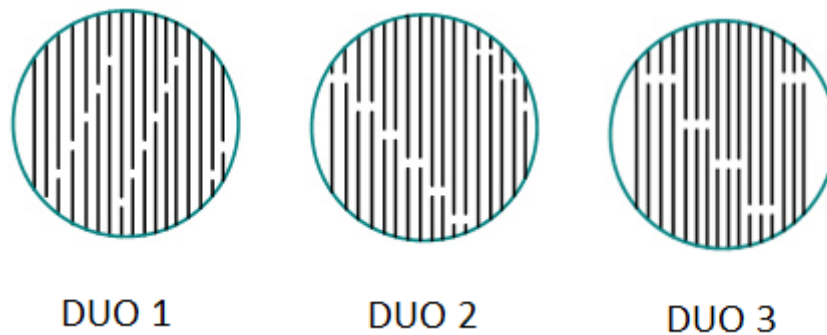


Obrázek 2.8: Skládání plechů step-lap jádra [8].

2.3.2 Unicore

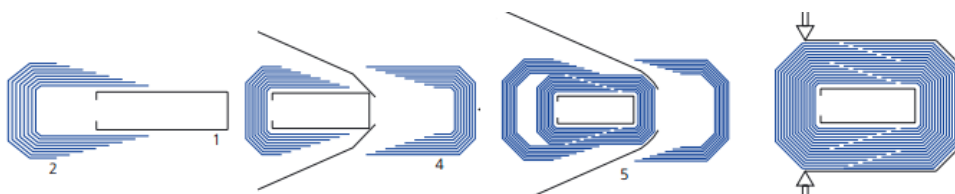
Unicore jádra (osmihranná vinutá jádra) byla vynalezena v 90. letech minulého století. Záměrem pro vývoj unicore jader bylo především snížení měrných ztrát oproti klasickým C jádrům (o 20–40 % nižší měrné ztráty), ale díky jejich zjednodušené konstrukci mají zároveň nižší výrobní náklady. Jader typu unicore je mnoho druhů. V současné době je pro distribuční transformátor nejvýhodnější použít typ DUO, který používá metodu step-lap. Jádro typu DUO je možné dále dělit podle počtu shodně dlouhých plechů na sobě na DUO1, DUO2 a DUO3. Z hlediska výkonu vykazuje

nejmenší ztráty technologie DUO 1, která má ale nejvyšší výrobní náklady [9]. Na obrázku 2.9 je vidět rozdílná struktura DUO jader.



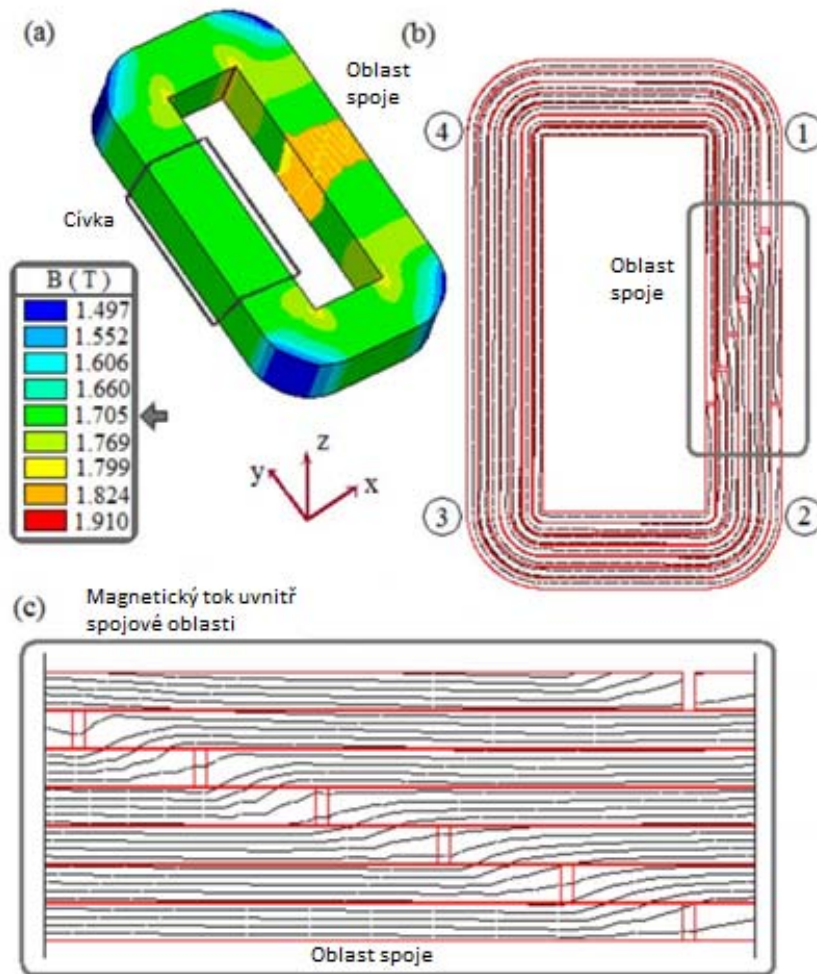
Obrázek 2.9: Provedení DUO jader [9]

Při výrobě unicore jader je použit speciální stroj, který plech o patřičné šířce v dané vzdálenosti přehne do požadovaného úhlu. Tento úhel může být 30°, 45° a 90°, pro DUO1 je to 45°. Dále jsou plechy skládány na sebe do dvou a více svazků. Tyto svazky se následně do sebe skládají tak, že se nejprve do vinutí vloží nejmenší „mužský“ paket a za pomoci pomocného plechu se k němu přiloží nejmenší "ženský" paket, čímž vznikne nejmenší okruh jádra. Počet kroků v jednotlivých okruzích se volí podle požadovaného počtu vzduchových mezer. Tento proces nepotřebuje mnoho nástrojů pro uchycení jádra a zároveň je rychlý a přesný. Proces skládání unicore jádra je popsán obrázkem 2.10

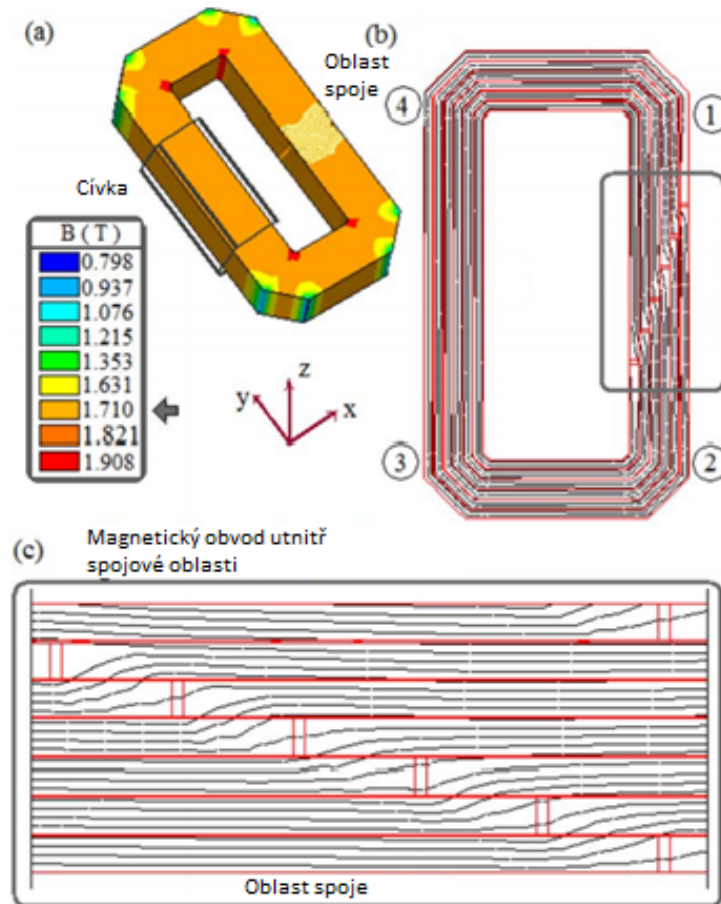


Obrázek 2.10: Skládání unicore jádra [10]

Unicore jádra nemají jen výhodnější výrobu, ale jak již bylo zmíněno, mají také lepší účinnost. Proč je tomu tak, je vysvětleno na obrázcích 2.11 a 2.12. V části (a) je znázorněn magnetický tok a je patrné, že u unicore jádra je hustota magnetického toku větší, což je způsobeno odstraněním rohů jádra, kde byl magnetický tok malý. Tímto vzrůstem je možné u jádra unicore dosáhnout stejného magnetického toku, jako u klasického jádra za snížené excitace. Nicméně je očividné, že je potřeba brát v úvahu zvětšenou oblast, kde dojde k saturaci [11].



Obrázek 2.11: Znázornění magnetického toku v klasickém C jádru [11]

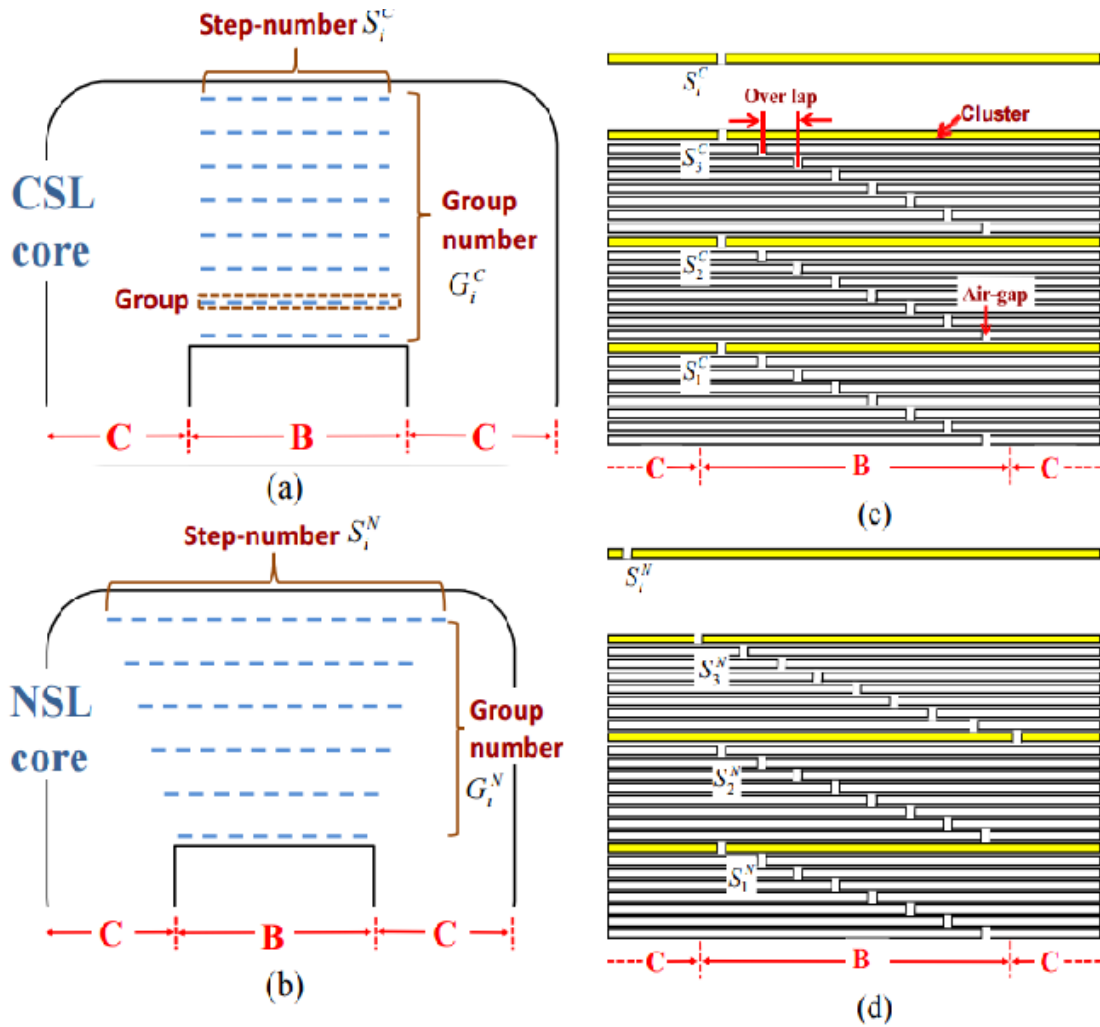


Obrázek 2.12: Znázornění magnetického toku v unicore jádru [11].

2.3.3 Amorfní vinuté jádro

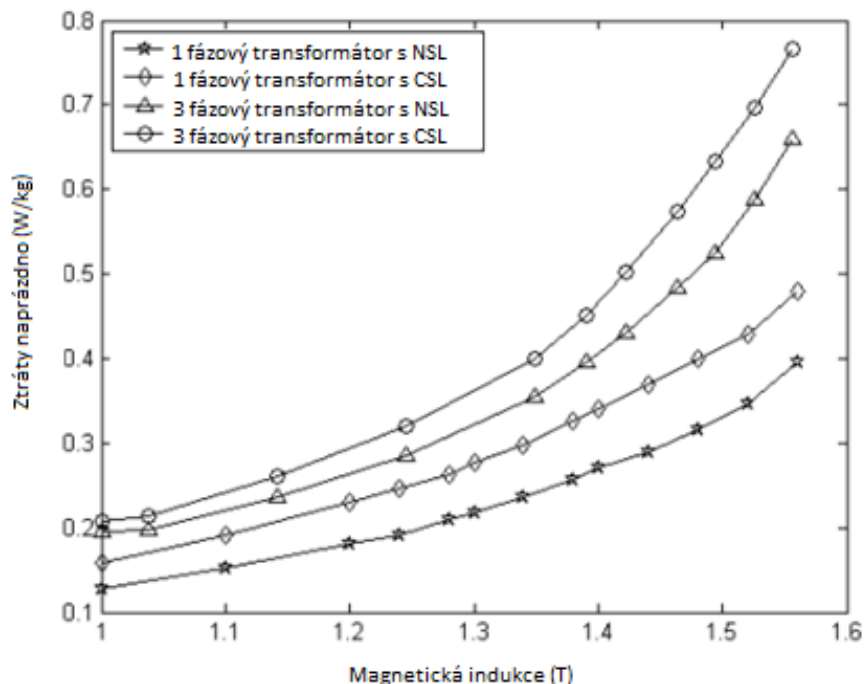
Moderní amorfní magnetické obvody se skládají jako vinuté magnetické obvody s vertikálně uloženými vzduchovými mezerami, podobně jako unicore jádra.

U moderních amorfních jader bývá použit nový typ step-lap struktury (NSL) oproti klasické step-lap (CSL) struktuře, jejichž rozdíl je patrný z obrázku 2.13. Jak je vidět v částech a) a b), NSL využívá větší rozsah pro vzduchové mezery a tak v reálném případě může mít větší mezery mezi jednotlivými vzduchovými mezerami, čímž dosáhne menšího nárůstu magnetické indukce za stejných podmínek a tím i menších ztrát [12].



Obrázek 2.13: Popis NSL a CSL struktur amorfního jádra [12]

Rozdílná závislost velikosti ztrát na magnetické indukci je vidět na obrázku 2.14. Je zde zahrnut jak jednofázový amorfní transformátor, tak třífázový amorfní transformátor.

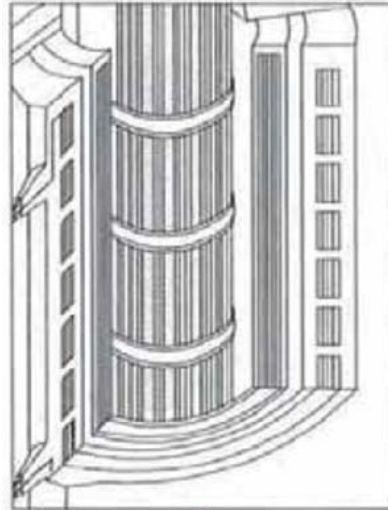


Obrázek 2.14: Ztrátové křivky NSL a CSL amorfních jader [12]

2.4 Vinutí

Na vinutí distribučních transformátorů daného výkonu jsou kladeny přísné požadavky definované platnými standardy, které definují základní typy zkoušek (viz ČSN EN 60270¹). Zejména jde o provedení vinutí z hlediska mechanické tuhosti, elektrické pevnosti a výše odváděných ztrát ovlivňujících výši oteplení. To vede v některých případech ke kompromisnímu řešení, protože např. požadavek na dostatečnou odolnost vinutí proti účinkům zkratových proudů je v protikladu k požadavku na účinný odvod ztrátového tepla. Pro distribuční transformátory, kde je snaha o minimalizaci ztrát, se v současnosti používá fóliové vinutí (viz obrázek 2.15) z tenkého hliníkového nebo měděného pásku se zaoblenými hranami. Tím je docíleno minimalizace vlivu skin efektu, jelikož má mnohokrát menší rozměr kolmý na směr rozptylového magnetického toku než klasický vodič kruhového nebo pravoúhlého profilu [13][14].

¹ Technika zkoušek vysokým napětím: Měření částečných výbojů.



Obrázek 2.15: Průřez plášťovými vinutími transformátoru [14]

2.4.1 Vinutí nižšího napětí

Fólie pro vinutí nižšího napětí jsou upraveny v šířce odpovídající výšce celého sloupku magnetického obvodu transformátoru. Vinutí provedené touto metodou zajišťuje vynikající podepření po celé délce, což v případě zkratu znamená podstatně menší mechanické namáhání. Jako mezizávitová izolace je používána metoda prepreg, založená na prokladech oboustranně předimpregnovaných epoxidovou pryskyřicí. Ty jsou navíjeny společně s elektrovodnou folií. U cívek pro vyšší výkony je po určitém počtu závitů vkládána mezi dva sousední závity podložka s nalepenými lištami, která vytvoří axiální chladicí kanál. Nakonec je celá cívka vytvrzena v peci. V průběhu vytvrzení je prepreg slepen s vodičem, čímž získá potřebnou mechanickou pevnost [13].

2.4.2 Vinutí vyššího napětí

Vinutí vyššího napětí se na rozdíl od vinutí nižšího napětí skládá z několika cívek – desek spojených do série. Jednotlivé disky jsou postupně navíjeny na válec a jednotlivé vývody jsou svařené metodou TIG, tedy svařováním netavící se elektrodou v ochranné atmosféře inertního plynu. Tímto způsobem je dosaženo výhodného rozložení napěťového namáhání [7].

Při zkoušce průmyslovým kmitočtem se napětí ve vinutí rozloží podle počtu závitů. Na rozdíl od klasického provedení vinutí, ve kterém vždy vznikají riziková místa, je u diskového vinutí napětí rozloženo rovnoměrně. O rozložení rázového napětí rozhodují jednak indukčnosti ale zejména kapacity. Lze tvrdit, že u diskového foliového

vinutí jsou kapacity tak velké, že vinutí funguje jako kapacitní dělič a napětí se rozloží rovnoměrně.

Nakonec je sestavená cívka vložena do kovové formy a ve vakuu je zalita epoxidovou pryskyřicí. Tímto způsobem se potlačí vznik vzduchových bublin v izolaci. Po dostatečném vytvrzení pryskyřice je cívka vyjmuta z formy a dána do pece, kde je proces dokončen.

2.5 Ztráty v transformátoru

Po zvolení materiálů a metodě jejich složení je dalším krokem při návrhu transformátoru výpočet jeho parametrů. Ztráty v transformátoru jsou pro moji práci nejdůležitějšími parametry a tak budou podrobně rozepsány.

Účinnost transformátoru lze spočítat jako poměr přenášeného výkonu P k příkonu P_p . Příkon P_p lze rozepsat jako součet výkonu, ztrát naprázdno ΔP_0 a ztrát nakrátko ΔP_k . Z toho vyplývá rovnice:

$$\eta = \frac{P}{P_p} = 1 - \frac{\Delta P_0 + n^2 \cdot \Delta P_k}{P_p} \quad (1)$$

kde n je poměrný proud. Z toho vyplývá, že ztráty v transformátoru se dají rozdělit na ztráty naprázdno a nakrátko:

$$\Delta P = \Delta P_0 + \Delta P_k \quad (2)$$

2.5.1 Ztráty nakrátko

Ztráty nakrátko tvoří zejména Jouelovy ztráty ve vinutí:

$$\Delta P_k = R_k I^2 \quad (3)$$

kde R_k je odpor tvořený součtem odporu vstupního vinutí R_1 a výstupního vinutí R_2' :

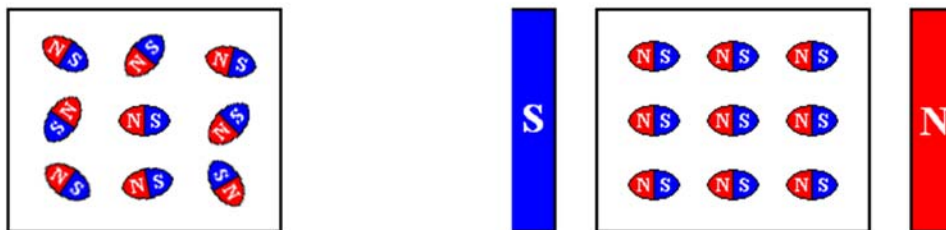
$$R_k = R_1 + R_2' \quad (4)$$

Na vstupním vinutí jsou ztráty dány vzorcem $R_1 I_1^2$ a na výstupním vinutí $R_2 I_2^2$, kde I_1 a I_2 jsou efektivní hodnoty vstupního a výstupního proudu transformátoru. Jelikož vstupní a výstupní proud závisí na zatížení transformátoru, ztráty nakrátko závisí na zatížení.

Ke ztrátám nakrátko je dále nutno započítat ještě dodatečné ztráty vyvolané magnetickým tokem ve všech magneticky a elektricky vodivých částech, které se nalézají v magnetickém poli při zkoušce nakrátko. Mezi dodatečné ztráty tedy patří ztráty vířivými proudy v jednotlivých vinutích a ztráty vyvolané ve feromagnetických materiálech, které leží v rozptylovém magnetickém poli a které vedle vlivu vířivých proudů zahrnují rovněž hysterezi.

2.5.2 Ztráty naprázdno – Steinmetzův vztah

Ztráty naprázdno v magnetickém materiálu vznikají, při vystavení je materiálu vnějšímu proměnnému magnetickému poli. Část energie je spotřebována působením na magnetické domény (malé struktury, jejichž magnetické dipóly jsou orientovány náhodně), které změni svoji velikost a orientují se souhlasně se směrem magnetizace. Při oslabení nebo úplném vymizení vnějšího magnetického pole dochází k okamžitému návratu domén do stavu odpovídajícímu nové hodnotě magnetického pole, eventuálně do stavu bez působení vnějšího magnetického pole [16].



Obrázek 2.16: Orientace magnetických domén uvnitř feromagnetického materiálu [16]

Tato energie potřebná k natočení domén je tudíž nezvratná a projevuje se jako teplo vně magnetického materiálu. Rychlost, se kterou je magnetické pole měněno, má velký vliv na rozsah ztrát. Ty jsou proto úměrné frekvenci změny magnetického pole [17].

Metalurgická struktura magnetického materiálu ovlivňuje elektrickou vodivost a má rovněž značný vliv na velikost ztrát. V elektrických strojích jsou výše popsané složky ztrát nazývány ztrátami v železe.

Tradičně se dle Steinmetzova vztahu ztráty v železe p_{Fe} dělí do dvou složek, na ztráty hysterezní p_h a ztráty vířivými proudy p_v :

$$p_{Fe} = p_h + p_v = k_h \cdot B^n \cdot f + k_v \cdot B^2 \cdot f^2 \quad (5)$$

kde f reprezentuje frekvenci vnějšího magnetického pole, B je magnetická indukce a k_h , k_v a n jsou koeficienty závislé na laminaci, tloušťce a vodivosti materiálu a na dalších faktorech. Ztráty podle Steinmetzova vztahu vychází ve Wkg^{-1} . Velikost ztrát v železe je za předpokladu sinusového průběhu úměrná velikosti indukce magnetického pole a frekvence. Experimentálně lze ztráty v železe ověřit měřením standardní metodou na Epsteinově vzorku.

Steinmetzův vztah ve tvaru (5) dává ve vztahu k měření dobré výsledky v lineární oblasti magnetizační křivky, to znamená do cca. 1 T, což však pro elektrické stroje není obvyklý stav. Pokud je magnetická indukce vyšší než 1 T nebo se zvyšuje frekvence magnetického pole, vykazuje výpočet dle rovnice (5) oproti měření značné rozdíly.

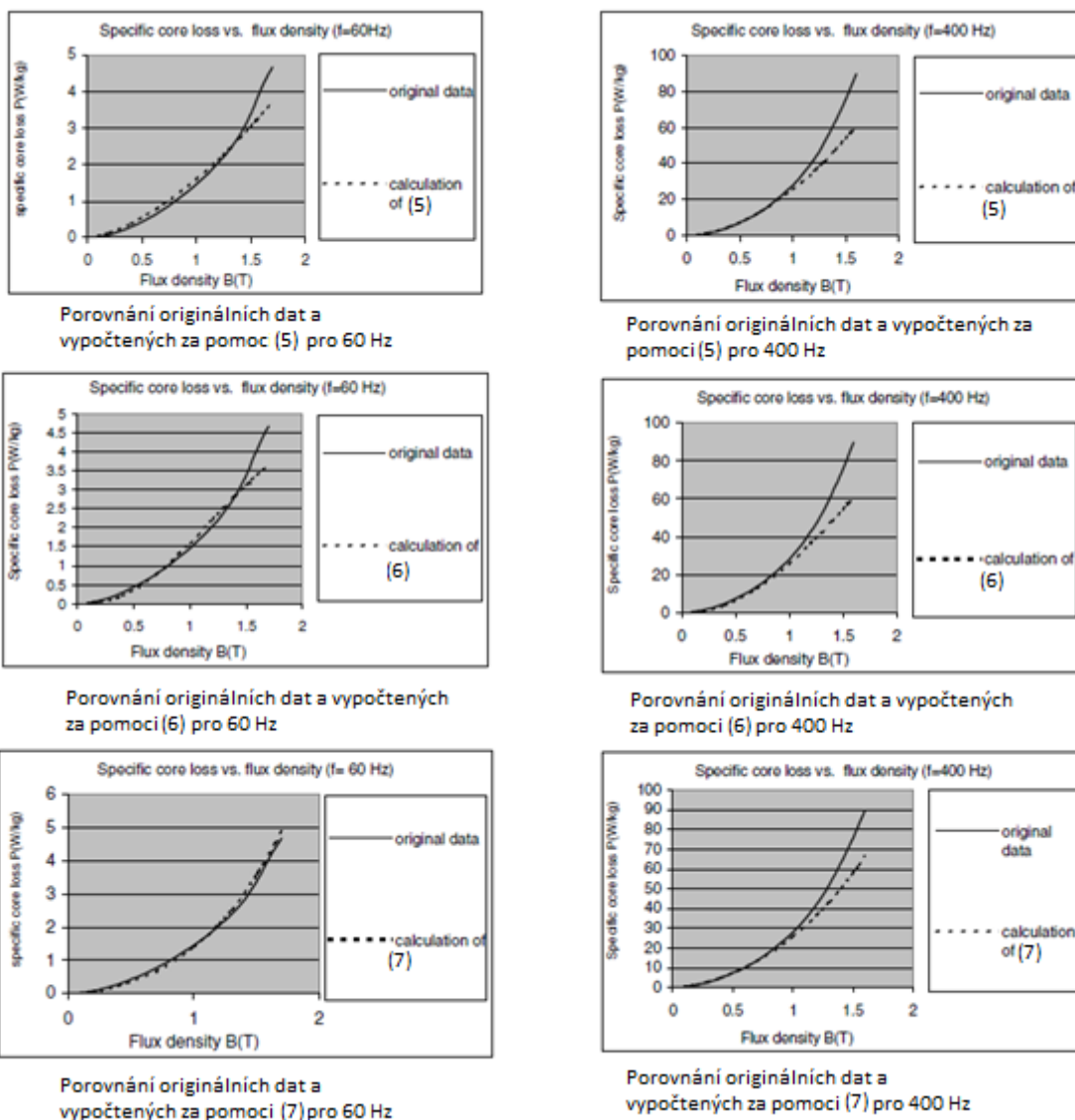
Pro korekci těchto odchylek byly vytvářeny různé teorie, založené na použití teorie doménové struktury. Nejčastěji je používán vztah

$$p_{Fe} = p_h + p_v = k_h \cdot B^{(a+bB)} \cdot f + k_v \cdot B^2 \cdot f^2 \quad (6)$$

kde a a b jsou konstanty. Exponent magnetické indukce v (6) se mění lineárně s magnetickou indukcí. Ztráty v jádře hrají stále významnější roli jak ve výrobě elektrických strojů, tak ve vlastní výrobě elektrotechnické oceli. Výzkum v tomto ohledu prodělal významný pokrok v chápání fyzikálních principů magnetizace a závislosti ztrát v železe na maximální hodnotě magnetické indukce, frekvence magnetizace a mikrostruktury v magneticky měkkých materiálech. Podle současných poznatků jsou nejčastěji ztráty v železe určovány podle vztahu:

$$p_{Fe} = p_h + p_v + p_d = k_h \cdot B^n \cdot f + k_v \cdot B^2 \cdot f^2 + k_d \cdot B^{1.5} \cdot f^{1.5} \quad (7)$$

kde p_d jsou dodatečné ztráty a k_d je činitel související s tloušťkou, plochou příčného řezu a vodivostí materiálu a jedná se o parametr, který popisuje mikrostrukturu materiálu. Na obrázku 2.17 jsou vidět průběhy popsaných rovnic (5), (6) a (7) v závislosti na magnetické indukci u elektrotechnické oceli Ak 26-M47.



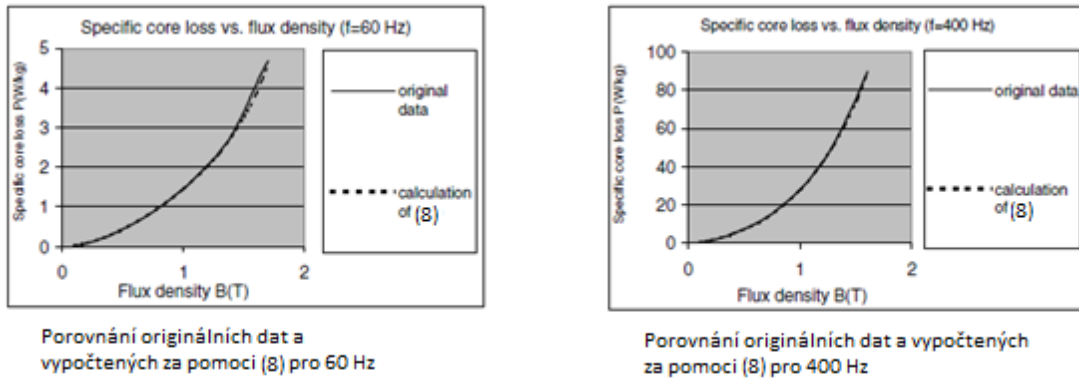
Obrázek 2.17: Průběhy ztrátových charakteristik experimentálně zjištěných a vypočítaných pomocí jednotlivých modifikací Steinmetzova vztahu [17]

Z výše uvedených průběhů je vidět, že (7) při pracovních frekvencích odpovídá skutečnému experimentálně zjištěnému průběhu ztrát. Při vyšších frekvencích ale nastávají velké odlišnosti mezi experimentálními a spočtenými průběhy.

Z důvodů přetrvávajících nepřesností se Steinmetzův vztah modifikoval na:

$$p_{Fe} = p_h + p_v + p_d = k_h \cdot B^{(a+bB+cB^2)} \cdot f + k_v \cdot B^2 \cdot f^2 + k_d \cdot B^{1.5} \cdot f^{1.5} \quad (8)$$

kde konstanty a , b a c se mění s frekvencí. Na obrázku 2.18 jsou vidět průběhy ztrát elektrotechnické oceli Ak 26-M47 při určité frekvenci v závislosti na magnetické indukci s užitím (8).



Obrázek 2.18: Průběhy ztrátových charakteristik experimentálně zjištěných a vypočítaných pomocí finální modifikace Steinmetzova vztahu [17]

2.6 Normy

První norma, kterou jsem použil pro můj návrh, je ČSN EN 50464-1,² předepisující rozdělení ztrát nakrátko a naprázdno do jednotlivých kategorií za určité teploty a napětí. Tabulky 2.1 a 2.2 reprezentují hodnoty uvedené v daných normách.

² Trojfázové olejové distribuční transformátory 50 Hz od 50 kVA do 2500 kVA s nejvyšším napětím pro zařízení nepřevyšujícím 36 kV - Část 1: Všeobecné požadavky

Tabulka 2.1: Ztráty nakrátko P_k a hladiny pro distribuční transformátory s nominálním napětím $U_n \leq 24 \text{ kV}$ podle ČSN EN 50464-1 [18].

Jmenovitý výkon [kVA]	D_k [W]	C_k [W]	B_k [W]	A_k [W]	Impedance nakrátko [%]
50	1350	1100	875	750	4
100	2150	1750	1475	1250	
160	3100	2350	2000	1700	
250	4200	3250	2750	2350	
315	5000	3900	3250	2800	
400	6000	4600	3850	3250	
500	7200	5500	4600	3900	
630	8400	6500	5400	4600	
630	8700	6750	5600	4800	
800	10500	8400	7000	6000	
1000	13000	10500	9000	7600	
1250	16000	13500	11000	9500	
1600	20000	17000	14000	12000	
2000	26000	21000	18000	15000	
2500	32000	26500	22000	18500	
POZNÁMKA: P_k = Ztráty naprázdno					

Tabulka 2.2: Ztráty naprázdno P_0 a hladiny hluku L_{wA} pro distribuční transformátory s nominálním napětím $U_n \leq 24$ kV podle ČSN EN 50464-1 [18]

P_n [kVA]	E_0		D_0		C_0		B_0		A_0		Z_k [%]
	P_0 [W]	L_{wA} dB(A)	P_0 [W]	L_{wA} dB(A)	P_0 [W]	L_{wA} dB(A)	P_0 [W]	L_{wA} dB(A)	P_0 [W]	L_{wA} dB(A)	
50	190	55	145	50	125	47	110	42	90	39	4
100	320	59	260	54	210	49	180	44	145	41	
160	460	62	375	57	300	52	260	47	210	44	
250	650	65	530	60	425	55	360	50	300	47	
315	770	67	630	61	520	57	440	52	360	49	
400	930	68	750	63	610	58	520	53	430	50	
500	1100	69	880	64	720	59	610	54	510	51	
630	1300	70	1030	65	860	60	730	55	600	52	
630	1200	70	940	65	800	60	680	55	560	52	6
800	1400	71	1150	66	930	61	800	56	650	53	
1000	1700	73	1400	68	1100	63	940	58	770	55	
1250	2100	74	1750	69	1350	64	1150	59	950	56	
1600	2600	76	2200	71	1700	66	1450	61	1200	58	
2000	3100	78	2700	73	2100	68	1800	63	1450	60	
2500	3500	81	3200	76	2500	71	2150	66	1750	63	

POZNÁMKA: P_0 = Ztráty naprázdno. L_{wA} = Hladina akustického výkonu,
 P_n = Jmenovitý výkon, Z_k = Impedance nakrátko

Další normy, které jsem pro svůj účel použil, byly ČSN EN 10107³ a ČSN EN 60740-1.⁴ Z těchto norem jsem zjistil technické značení plechů pro orientaci v problematice.

³ Pásky a plechy pro elektrotechniku anizotropní

⁴ Plechy pro transformátory a indukory - Část 1: Mechanické a elektrické charakteristiky

3 Elektromagnetický návrh

Po zvolení materiálu, z kterého je složen transformátor a po zjištění norem, které je potřeba zjistit pro analýzu transformátoru, je možno přejít k jeho elektromagnetickému návrhu. Svůj návrh jsem provedl pouze pro amorfní magnetický obvod, jehož rozměry jsem zjistil od čínské formy Catech (viz kapitola 4). Výpočet jsem provedl v programu Excel dle [27], kde žlutě označené buňky představují zadané hodnoty. Pro obsáhlost tabulky zde popíšu jen nejpodstatnější a nejasné výpočty.

V tabulce 3.1 jsou uvedeny základní parametry transformátoru, jako je způsob jeho zapojení (v mém případě Dy, neboli trojúhelník hvězda), nebo výkon a napětí. Z daných hodnot je dále možno provést výpočet sdruženého proudu I_s na jednotlivých vinutích z upraveného vzorce pro zdánlivý výkon.

$$I_s = \frac{S_n}{U_s \cdot \sqrt{3}} \quad (9)$$

Potřebný průřez vinutí S_a je vypočítán ze znalosti proudové hustoty j , jejíž hodnota $2 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$ odpovídá výkonu distribučního transformátoru.

$$S_a = \frac{I_f}{j} \quad (10)$$

Počet závitů N vychází z upraveného vzorce pro efektivní hodnotu napětí, přičemž průřez jádra S_{Fe} je vypočítán v tabulce číslo 3.2.

$$N = \frac{U_{ef}}{4,44 \cdot B \cdot S_{Fe} \cdot f} \quad (11)$$

Tabulka 3.1: Základní parametry transformátoru

Základní parametry					
typový výkon	kVA	250,00	kmitočet	Hz	50
napětí primáru	V	22000,00	napětí sekundáru	V	400
spojení primáru	-	D	spojení sekundáru	-	y
proud	A	6,56	proud sekundáru	A	360,84392
proud hust. (zvol.)	A/mm ²	2,00	proud hust. (zvol.)	A/mm ²	2
potřebný průřez	mm ²	3,28	potřebný průřez	mm ²	180,42196
paralelních vodičů		1,00	paralelních vodičů		4
šířka vodiče	mm	1,05	šířka vodiče	mm	3,8775202
výška vodiče	mm	3,14	výška vodiče	mm	11,632561
šířka vodiče	mm	1	šířka vodiče	mm	4
výška vodiče	mm	3,30	výška vodiče	mm	12,5

průřez svazku	mm ²	3,30	průřez svazku	mm ²	200
proud. hust. (vypoč.)		1,99	proud. hust. (vypoč.)		1,8042196
fázové napětí	V	22000,00	fázové napětí	V	230,94011
fázový proud	A	3,79	fázový proud	A	360,84392
počet závitů	-	2385,68	počet závitů	-	25,043095

Tabulka číslo 3.2 popisuje návrh magnetického obvodu jádra. Ze zadaných parametrů obvodu A, B, C a D (viz obrázek 4.1) jsem vypočetl aktivní průřez jádra S_{Fe} . Aktivní znamená, že počítá pouze s plochou, kde se uzavírá magnetický tok, a tudíž se odečte povrch, který zabírá izolace mezi jednotlivými plechy. Z tohoto důvodu zavedu konstantu $k_{Fe} = 0,95$.

$$S_{Fe} = k_{Fe} \cdot l_C \cdot l_D \quad (12)$$

Tabulka 3.2: Parametry magnetického obvodu

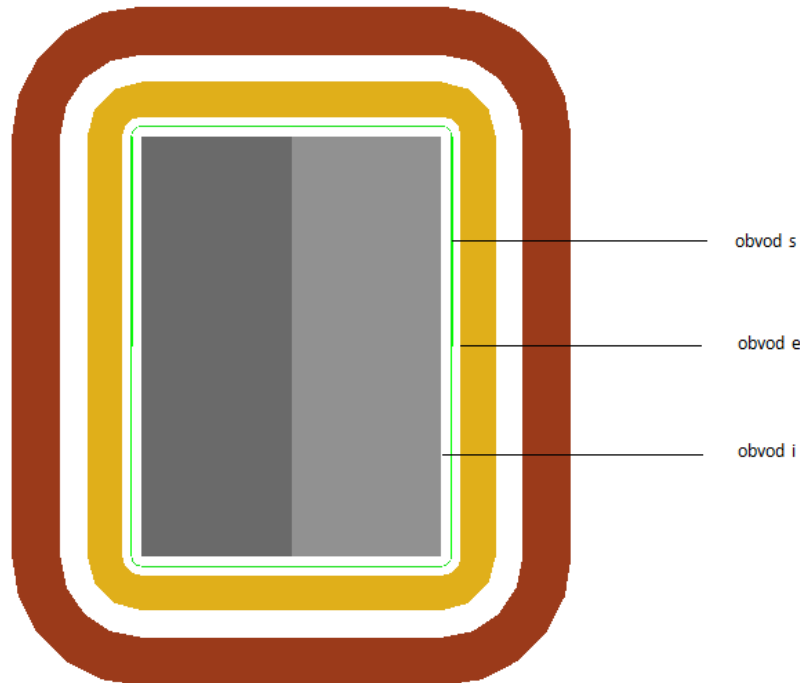
Magnetický obvod		
šířka jádra [C]	mm	155,00
stah jádra [D]	mm	217,00
šířka okna [B]	mm	140,00
výška okna [A]	mm	360,00
průřez jádra	mm ²	31953,25
váha železa	kg	661,28
volba indukce	T	1,30

Jelikož v tabulce 1 vyšly závity jako desetinné číslo, což je ve skutečnosti nemožné realizovat, je v tabulce 3.3 proveden kontrolní výpočet magnetické indukce a napětí ze vzorce (11), při různých počtech závitů.

Tabulka 3.3: Volba počtu závitů

Počty závitů				
U1	N1	B	N2	U2
22000	2400	1,292241	25,00	396,92831
			26,00	412,80544
			27,00	428,68257

Tabulka číslo 3.4 slouží pro výpočet parametrů vinutí. Obvod i je při pohledu na obrázek 3.1 obvod magnetického obvodu neboli vnitřní obvod. Obvod e je okraj daného kanálu. V případě na obrázku 3.1 je to tedy vnitřní obvod výstupního vinutí. Obvod s je střední hodnota mezi kanálem a magnetickým obvodem.



Obrázek 3.1: Průřez sloupkem a vinutím transformátoru

Dále jsem zadal rozdělení vodičů axiálně a radiálně do jednotlivých vrstev, což vycházelo z počtu paralelních vodičů v tabulce 3.1. Vstupní vinutí je rozděleno do 22 vrstev pouze jedním vodičem, zatímco výstupní vinutí je rozděleno do dvou vrstev ve čtyřech paralelních vodičích, které byly rozděleny na dva vodiče axiálně a dva radiálně. Tím jsem umožnil výpočty rozměrů vinutí, s jejichž výsledky jsem vypočítal celkovou hmotnost třífázového vinutí m_{vin} .

$$m_{vin} = 3 \cdot O_{svod} \cdot S_{vod} \cdot N \cdot \gamma_{Cu} \quad (13)$$

Poté jsem vypočítal ztráty v jednotlivých vinutích za pomoci upraveného vzorce pro výkon:

$$\Delta P_v = R \cdot I^2 = \rho \cdot \frac{l}{S_{vod}} \cdot j^2 \cdot S_v^2 = \frac{\rho}{\gamma_{Cu}} \cdot m_{vin} \cdot j^2 = k \cdot m_{vin} \cdot j^2 \quad (14)$$

kde k je koeficient, který má pro měď hodnotu 2,4. Dále jsem provedl výpočet chladičoho povrchu cívky fáze. Povrch cívky je vnější a vnitřní, část povrchu je ale zakryta lištami sloužícími jako podpěrky jednotlivých fází proti mechanickému namáhání. Počet lišt je volen tak, aby byla konstrukce dostatečně odolná vůči mechanickým vlivům, ale zároveň nemůže být lišt příliš mnoho, protože negativně ovlivňují chlazení vinutí. V mém případě volím činitel zakrytí $k_{zakrytí} = 0,5$.

$$S_{chl} = 2 \cdot O_{S\ vod} \cdot h_{vin} \cdot k_{zakrytí} \quad (15)$$

Nakonec provedu výpočet oteplení $\Delta\delta$, kde α je součinitel přestupu, jenž se pro můj typ chlazení olejem volí 20.

$$\Delta\delta = \delta_{vin} - \delta_{okolí} = \frac{\Delta P_v}{S_{chl} \cdot \alpha} \quad (16)$$

Tabulka 3.4: Parametry vinutí

Vinutí		kanál	vinutí 1	kanál 2	vinutí 2
kanál	mm	10,00	18	14	25
obvod i	mm	744,00	806,83185	919,92919	1007,8938
obvod e	mm	806,83	919,92919	1007,8938	1164,9734
obvod s	mm	775,42	863,38052	963,91149	1086,4336
závitů	-		26,00		2400,00
šířka vodiče	mm		4		1
výška vodiče	mm		12,50		3,30
vodiče radiálně	-		2		1
vodiče axiálně	-		2		1
vrstev	-		2		22
závit/vrstva	-		13		109,09091
šířka vinutí	mm		16		22
výška vinutí	mm		350		363,3
průřez	mm ²		200,00		3,3
1 cívka	kg		40,226625		77,096805
celk. hm. 3f	kg		120,67988		231,29041
ztráty	W		942,81153		1806,9564
výška vinutí	mm		285		280
součinitel přestupu	W/m ² /K		20		20
povrch	m ²		0,2460634		0,3042014
oteplení	K		31,929825		49,5

V tabulce 3.5 jsem provedl teoretický výpočet nejdůležitějších parametrů mého transformátoru. Nejprve jsem z fázových hodnot napětí a proudu vypočetl jmenovitou impedanci Z_n :

$$Z_n = \frac{U_f}{I_f} \quad (17)$$

Odpor nakrátko R_k byl vypočítán z Ohmova zákona, doplněného o výpočet napětí z výkonu na jednu fázi:

$$R_k = \frac{\Delta P_{v1} + \Delta P_{v2}}{3 \cdot I_f^2} \quad (18)$$

Reaktance nakrátko X_k je vypočítána postupným dosazováním do vzorce pro indukčnost:

$$L_\sigma = \frac{N \cdot \phi}{I} = \frac{N^2}{R_m} \quad (19)$$

kde magnetický odpor je:

$$R_m = \frac{l_\sigma}{\mu_0 \cdot S_\sigma} \quad (20)$$

Po dosazení do (19):

$$L_\sigma = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot S_\sigma}{R_m} \quad (21)$$

S_σ představuje plochu mezikruží, kde se uzavírá magnetický tok, neboli součet šířky vstupního vinutí, výstupního vinutí a kanálu mezi vinutími. Vinutí je ovšem děleno třemi, jelikož průběh magnetické indukce na vinutích a kanálu mezi nimi má lichoběžníkovitý průběh.

$$S_\sigma = \frac{\text{vinutí}_1 \cdot \text{vinutí}_2}{3} + \text{kanál}_2 \quad (22)$$

Po dosazení do vzorce pro reaktanci $X_\sigma = \omega \cdot L_\sigma$ vyjde:

$$X_k = \frac{8 \cdot \pi^2 \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot N^2 \cdot O_S \text{kanal}_2}{h_{\text{vin1}}} \cdot \left(\frac{\text{vinutí}_1 \cdot \text{vinutí}_2}{3} + \text{kanál}_2 \right) \quad (23)$$

Ztráty nakrátko ΔP_k jsou vypočítány ze součtu ztrát jednotlivých vinutí, které jsou ještě vynásobeny koeficientem $k_{dk} = 1,2$, jenž představuje dodatečné ztráty:

$$\Delta P_k = k_{dk} \cdot (\Delta P_{v1} + \Delta P_{v2}) \quad (24)$$

Ztráty naprázdno ΔP_0 jsou získány ze vztahu (25), kde k_{d0} představuje opět koeficient dodatečných ztrát a $p_{Fe1,3} = 0,87$ [Wkg⁻¹] je měrný činný ztrátový výkon při indukci 1,3 T:

$$\Delta P_0 = k_{d0} \cdot m_{Fe} \cdot p_{Fe1,3} \cdot \left(\frac{B}{1,3} \right)^2 \quad (25)$$

Tabulka 3.5: Výpočty parametrů transformátoru

jm. impedance	ohm	5808
odpor nakrátko	ohm	63,88261
reaktance nakrátko	ohm	218,0266
odpor nakrátko	%	1,099907
reaktance nakrátko	%	3,753902
napětí nakrátko	%	3,911723
ztráty nakrátko	W	3299,721
ztráty naprázdno	W	687,7768

4 Návrh 3D modelu

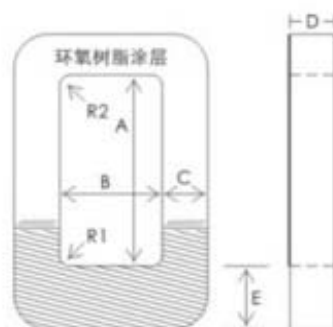
Svoji simulaci transformátoru provedu v programu Maxwell 3D (kapitola 5). Tento program vyžaduje import hotového modelu do jeho prostředí a je tedy nutno daný model vytvořit. Pro tento účel jsem použil program AutoCAD.

AutoCAD umožňuje práci jak ve dvou-, tak ve trojrozměrném prostoru. Umožňuje tvorbu modelů, jejich okótování a nárysné či půdorysné pohledy. Jednotlivé části výkresu je možno zobrazovat v různých hladinách, barevně je odlišit, nebo zprůhlednit, což přispívá k přehlednosti. Navíc jsou výstupy z AutoCADu kompatibilní se softwarem jiných firem, což je důležité pro simulaci obvodu v Maxwell 3D.

Pro transformátor o výkonu 250 kVA jsem našel rozměry amorfního magnetického obvodu u čínské firmy Catech, která se zabývá výrobou amorfních plechů a transformátorů. Rozměry odečtené z katalogu Catech jsou zobrazeny na obrázku 4.1 a přepsány v tabulce 4.1.

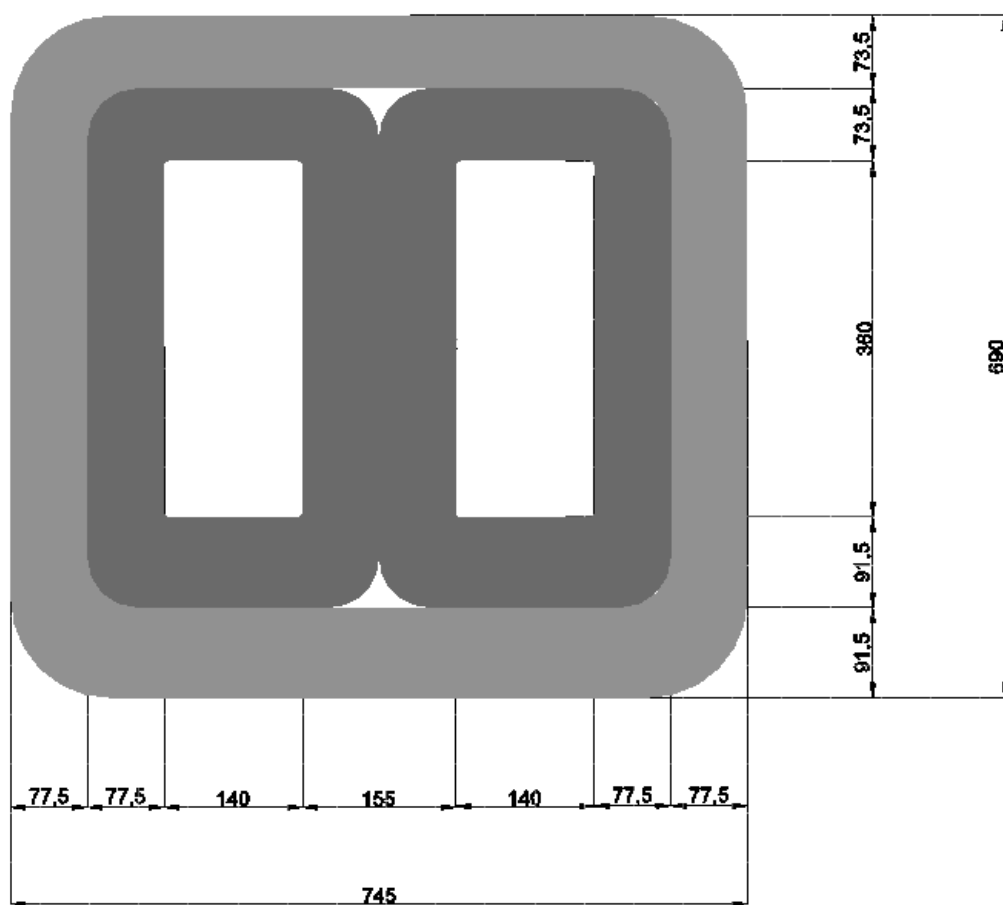
Tabulka 4.1: Rozměry amorfního magnetického obvodu dle Catech [20]

Výkon [kVA]	Rozměry (A x B x C x D x E)	R1	R2	P_{Fe} [W/kg]	Počet elementů
250	525 x 590 x 77,5 x 217 x 91,5	98	78	48	1
	360 x 140 x 77,5 x 217 x 91,5	6,4		26	2



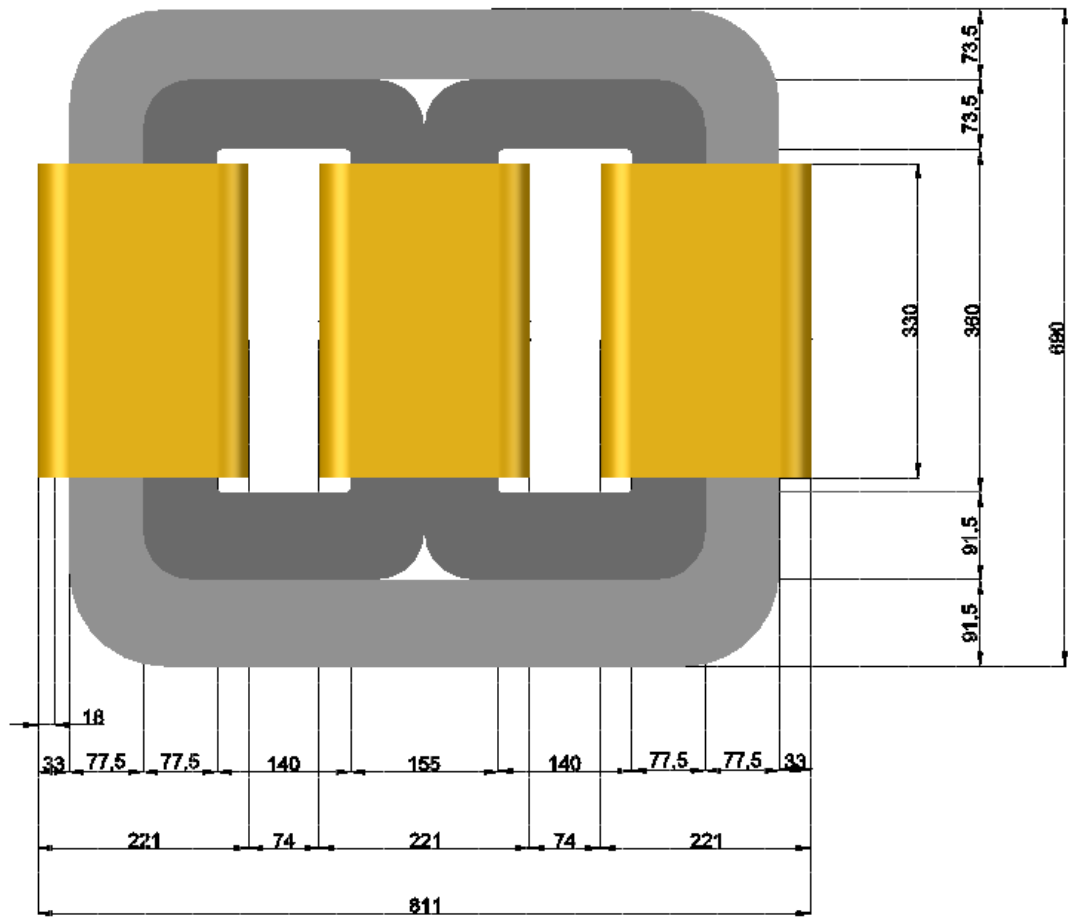
Obrázek 4.1: Rozměry amorfního magnetického obvodu dle Catech [20]

Nejprve jsem vymodeloval magnetický obvod jádrového transformátoru, který se skládá ze dvou menších jader a jednoho velkého (obrázek 4.2)



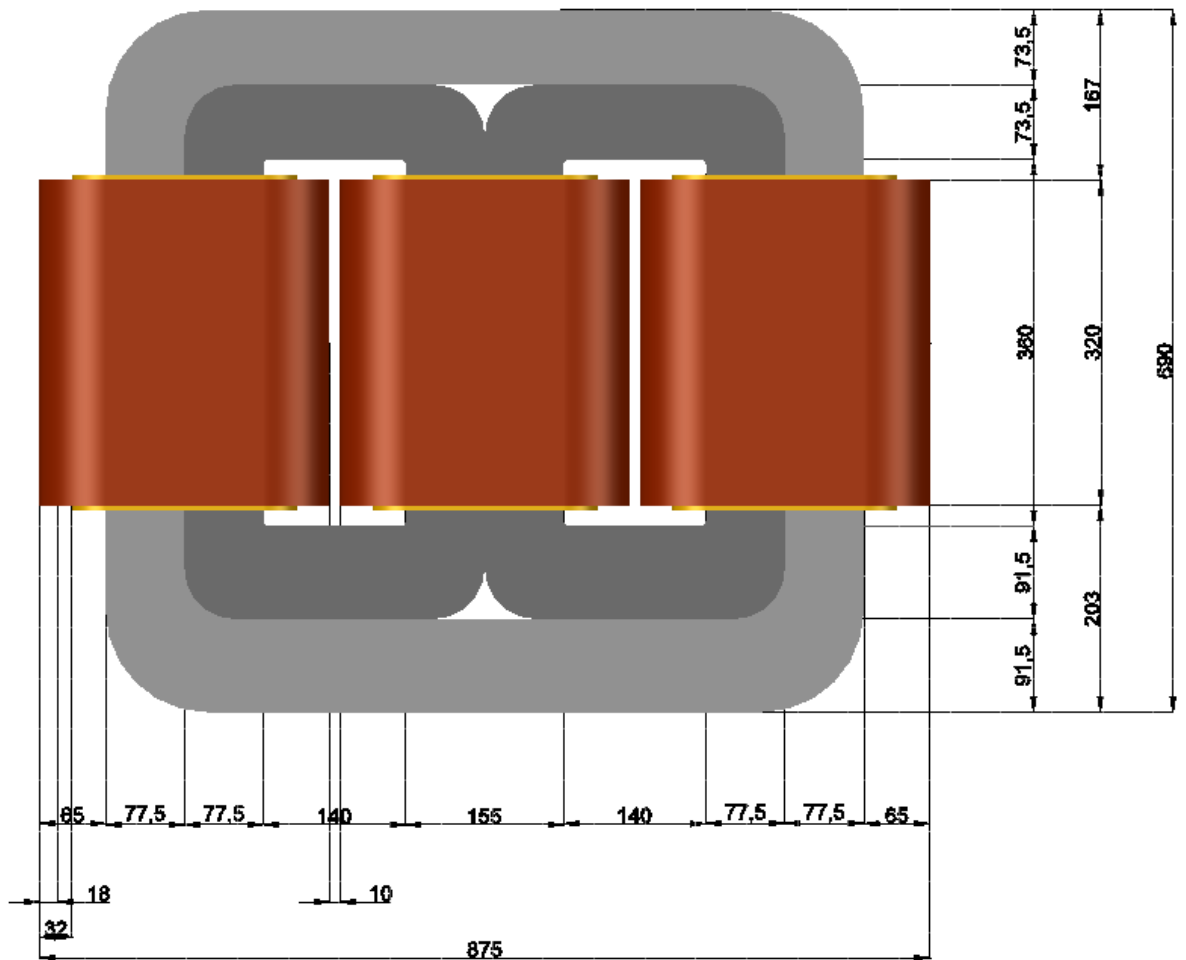
Obrázek 4.2: Model magnetického obvodu

Dále jsem přidal kolem magnetického obvodu vstupní vinutí (obrázek 4.3).
Potřebné rozměry vinutí jsou uvedeny v kapitole 3.



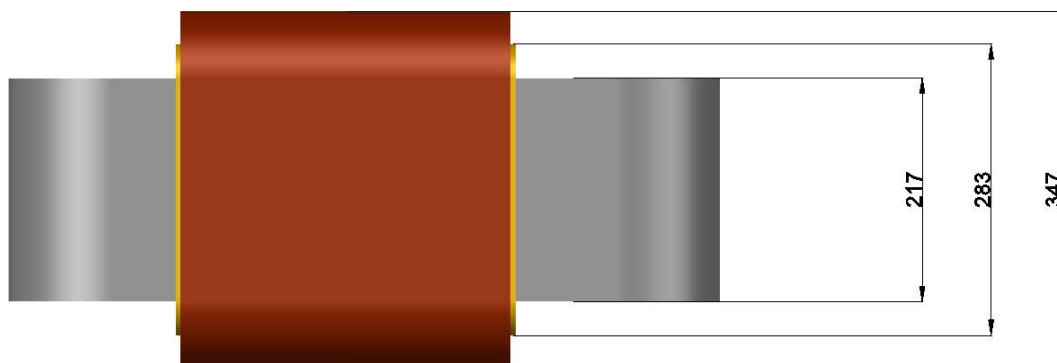
Obrázek 4.3: Model magnetického obvodu a vinutí nízkého napětí

Dále jsem přidal kolem vstupního vinutí výstupní vinutí, což je zobrazeno na obrázku 4.4.

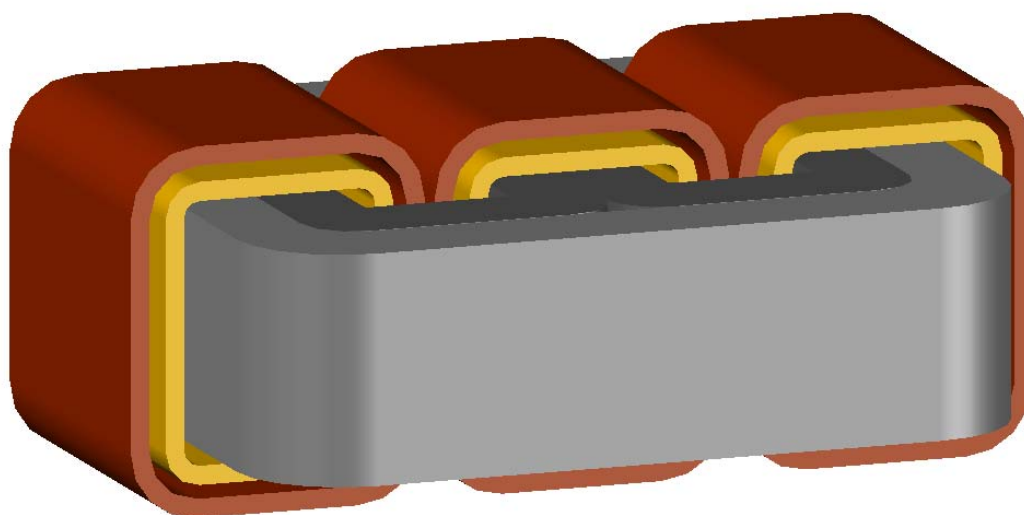


Obrázek 4.4: Model magnetického obvodu a vinutí

Rozměry jádra transformátoru při pohledu z boku jsou uvedeny na obrázku 4.5.
Na Obrázku 4.6 je zobrazen 3D pohled na jádro.



Obrázek 4.5: Model magnetického z bočního pohledu



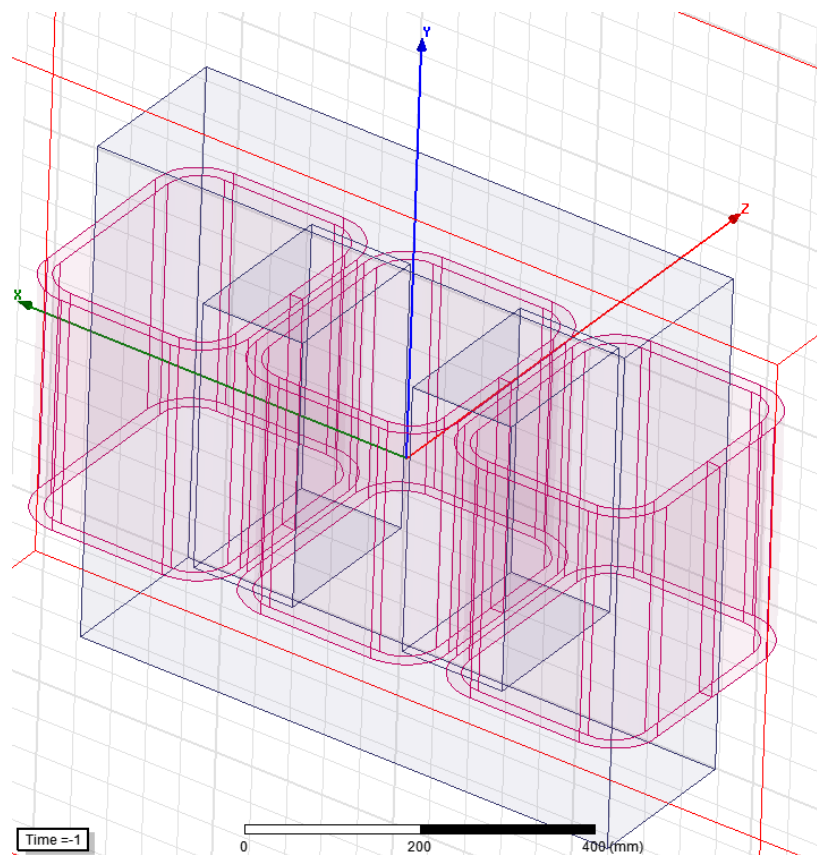
Obrázek 4.6: Model magnetického obvodu a vinutí

5 Simulace funkce stroje v SW prostředí

Maxwell 3D

Po dokončení elektromagnetického návrhu a vytvoření 3D modelu magnetického obvodu transformátoru a vinutí je možno přejít na poslední bod návrhu, a to simulaci jeho funkce. Simulace provedu v programu ANSYS Maxwell 3D (verze 16.0) od firmy Ansoft. Tento software slouží k řešení elektrických a magnetických úloh pomocí metody konečných prvků při užití Maxwellových rovnic, popisujících elektromagnetické pole [25].

Protože v programu Maxwell 3D v.16, s kterým jsem pracoval, lze zadat orientaci skládání plechů pouze ve 3 základních směrech, vytvořil jsem pro simulaci nový obvod, analogický k modelu v kapitole 4, který je skládaný z výstřihů plechů ve směru osy z. Tento magnetický obvod doplněný o vstupní vinutí a exportovaný do prostředí Maxwell 3D je na obrázku 5.1.



Obrázek 5.1: Model magnetického obvodu v Maxwell 3D

Model bude sloužit pro simulaci v chodu naprázdno. Simulace bude prováděna v řešiči transient, který vyžaduje zadání materiálových vlastností, způsobu napájení a vymezení okrajových podmínek. Materiál pro vinutí je elektrovedná měď. Pro materiály magnetického obvodu, které jsou rozhodující pro velikost ztrát naprázdno, je třeba vyhledat relevantní údaje na webových stránkách jednotlivých výrobců. Zejména je třeba vyhledat magnetizační charakteristiky $B=f(H)$ pro daný síťový kmitočet a také ztrátové charakteristiky $\Delta P=f(B)$. Tyto údaje je třeba zadat do databáze. Způsob zadání je popsán dále. V databázi figuruje materiál, který je definován BH křivkou a ztrátovými koeficienty Steinmetzova vztahu, které program vyhodnotí po zadání ztrátové charakteristiky.

Pro materiál magnetického obvodu jsem zvolil dva druhy křemíkových plechů pro skládané obvody a jeden typ amorfní fólie pro vinutý magnetický obvod. Veličiny střídavého magnetického pole jsou obvykle uváděny v maximálních hodnotách pro indukci B , respektive polarizaci, J a efektivních hodnotách pro intenzitu magnetického pole H . V podkladech jednotlivých světových výrobců bohužel panuje v současné době velká nejednotnost. Někteří výrobci plechů pro elektrotechniku uvádějí intenzitu pole v maximálních hodnotách, magnetizační charakteristiky pro stejnosměrné buzení, případně jako závislost polarizace na intenzitě $J=f(H)$. Tato nejednotnost velmi komplikuje simulace zejména pro uzavřené magnetické obvody, jako je případ magnetického obvodu transformátoru. Chybně zadaná magnetizační charakteristika se může projevit na nesprávném průběhu zapínacího proudu i na jeho tvaru v ustáleném režimu a také na chybném vyhodnocení velikosti ztrát. Z tohoto hlediska je výběr a ověření materiálových charakteristik stěžejní pro simulace, kterými jsem se zabýval.

Pro mé výpočty jsem zvolil jeden typ křemíkového plechu Unisil-H, který je od výrobce Cogent Inc. zadaný ve vrcholových hodnotách, a druhý typ plechu M-3 GOES, kde výrobce firma ATI metals Inc. neuvádí v jakých veličinách (rms či max.) je uváděna intenzita magnetického pole H . Třetí zkoumaný typ materiálu je amorfní plech 2605SA1 od firmy Metglas Inc. kde se podařilo opatřit všechna potřebná data.

5.1 Výpočty parametrů

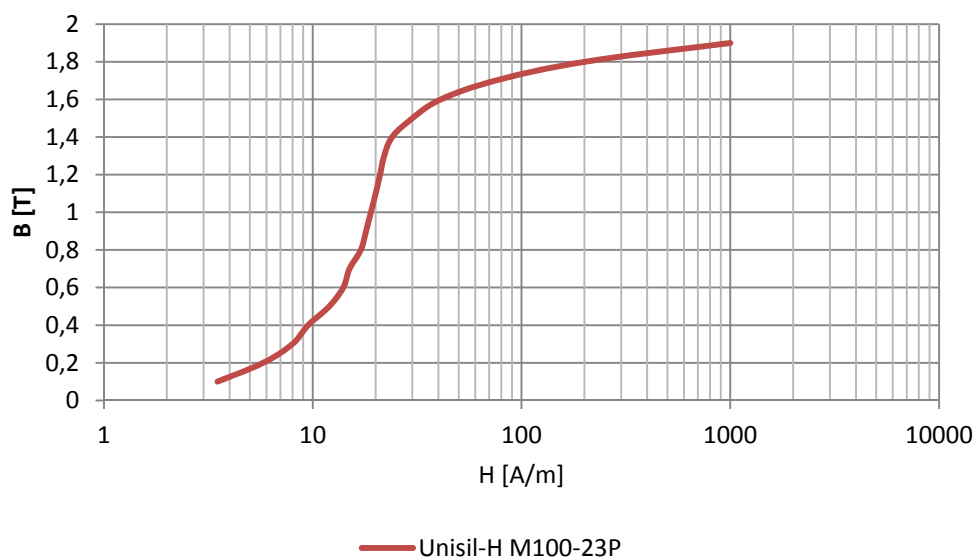
5.1.1 Unisil-H M100-23P

První obvod jsem zadal složený z plechů Unisil-H M100-23P britské firmy Cogent. M100-23P označuje anizotropní elektrotechnickou ocel o tloušťce 0,23 mm, jejíž měrné ztráty činí 1,4 W/kg při 1,7 T a kmitočtu 50 Hz.

V katalozích firmy Cogent jsem našel magnetizační charakteristiku oceli M100-23P (obr. 5.2 a 9.1) a z této křivky odečetl jednotlivé hodnoty polarizace a intenzity magnetického pole. Hodnoty Polarizace jsem převedl na magnetickou indukci ze vztahu

$$B = \mu_0 H + J \quad (26)$$

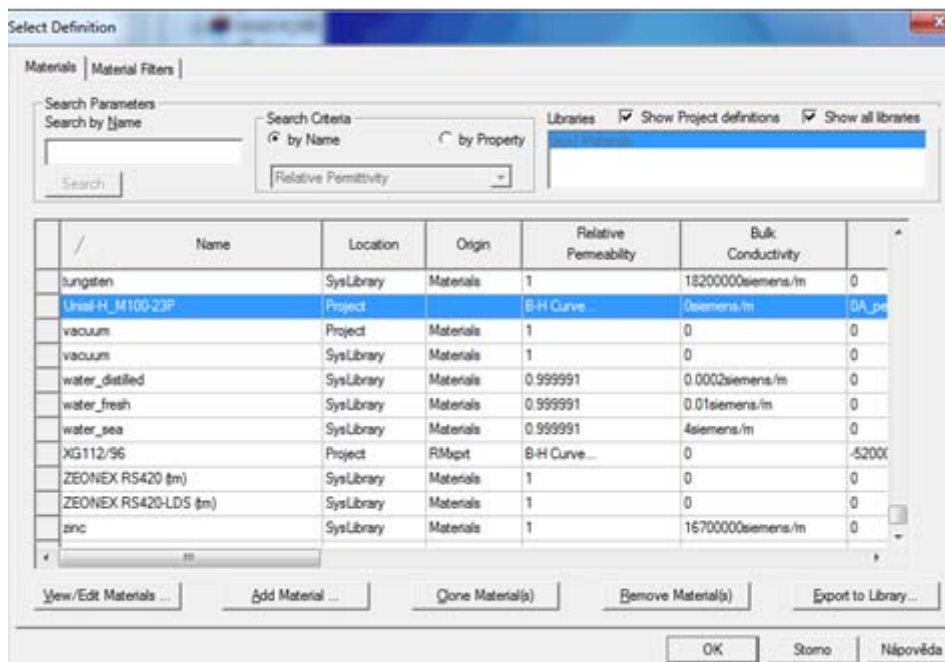
Dále jsem zjistil ztrátovou charakteristiku (obr 9.2) a podobně jsem odečetl její hodnoty. Tato data jsem zpracoval v tabulce 9.1.



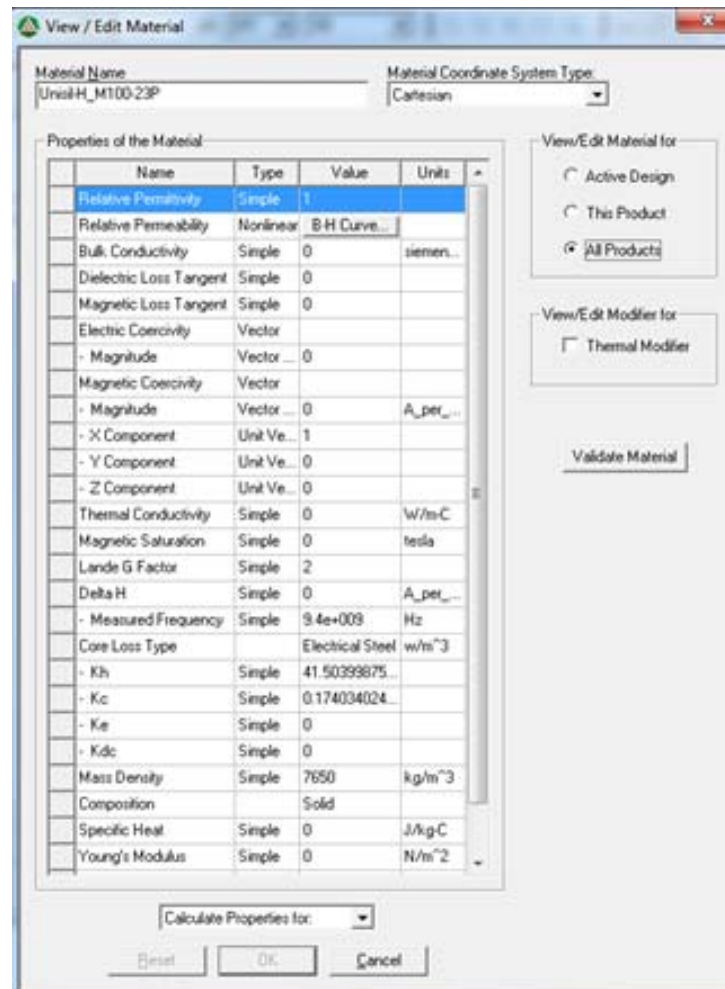
Obrázek 5.2: Magnetizační charakteristika Unisil-H M100-23P

Ze získaných hodnot jsem vytvořil vlastní materiál pro magnetický obvod v knihovně materiálů v Maxwell 3D. Materiály, které původně obsahovala knihovna Maxwell 3D byly totiž horší kvality a neměly evropské značení a nebylo tak zřejmé o jaký druh oceli se jednalo. Nejprve bylo potřeba zadat tento materiál do knihovny Maxwell 3D. To jsem provedl klonováním již existujícího materiálu z knihovny (obrázek 5.3), kde jsem následně v jeho vlastnostech přepsal název a upravil hodnoty (obrázek 5.4). V ikonce B-H Curve jsem zadal odečtené hodnoty z magnetizační

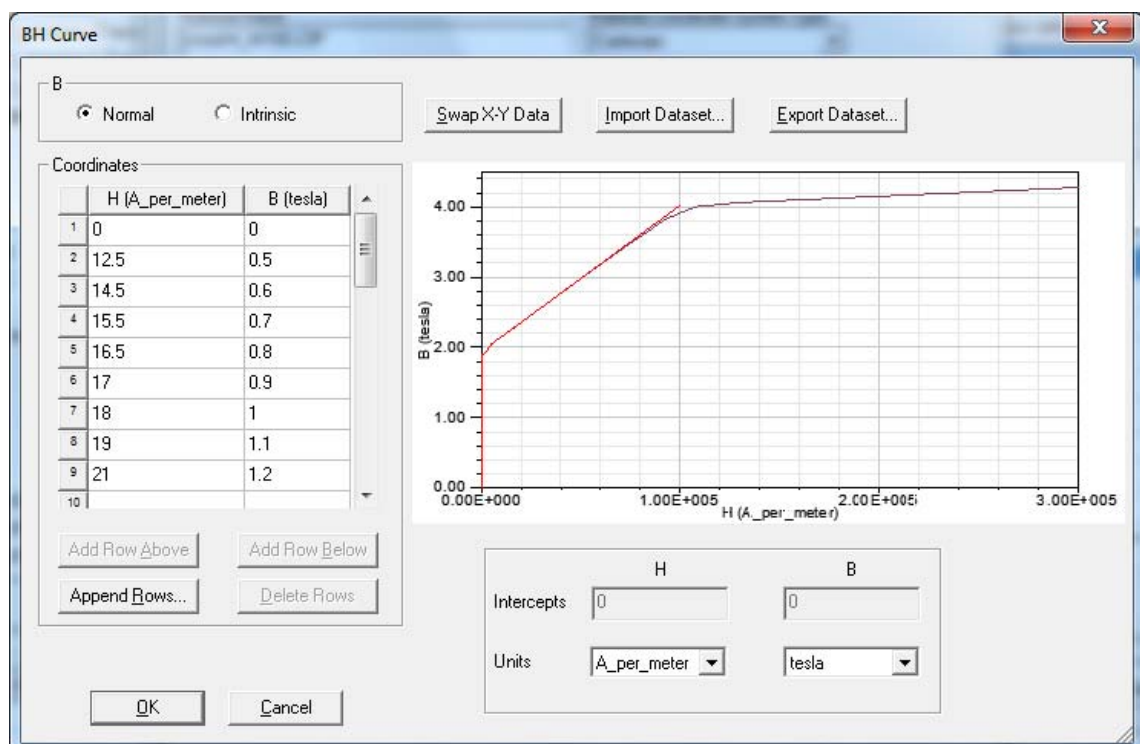
charakteristiky (obrázek 5.5). Po zadání hodnot se automaticky vyplní políčka k_h a k_v , které představují hysterezní ztráty a ztráty vířivými proudy původního materiálu. Tyto koeficienty nejsou zatím přesné, jelikož je potřeba zadat hodnoty ztrátové charakteristiky nového materiálu, což se provádí ve složce Calculate Properties for (obrázek 5.6). Zde je mimo ztrátovou křivku potřeba zadat ještě frekvenci, hustotu materiálu, jeho tloušťku a vodivost a poté již budou aktualizovány ztrátové koeficienty k_h a k_v .



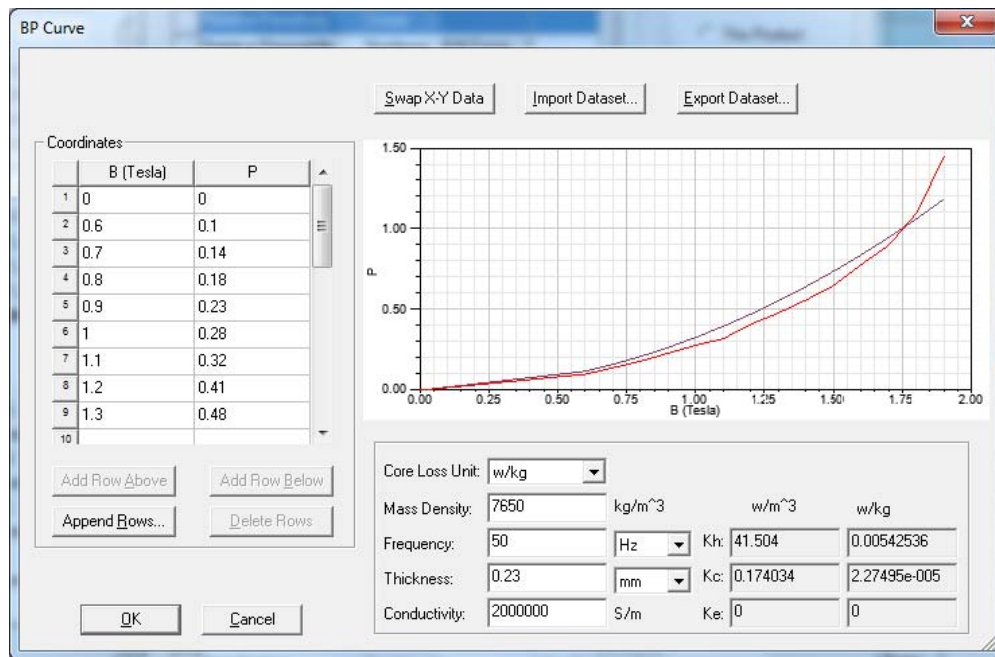
Obrázek 5.3: Knihovna materiálů v Maxwell 3D



Obrázek 5.4: Vlastnosti materiálu Unisil-H M100-23P



Obrázek 5.5: Magnetizační charakteristika Unisil-H M100-23P



Obrázek 5.6: Ztrátová charakteristika Unisil-H M100-23P

Podle výpočtu v Maxwell 3D vyšly pro plechy M100-23P koeficienty $k_h = 0,0054 \text{ [Wkg}^{-1}\text{]}$ a $k_v = 0,0054 \text{ [Wkg}^{-1}\text{]}$. S těmito koeficienty mohou vypočítat ztráty transformátoru za použití Steinmetzova vztahu. Maxwell 3D nepočítá s dodatečnými ztrátami a tak pro mé výpočty postačí základní forma Steinmetzova vztahu (3).

$$p_h = k_h B^2 f = 0,005425 \cdot 1,7^2 \cdot 50 = 0,7839 \text{ [Wkg}^{-1}\text{]} \quad (27)$$

$$p_v = k_v B^2 f^2 = 2,27 \cdot 10^{-5} \cdot 1,7^2 \cdot 50^2 = 0,164 \text{ [Wkg}^{-1}\text{]} \quad (28)$$

$$p_{Fe} = p_h + p_v = 0,947 \text{ [Wkg}^{-1}\text{]} \quad (29)$$

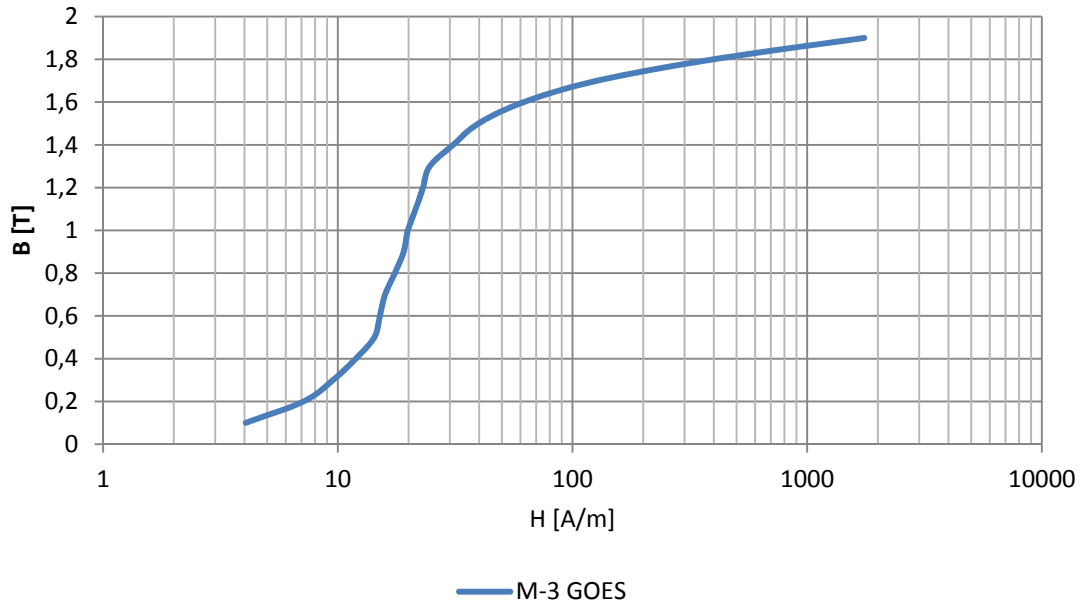
Z výpočtu mi vyšly ztráty v magnetickém obvodu $0,947 \text{ [Wkg}^{-1}\text{]}$.

5.1.2 M-3 GOES

Druhý materiál, který jsem použil pro simulaci je orientovaný křemíkový plech M-3 GOES od firmy ATI metals. M3 představuje vlastní typové označení plechu firmou ATI a GOES znamená Grain Oriented Electrical Steel, neboli u nás používaný název křemíkový orientovaný plech pro elektrotechniku. Firma ATI metals je globální firma zaměřená na výrobu a distribuci materiálů a součástek s hlavním sídlem v USA.

V katalozích ATI jsem našel orientovaný křemíkový plech stejné tloušťky jako předchozí Unisil-H (tedy 0,23 mm). Dále jsem znovu odečetl hodnoty jeho B-H křivky (Obrázek 5.7 a 9.3) a jeho ztrátové křivky (Obrázek 9.4). Hodnoty jsem bral opět při

místní frekvenci 50 Hz a ve W/kg. Tyto hodnoty jsem zpracoval v tabulce 9.2. Při porovnání údajů (Obrázek 5.15) je patrné, že ATI metals uvádí svůj materiál také ve vrcholových hodnotách.



Obrázek 5.7: Magnetizační charakteristika M-3 GOES

Dále jsem opakoval postup pro zadání materiálu do knihovny materiálů Maxwell 3D identický s Unisil-H, proto zde nebude dopodrobna znovu zmíněn. Na obrázku 5.8 jsou vidět výsledné parametry po zadání hodnot B-H křivky (obrázek 5.9) a ztrátové charakteristiky (Obrázek 5.10). Již v tomto okamžiku je patrné, že koeficienty k_h a k_v jsou u obou křemíkových plechů velmi rozdílné.

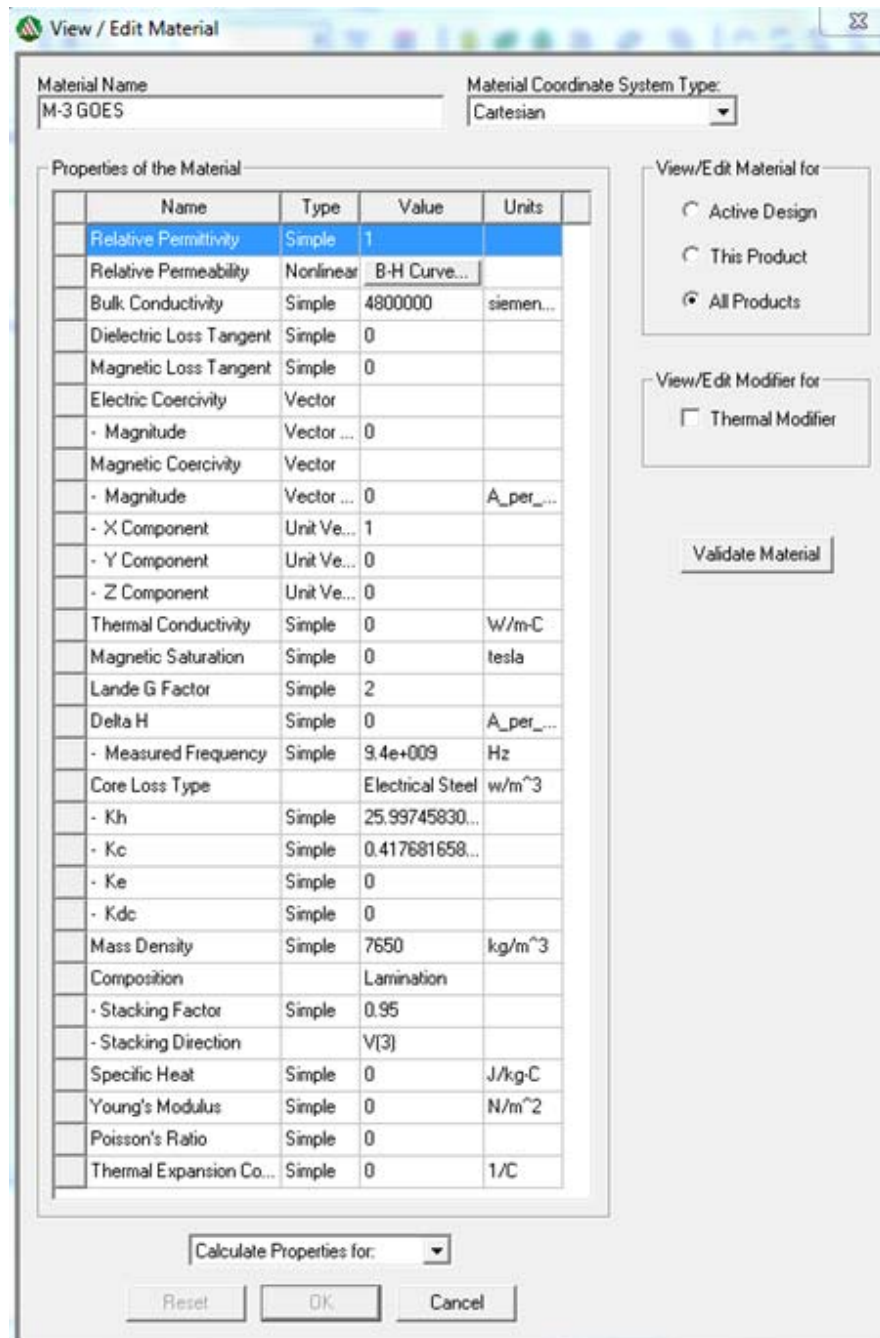
Opět použiji Steinmetzův vztah pro výpočet ztrát (3) za použití známých koeficientů k_h a k_v .

$$p_h = k_h B^2 f = 0,00339 \cdot 1,7^2 \cdot 50 = 0,489 [Wkg^{-1}] \quad (30)$$

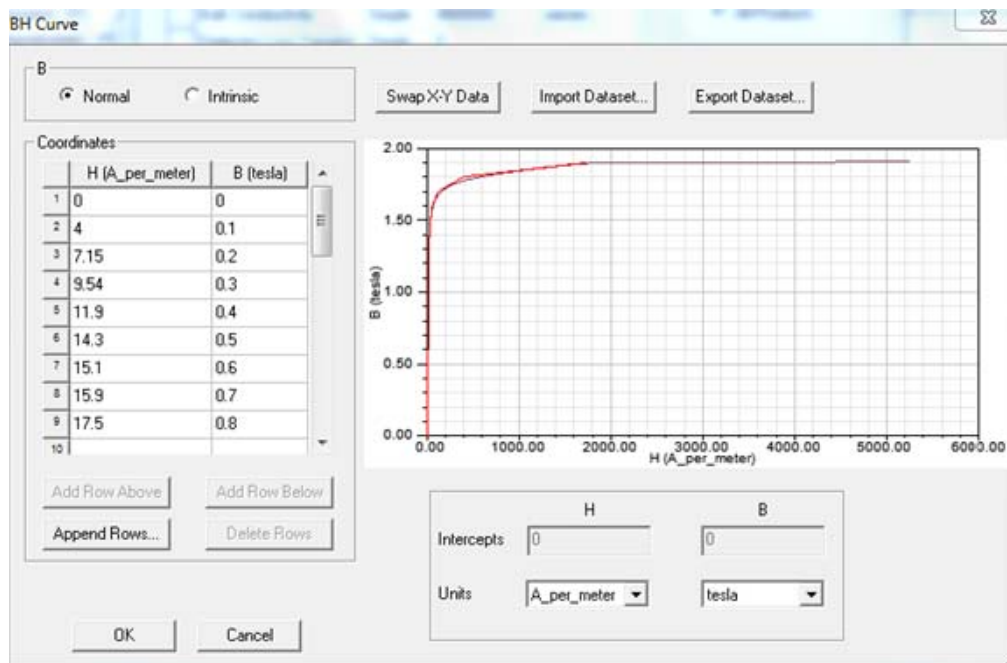
$$p_v = k_v B^2 f^2 = 5,45 \cdot 10^{-5} \cdot 1,7^2 \cdot 50^2 = 0,394 [Wkg^{-1}] \quad (31)$$

$$p_{Fe} = p_h + p_v = 0,883 [Wkg^{-1}] \quad (32)$$

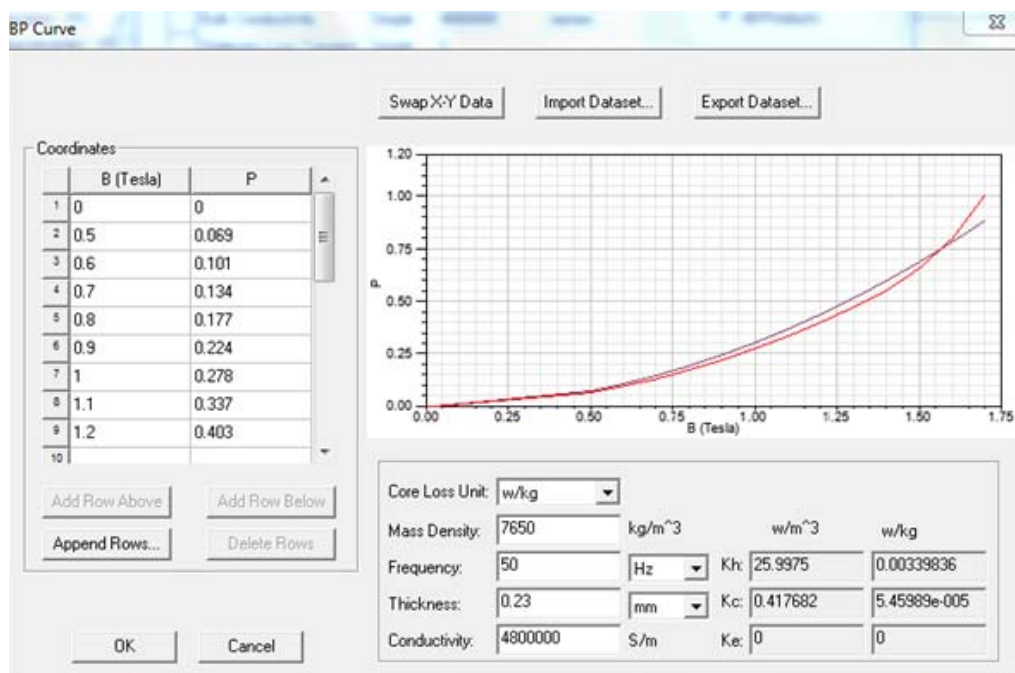
Z výpočtu mi vyšly ztráty v magnetickém obvodu $0,883 [Wkg^{-1}]$, což vychází lépe, než Unisil-H, nicméně je ovšem nutno brát v úvahu nepřesnost při odečítání hodnot, neboť Maxwell 3D je závislý na přesném zadání křivek.



Obrázek 5.8: Vlastnosti materiálu M-3 GOES



Obrázek 5.9: Magnetizační charakteristika M-3 GOES

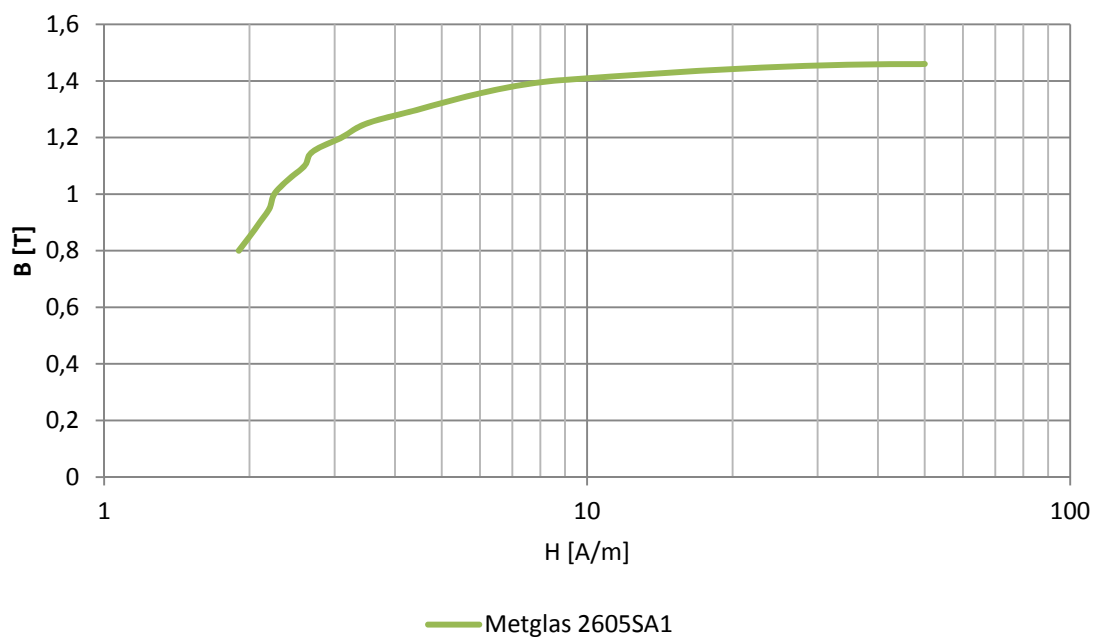


Obrázek 5.10: Ztrátová charakteristika M-3 GOES

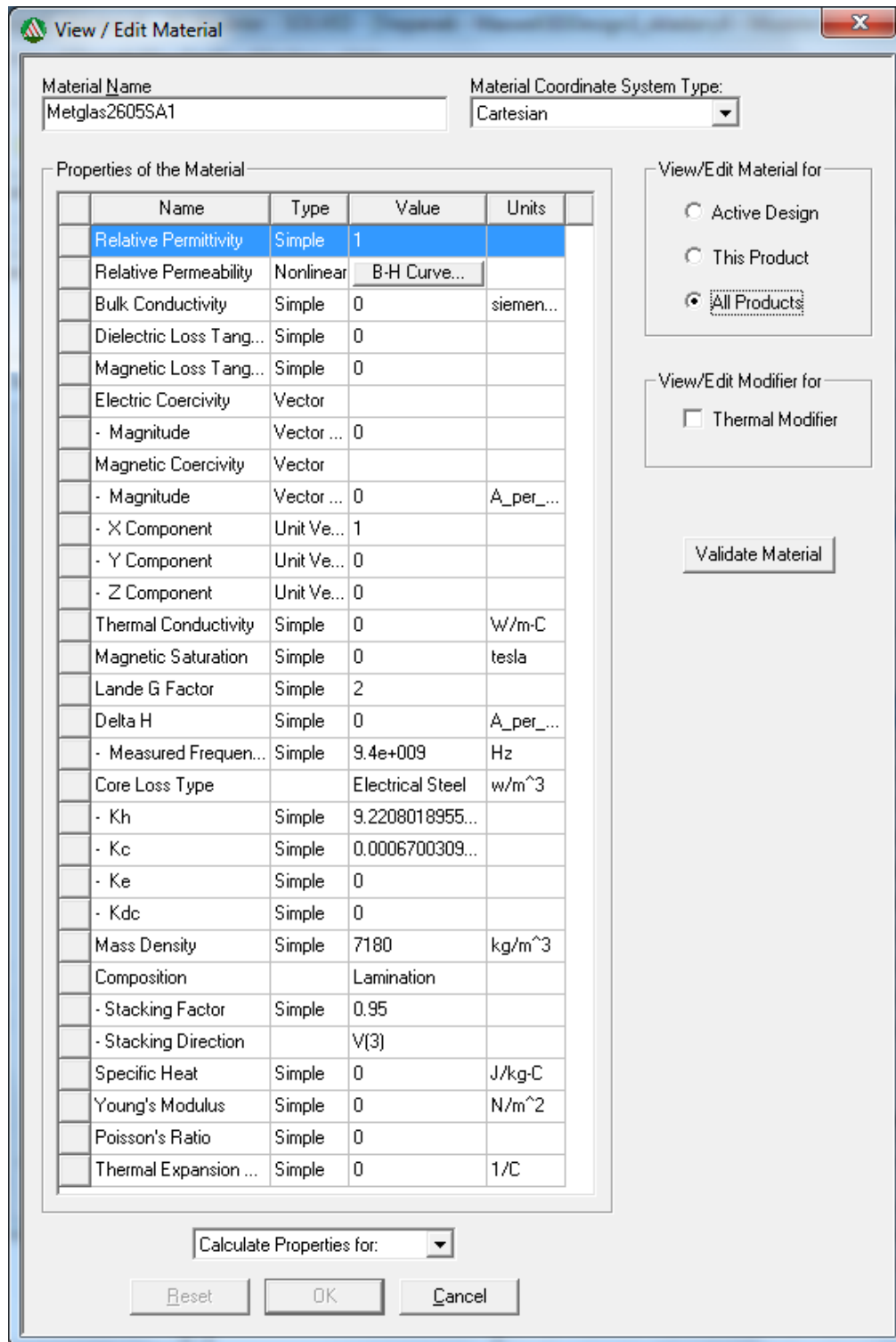
5.1.3 Metglas 2605SA1

Jako poslední materiál pro simulaci v Maxwell 3D jsem zvolil amorfní slitinu 2605SA1 od firmy Metglas. Amorfní fólie 2605 SA1 je slitina železa, boru a křemíku. Tloušťka této fólie je 0,023 mm. Podobně jako u orientovaných plechů jsem z katalogů odečetl hodnoty B-H křivky (Obrázek 5.11 a 9.5.) a ztrátové charakteristiky

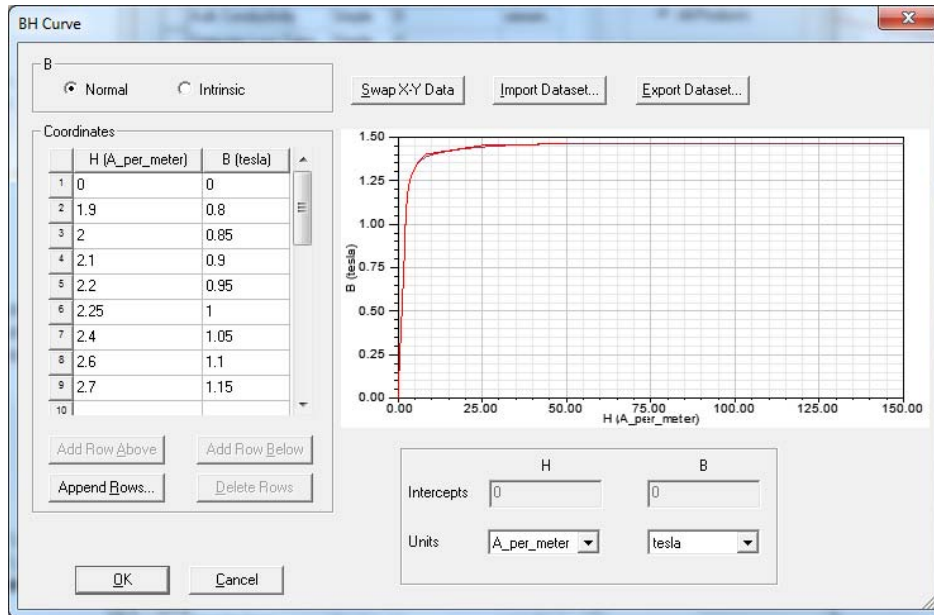
(Obrázek 9.6), jenž jsem dále zpracoval v Maxwell 3D. Tyto hodnoty jsem zpracoval v tabulce 9.3.



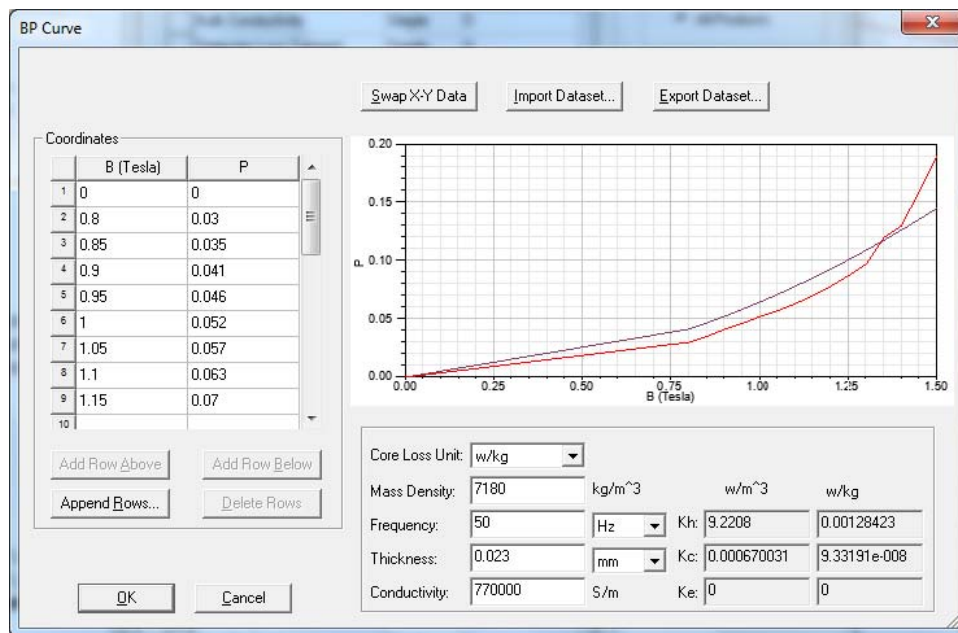
Obrázek 5.11: Magnetizační charakteristika 2605SA1



Obrázek 5.12: Vlastnosti materiálu 2605SA1



Obrázek 5.13: Magnetizační charakteristika 2605SA1



Obrázek 5.14: Ztrátová charakteristika 2605SA1

Nakonec provedu výpočet ztrát magnetického obvodu za pomoci Steinmetzova vztahu.

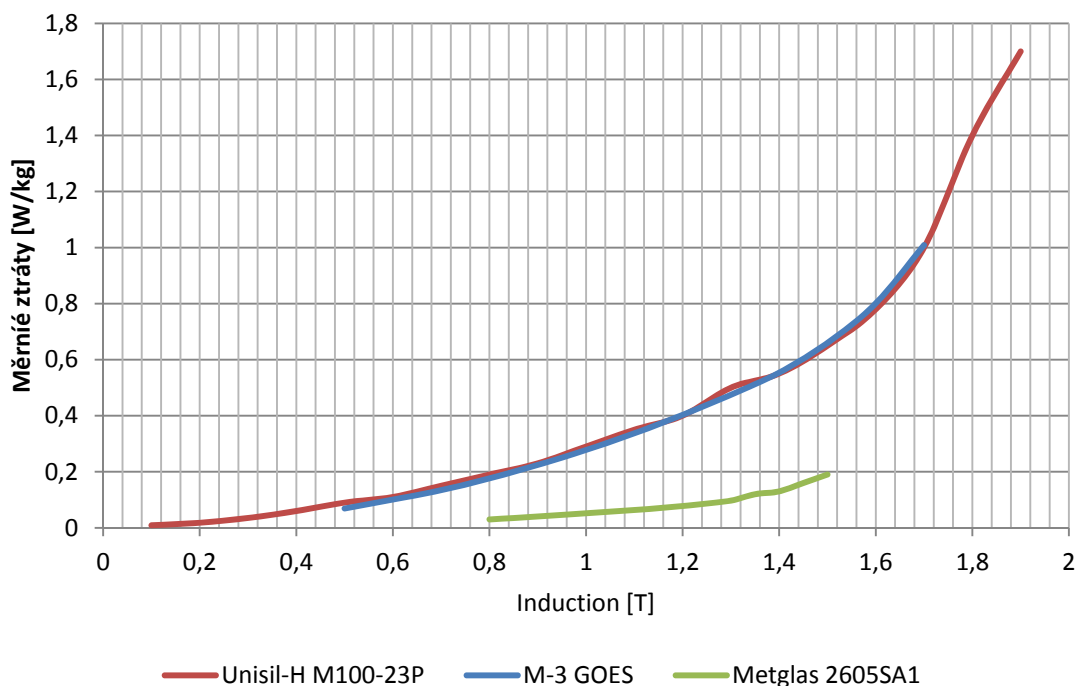
$$p_h = k_h B^2 f = 0,00128 \cdot 1,7^2 \cdot 50 = 0,18 [Wkg^{-1}] \quad (33)$$

$$p_v = k_v B^2 f^2 = 9,331 \cdot 10^{-8} \cdot 1,7^2 \cdot 50^2 = 6,74 \cdot 10^{-4} [Wkg^{-1}] \quad (34)$$

$$p_{Fe} = p_h + p_v = 0,1806 [Wkg^{-1}] \quad (35)$$

5.1.4 Porovnání

Jednotlivé průběhy ztrátových charakteristik jsou znázorněny na obrázku 5.11. Z průběhů je vidět, že amorfní materiál vykazuje při dané indukci daleko menší ztráty než křemíkové plechy.



Obrázek 5.15: Ztrátové charakteristiky materiálů

Výsledné hodnoty získaných ztrátových koeficientů a vypočtených měrných ztrát jsou vidět v tabulce 5.1.

Tabulka 5.1: Ztrátové parametry všech materiálů

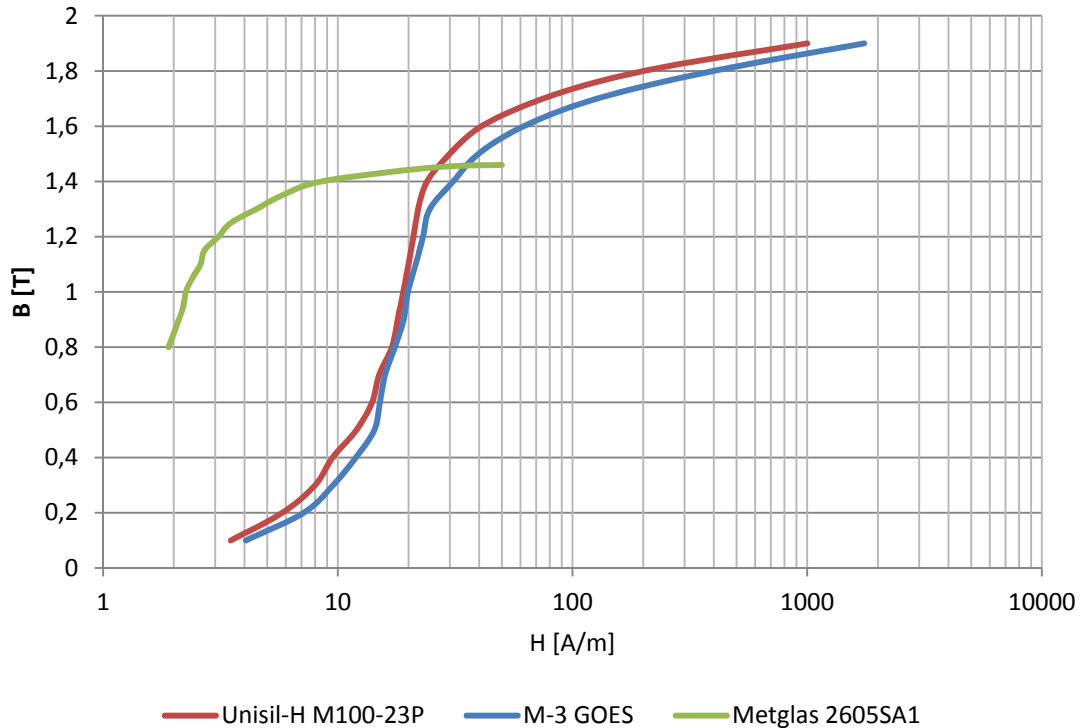
	k_h [Wkg ⁻¹]	k_v [Wkg ⁻¹]	p_h [Wkg ⁻¹]	p_v [Wkg ⁻¹]	p_{Fe} [Wkg ⁻¹]
M100-23P	0,000542	$2,27 \cdot 10^{-5}$	0,7839	0,164	0,947
M-3 GOES	0,00339	$5,45 \cdot 10^{-5}$	0,489	0,3947	0,883
2605SA1	0,00128	$9,331 \cdot 10^{-8}$	0,18	$6,74 \cdot 10^{-4}$	0,1806

Z výsledků tabulky 5.1 je patrné, že amorfní materiál 2605SA1 má za pomoci Steinmetzova vztahu dopočtené několiknásobně nižší ztráty než křemíkové materiály, což je způsobeno daleko menšími ztrátovými koeficienty.

Nesoulad velikostí vířivých ztrát u křemíkových plechů je dán chybně zadanou velikostí vodivosti, kterou vzhledem k časové náročnosti simulací nebylo možno již opravit.

Koeficient k_h je úměrný obsahu hysterezní smyčky a amorfní materiál má její obsah daleko menší než klasický křemíkový plech. Koeficient k_v je závislý především na tloušťce plechu a 2605SA1 je oproti vybraným křemíkovým plechům desetinásobně tenčí.

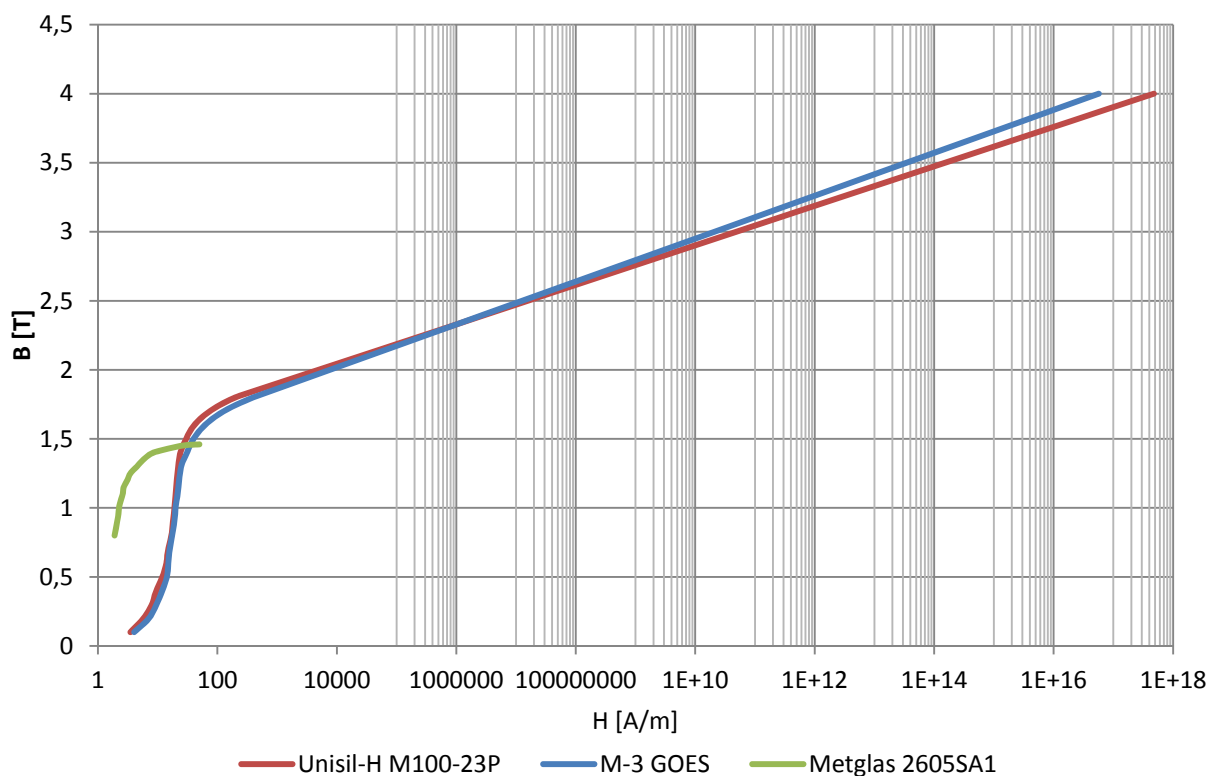
Na obrázku 5.16. jsou pro porovnání vyneseny B-H křivky všech materiálů.



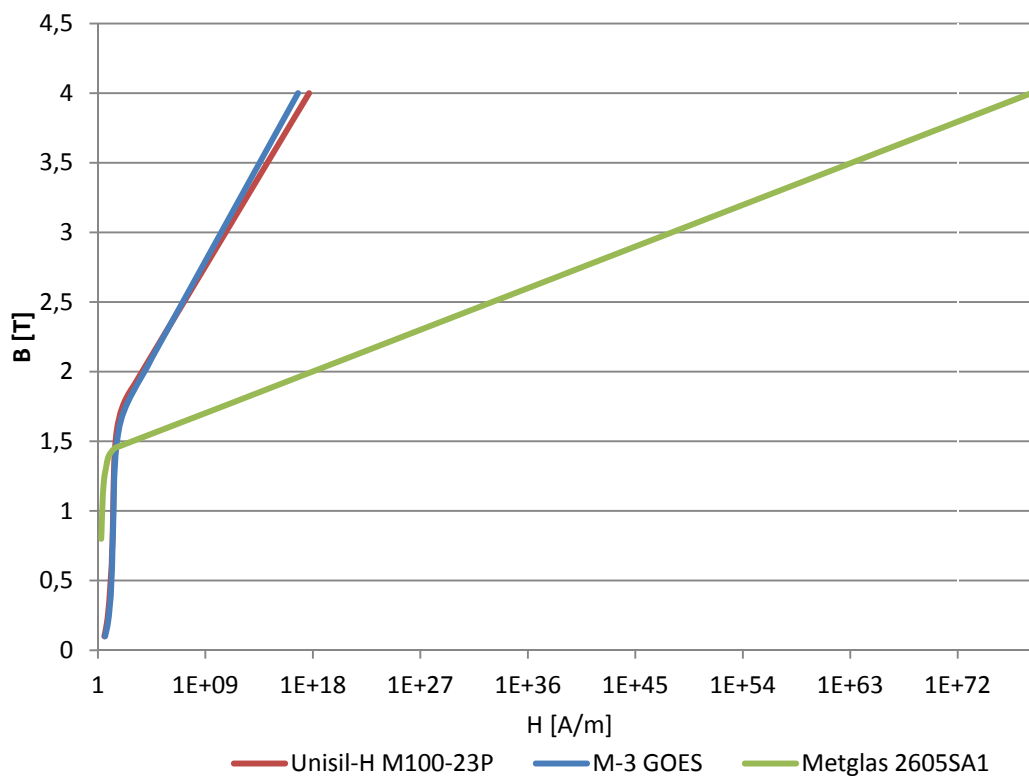
Obrázek 5.16: Magnetizační charakteristiky všech materiálů

5.2 Úprava charakteristik

Jak je uvedeno v kapitole 6, Maxwell 3D mi nenabídl uspokojivé výsledky. Z manuálu Maxwell jsem zjistil, že rozsah magnetizační charakteristiky udávaný výrobcem je nedostatečný v oblasti saturace materiálu. Dopočetl jsem tedy B-H křivky do magnetické indukce 4 T na základě předpokladu, že charakteristika v oblasti nasycení (a přesycení) přesahující rozsah uvedený výrobcem je lineární. Na obrázku 5.17 je tato modifikace znázorněna pro křemíkové plechy a na obrázku 5.18 zároveň s amorfní fólií.



Obrázek 5.17: Modifikované magnetizační charakteristiky Si materiálů

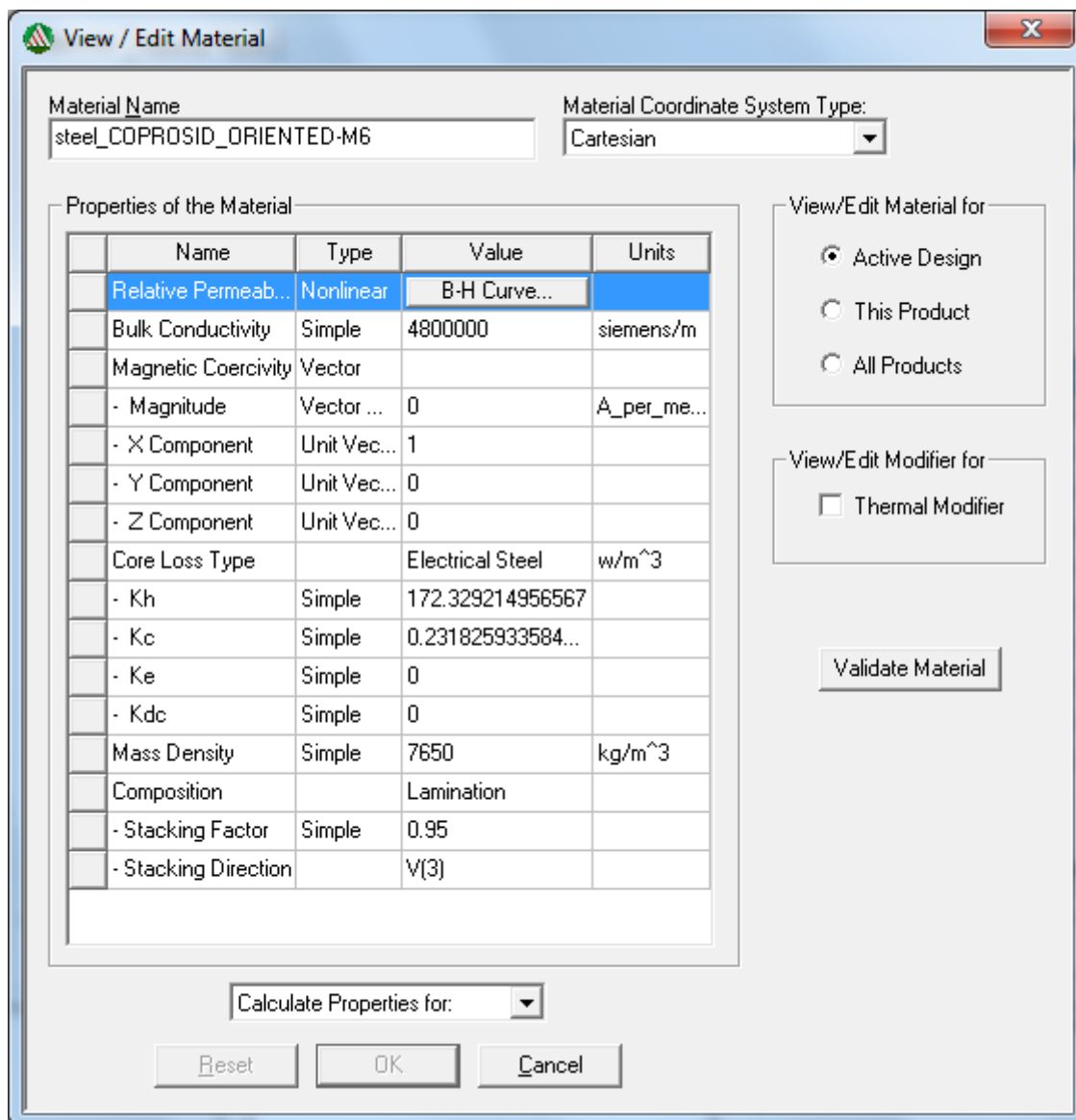


Obrázek 5.18: Modifikované magnetizační křivky všech materiálů

5.3 Coprisid M-6 GOES

Jak je popsáno v kapitole 6, i po úpravě charakteristik měly výsledky simulací nevěrohodné časové průběhy hlavních veličin, například magnetizačních proudů. Proto jsem použil již ověřená data pro křemíkový orientovaný plech Coprosid M-6 GOES.[28]

Parametry Coprosid M-6 GOES po zadání v Maxwell 3D jsou na obrázku 5.19.



Obrázek 5.19: Vlastnosti materiálu Coprosid M-6 GOES

Z obrázku 5.19 je vidět, že ztrátové koeficienty tohoto plechu vyšly $k_h = 172,32 \text{ [W} \cdot \text{m}^{-3}]$ a $k_v = 0,23 \text{ [W} \cdot \text{m}^{-3}]$. Tyto hodnoty jsem převedl na $[\text{W} \cdot \text{kg}^{-1}]$ a pro porovnání jsem dopočítal měrné ztráty a vše vynesl do tabulky 5.2.

$$p_h = k_h B^2 f = 0,004638 \cdot 1,7^2 \cdot 50 = 0,18 \text{ [Wkg}^{-1}] \quad (36)$$

$$p_v = k_e B^2 f^2 = 6,21 \cdot 10^{-6} \cdot 1,7^2 \cdot 50^2 = 6,74 \cdot 10^{-4} [\text{Wkg}^{-1}] \quad (37)$$

$$p_{Fe} = p_h + p_v = 0,1806 [\text{Wkg}^{-1}] \quad (38)$$

Tabulka 5.2: Ztrátové parametry všech materiálů

	$k_h [\text{Wkg}^{-1}]$	$k_v [\text{Wkg}^{-1}]$	$p_h [\text{Wkg}^{-1}]$	$p_v [\text{Wkg}^{-1}]$	$p_{Fe} [\text{Wkg}^{-1}]$
M100-23P	0,000542	$2,27 \cdot 10^{-5}$	0,7839	0,164	0,947
M-3 GOES	0,00339	$5,45 \cdot 10^{-5}$	0,489	0,394	0,883
2605SA1	0,00128	$9,331 \cdot 10^{-8}$	0,18	$6,74 \cdot 10^{-4}$	0,1806
M-6 GOES	0,00463	$6,21 \cdot 10^{-6}$	0,67	0,044	0,71

5.4 Dokončení návrhu

Dále jsem zadal průběhy napětí jednotlivých fází. V každé fázi je harmonické napětí posunuté o 120° , to znamená, že jednotlivé průběhy jsou:

$$U_1 = U_m \sin(\omega t) \quad (39)$$

$$U_2 = U_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (40)$$

$$U_3 = U_m \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (41)$$

Nakonec bylo potřeba zvolit prostředí, v němž se magnetický obvod nachází. Volí se ideálně co nejmenší prostor, aby výpočet nebyl příliš složitý, je ovšem potřeba zadat prostředí dostatečně velké pro celkové magnetické pole. Pro svůj účel jsem zvolil okolí v rozsahu 30% velikosti obvodu.

6 Analýza vypočtených dat

Simulace prováděné v Maxwell 3D byly zaměřené na analýzu funkce transformátoru v chodu naprázdno. V programu Maxwell 3D lze metodou konečných prvků zkoumat magnetické pole modelu, a také zobrazovat průběhy jednotlivých veličin v čase.

Analýza mnou navrženého transformátoru je nastavena od okamžiku připojení transformátoru na napětí, čímž vznikne přechodový děj, který spočívá v postupném zániku zapínacího proudu s časovou konstantou $\tau=L/R$ až do ustáleného stavu. Zapínací proud je jedna z nejdůležitějších hodnot pro nastavení ochran, jelikož jeho velikost může mnohanásobně přesáhnout velikost jmenovitého proudu. Jeho působením rovněž mohou vzniknout problémy spojené s dimenzováním vodičů na účinky dynamických sil.[26]

6.1 Simulace pro Unisil-H M100-23P

V této kapitole uvedu data pouze pro Unisil-H M100-23P, jelikož chyba, jež se objevila při výpočtu dat se opakovala u všech materiálů.

Ze zadaných dat mi vyšly převážně nepřesné výsledky. Napětí, jehož průběh je vidět na obrázku 9.7, má konstantní průběhy, které jsou navzájem posunuty o 120° . To je zapříčiněno tím, že napětí u transformátoru není ovlivněno přechodovým dějem.

Na obrázku 9.8 jsou zobrazeny průběhy proudů všech tří fází. Při připojení transformátoru na síť je patrné, že proud dosáhl několikanásobně vyšší hodnoty než na konci přechodového děje v ustáleném stavu. Jeho hodnota je dána momentem připnutí na síť. Při připnutí v momentu, kdy napětí dosahuje maximální hodnoty, nenastává přechodový děj a tedy ani zapínací proud. Naopak při připnutí, kdy má napětí nulovou hodnotu, bude mít zapínací proud maximální hodnotu. Na začátku přechodového děje má zapínací proud stejnosměrný charakter, který postupně odeznívá. Při simulaci M100-23P ovšem tato složka neodeznívá a proudy všech fází mají stejnosměrný charakter i na konci přechodového děje. Hodnoty proudů druhé a třetí fáze zároveň nedosáhly předpokládaných hodnot.

Na obrázcích 9.9, 9.10 a 9.11 jsou zobrazeny jednotlivé průběhy proudu v porovnání s napětím stejných fází. Proudů první fáze odpovídá fázový posun 90° za napětím, ovšem u druhé a třetí fáze tento posun neodpovídá.

Na obrázku 9.12 je znázorněn průběh ztrát v magnetickém obvodu. Průměrná hodnota ztrát vyšla $\Delta P = 338 \text{ W}$. Při převodu na měrné ztráty vychází pro M100-23P:

$$p_{Fe} = \frac{\Delta P}{m_{Fe}} = 0,51 [\text{Wkg}^{-1}] \quad (42)$$

Tato hodnota neodpovídá hodnotám vypočteným v kapitole 5, kde pro M100-23P je $p_{Fe} = 0,947 [\text{Wkg}^{-1}]$ a nedosahuje tedy předpokládaných hodnot.

Na obrázcích 9.13, 9.14 a 9.15 je vidět rozložení magnetické indukce v obvodu v čase 0,211 sekund po připojení obvodu na síť, tedy v okamžiku, kdy by se obvod dostával do ustáleného stavu. Z obrázků je patrné, že hodnoty magnetické indukce dosahují vysokých hodnot a obvod je v daném místě přesycen. Dále je vidět, že magnetická indukce je ve sloupcích transformátoru rozložena rovnoměrně a tudíž se uplatnila laminace plechů.

6.2 Druhý výpočet

Druhý výpočet měl již uspokojivější hodnoty proudu a ztrát, ale jejich průběhy vyšly opět nepřesné, se stejnou chybou jako to bylo v případě M100-23P při první simulaci a tedy stejnosměrná složka proudu nezanikla.

6.3 Coprosid M-3 GOES.

Na obrázku 9.16 je možno vidět průběh zapínacích proudů přechodném ději. Proud má předpokládaný charakter, tj. mnohonásobně převyšuje hodnoty v ustáleném stavu, postupně se snižuje, jeho stejnosměrná složka zaniká a na konci přechodného děje má proud harmonický charakter.

Na obrázku 9.17 je znázorněn pouze proud první fáze. Je vidět, že po odeznění přechodového děje má proud dle očekávání nesinusový průběh s výraznou třetí harmonickou. Nesymetrie tvaru proud vzhledem k ose času zároveň dokládá přítomnost sudé první harmonické proudu, který je ve fázi s napětím.

Na obrázku 9.18 je zobrazen průběh proudu a napětí první fáze. Je patrné, že napětí skutečně předbíhá proud o 90° .

Průběh ztrát je vidět na obrázku 9.19. Průměrné ztráty vyšly při přechodovém ději $\Delta P=9,6$ kW.

7 Závěr

Má bakalářská práce spočívala v návrhu amorfního magnetického obvodu pro distribuční transformátor 250 kVA. Práci jsem členil do kapitol odpovídajícím jednotlivým bodům zadání, tj. na – výběr provedení, výběr materiálu pro magnetický obvod a vinutí, volbu konstrukce magnetického obvodu a vinutí, výpočet parametrů elektromagnetického návrhu a tvorbu 3D modelu v programu AutoCAD pro simulace v softwarovém prostředí Maxwell 3D v.16.

První část mé práce sloužila pro shromáždění potřebných podkladů o materiálech a jejich použití při stavbě magnetického obvodu a vinutí. V této části jsem se dále seznámil s potřebnými výpočty pro návrh transformátoru.

Protože jsou křemíkové orientované plechy nejvíce používaným materiálem pro výrobu transformátorů, má práce rovněž zahrnovala analýzu jejich vlastností a jejich matematické vyjádření.

V druhé části jsem vymodeloval navržený transformátor v CAD programu AutoCAD. Model jsem poté přenesl do programu Maxwell 3D, kde jsem simuloval funkci tohoto obvodu.

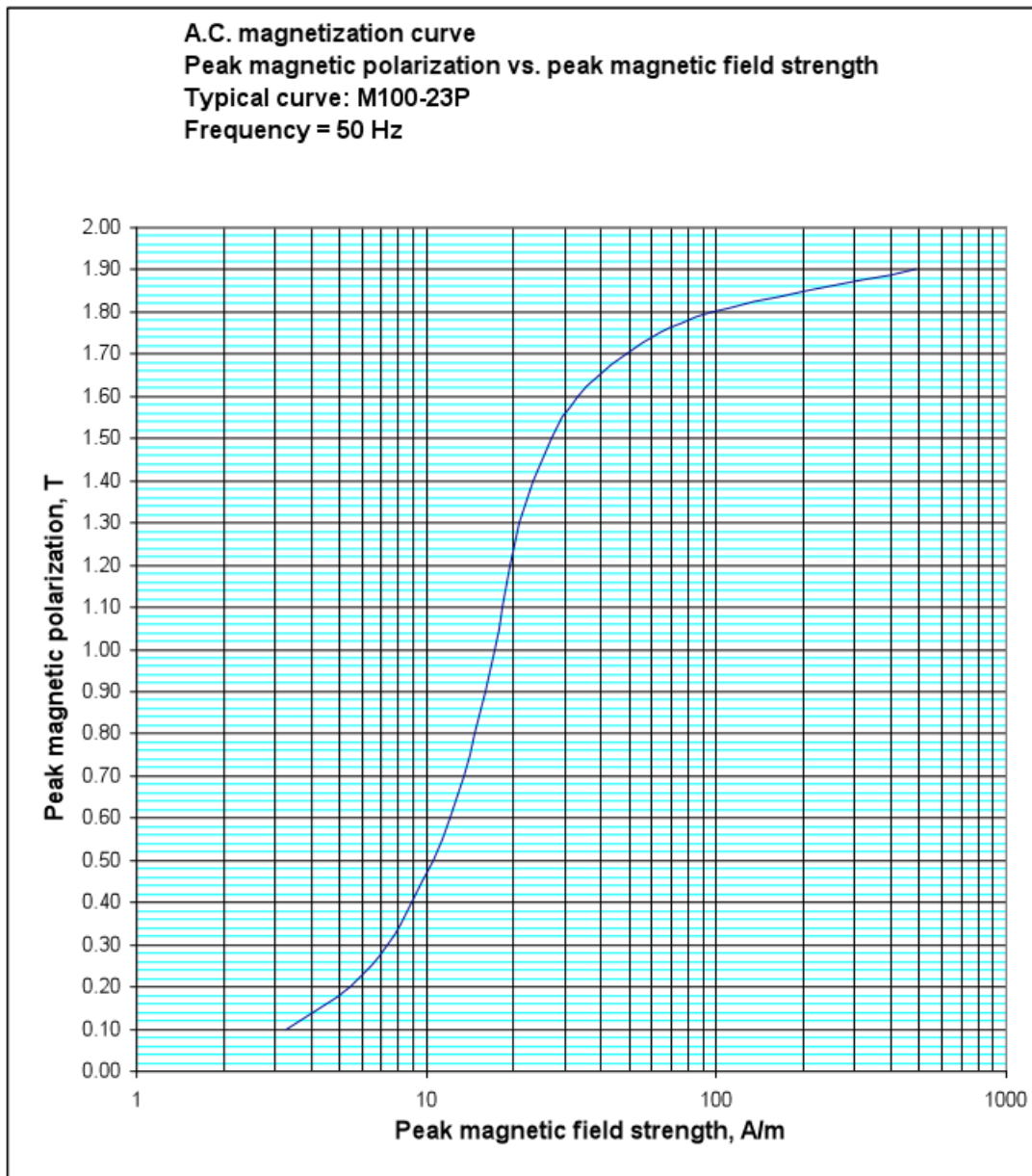
Závěrem musím uvést, že provedené simulace nedopadly uspokojivě. Všechny varianty dávaly výsledky neodpovídající fyzikální podstatě přechodného děje. Nedocházelo k ukončení přechodového jevu a např. proudy tvarem a velikostí neodpovídaly očekávaným hodnotám. Proto jsem také použil data z již ověřené simulace s materiálem firmy Coprosid M-6 GOES. Výsledky této simulace byly použity pro analýzu možných příčin selhání simulací provedených na základě dat získaných z webových stránek.

8 Seznam literatury a informačních zdrojů

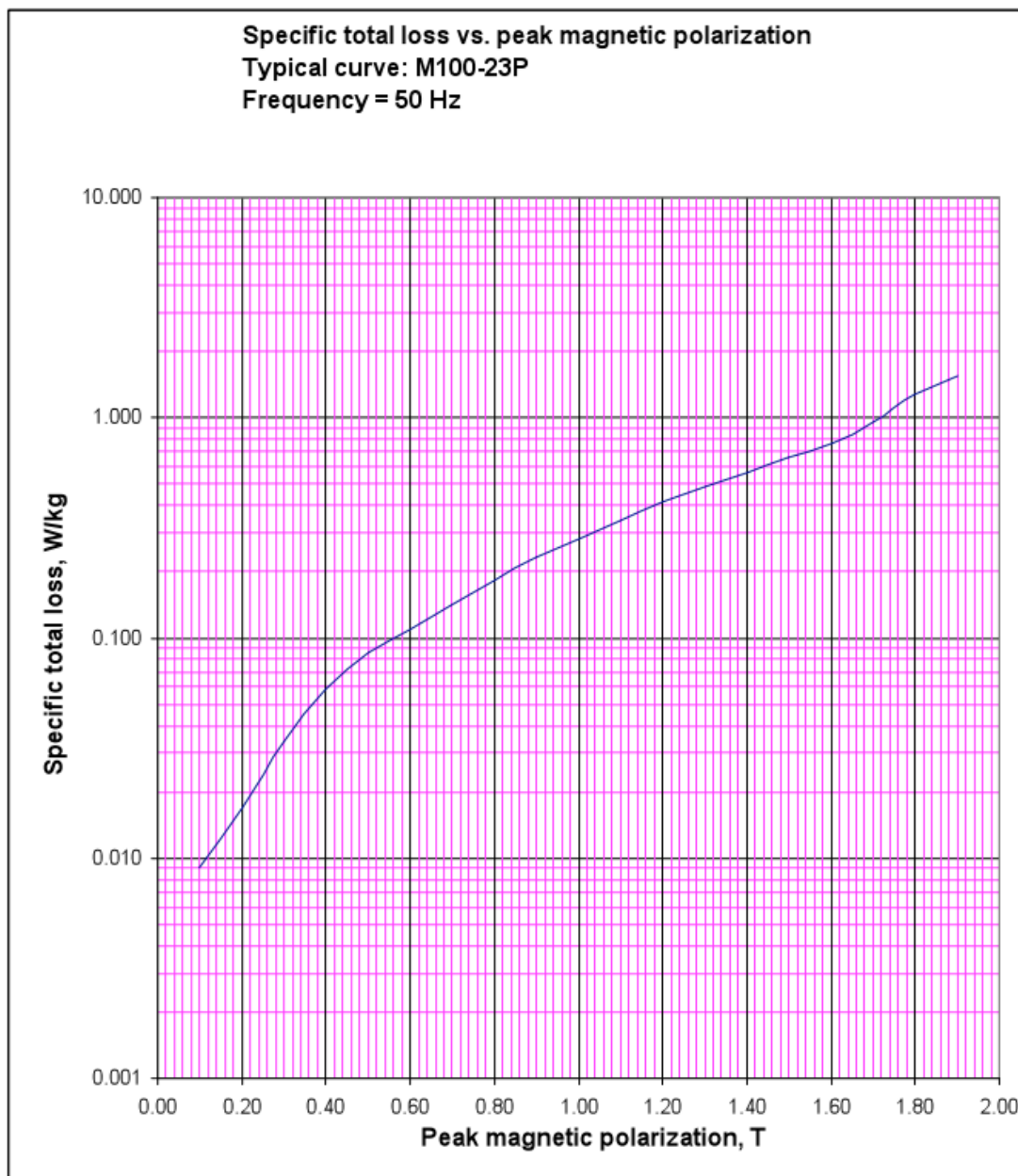
- [1] *Electro*. Praha: Cigre, 2002. ISSN 1210-0889 .
- [2] Technická univerzita Liberec, Fakulta strojní, Oddělení tváření kovů a plastů.
http://www.ksp:tul.cz/cz/kpt/obsah/vyuka/skripta_tkp/sekce/02:htm#023.
- [3] Novolipetsk Steel. *Our business*. [online]. 22.4.2015 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://nlmk.com/docs/tree/transformer-steel07BE2F096FB34B7E3208631F.pdf>
- [4] Urban, Z.: *Amorfní kovy a jejich aplikace v elektrotechnice*. Bakalářská práce, Západočeská univerzita v Plzni, 2012.
- [5] University of Cambridge. *Teaching & learning packages*. [online]. 2004-2015 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.doitpoms.ac.uk/tlplib/atomic-scale-structure/intro.php>
- [6] Turczynová, L.: *Měření na jednofázovém transformátoru s výkonovým analyzátozem norma D-4000*. Bakalářská práce, České vysoké učení technické v Praze, 2008.
- [7] Trasfor. *Dokumenty ke stažení*. [online]. 2012 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.trasfor.sk/ke-stazeni.php>
- [8] Qureishi, S.: "Reducing Building Factor by Using Step Lap (SL) Laminations." *CEO - KRYFS Power Components Ltd. (2008)*
- [9] ArcelorMittal Techtron. *Produkty: Unicore jádra*. [online]. 30.8.2008 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z :http://www.vptechnotron.cz/AMT_unicore_jadra_cz.aspx
- [10] AEM Unicore. *News & Media: Downloads*. [online]. 2015 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.aemcores.com.au/assets/PDFs/Products/AEM-Catalogue-low-res-March-2015.pdf>
- [11] Hernandez, I.: "A novel octagonal wound core for distribution transformers validated by electromagnetic field analysis and comparison with conventional wound core." *Magnetics, IEEE Transactions on* 46.5 (2010): 1251-1258.
- [12] Yeong-Hwa, Ch.: "Magnetic properties improvement of amorphous toroidal cores using newly developed step-lap joints." *WSEAS International Conference. Proceedings. Mathematics and Computers in Science and Engineering*. Eds. I. Rudas, M. Demiralp, and N. Mastorakis. No. 9. World Scientific and Engineering Academy and Society, 2009.
- [13] Kraus, M.: *Elektro. Casopis*. [online]. 2014 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/neni-transformator-jako-transformator-13480>
- [14] TMC Italia. *Technical data*. [online]. 12.2009 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.tmctransformers.com/wp-content/uploads/2014/07/ST0115-low-singlepages.pdf>

- [15] Zoltek. *Products*. [online]. 2015 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.zoltek.com/products/panex-35/prepreg/>
- [16] Reichl, J.: Martin Všetička. Encyklopedie fyziky. *ELEKTRINA A MAGNETISMUS*. [online]. 2006 – 2015 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/neni-transformator-jako-transformator-13480>
- [17] Yicheng Ch., Pragasen P.: "An improved formula for lamination core loss calculations in machines operating with high frequency and high flux density excitation." *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. Vol. 2. IEEE, 2002
- [18] ČSN EN 50464-1. *Trojfázové olejové distribuční transformátory 50 Hz od 50 kVA do 2500 kVA s nejvyšším napětím pro zařízení nepřevyšujícím 36 kV – Část 1: Všeobecné požadavky*. Praha: Český normalizační institut, 9.2007.
- [19] ČSN EN 60740-1. *Plechý pro transformátory a indukory – Část 1: Mechanické a elektrické charakteristiky*. Praha: Český normalizační institut, 1.4.2006.
- [20] Catech. *Services: Product manuals*. [online]. 2009 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: http://en.catech.cn/download_list.html
- [21] Cogent. *Grain oriented electrical steel: Products*. [online]. 2010 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.cogent-power.com/unisil-h/unisil-h-guaranteed-magnetic-properties/>
- [22] ATI. *ATI products: Grain oriented electrical steel*. [online]. 2010 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <https://www.atimetals.com/Documents/goes%20technical%20data%20v2.pdf>
- [23] Metglas. *Downloads: Product brochures*. [online]. 2010 [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: <http://www.metglas.com/assets/pdf/2605sa1.pdf>
- [24] Faktor Zdeněk. *Transformátory a cívky*. Praha: BEN – technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-49-X.
- [25] ANSOFT Maxwell. *ANSYS Maxwell Documentation: Lecture 1: Introduction to ANSYS Maxwell*. [online]. 21.5.2013 [cit. 2015-05-19]. Dostupné z: http://ansoft-maxwell.narod.ru/en/Maxwell_v16_L01_Introduction.pdf
- [26] Novák, Miroslav, *Přechodový děj při zapnutí transformátoru*. Disertační práce, Technická univerzita v Liberci, 2003.
- [27] Buhr, K.: *Elektromagnetický návrh transformátoru v MS Excel*, 2005.
- [28] Buhr, K.: *Simulace Coprosid M-6 GOES v prostředí Maxwell 3D*, 2014.

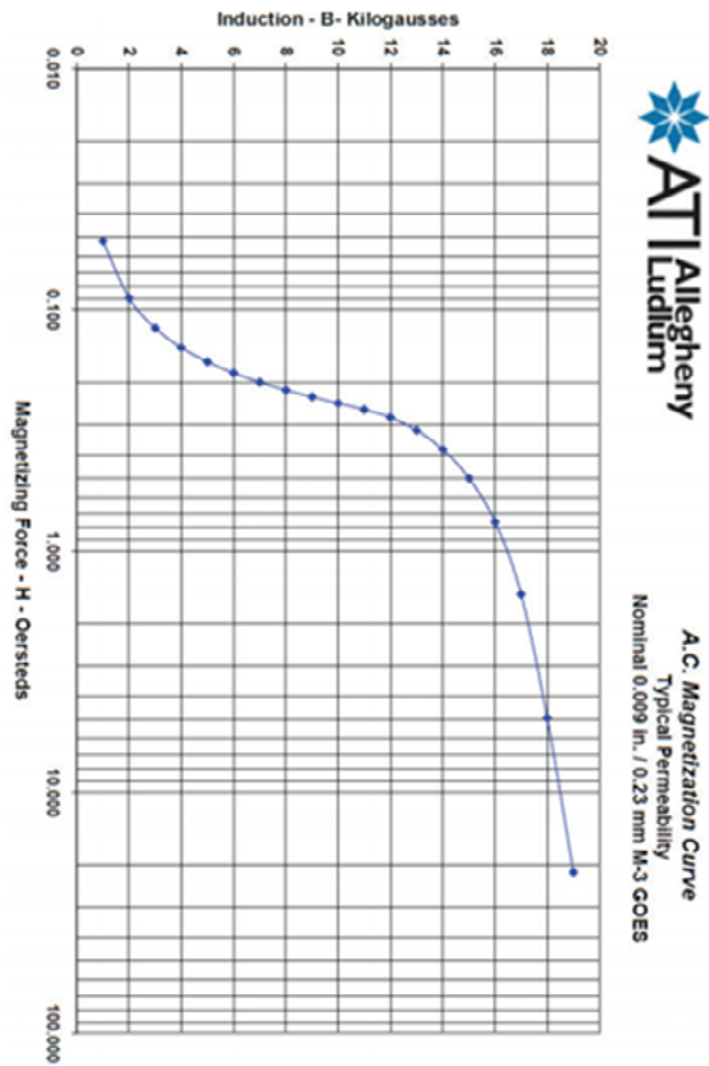
9 Příloha



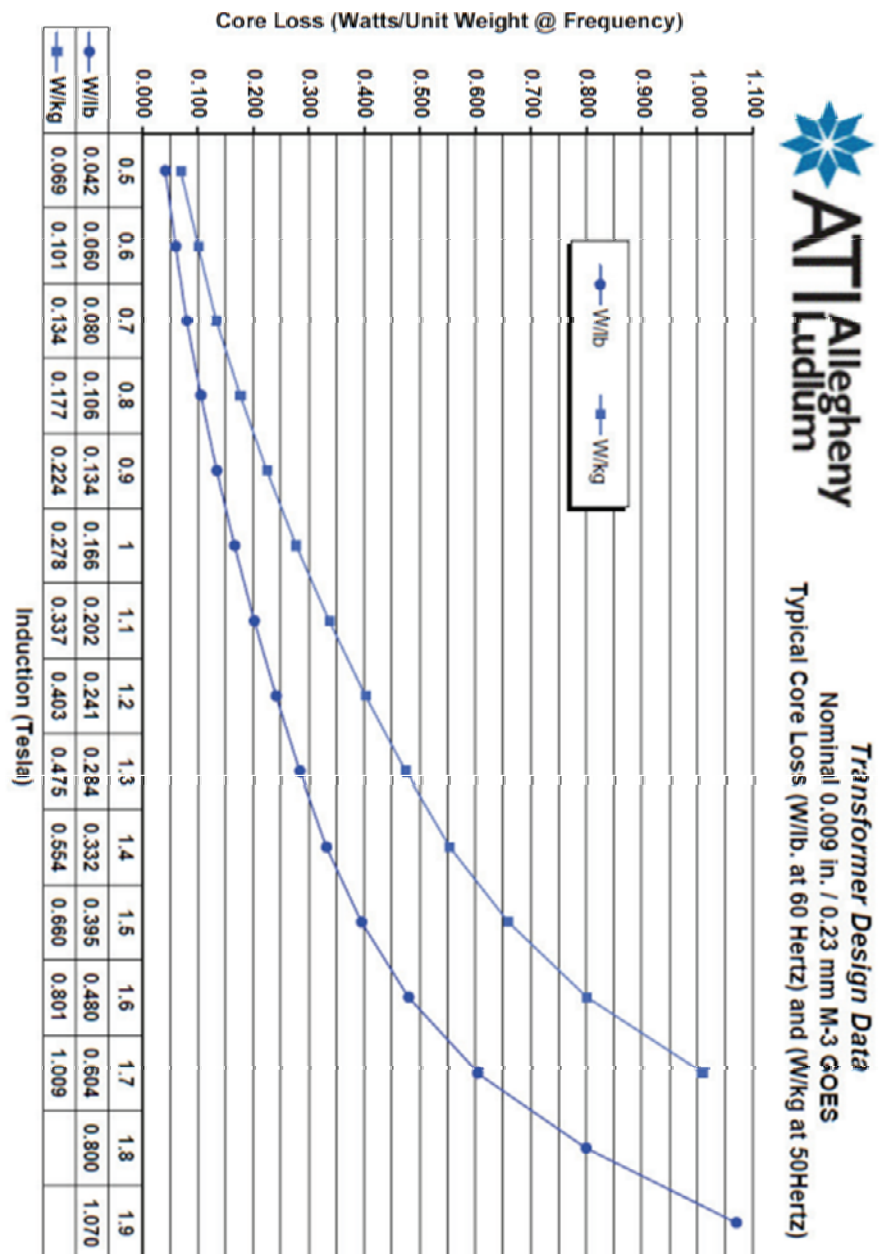
Obrázek 9.1: Unisil-H M100-23P polarizační křivka [21]



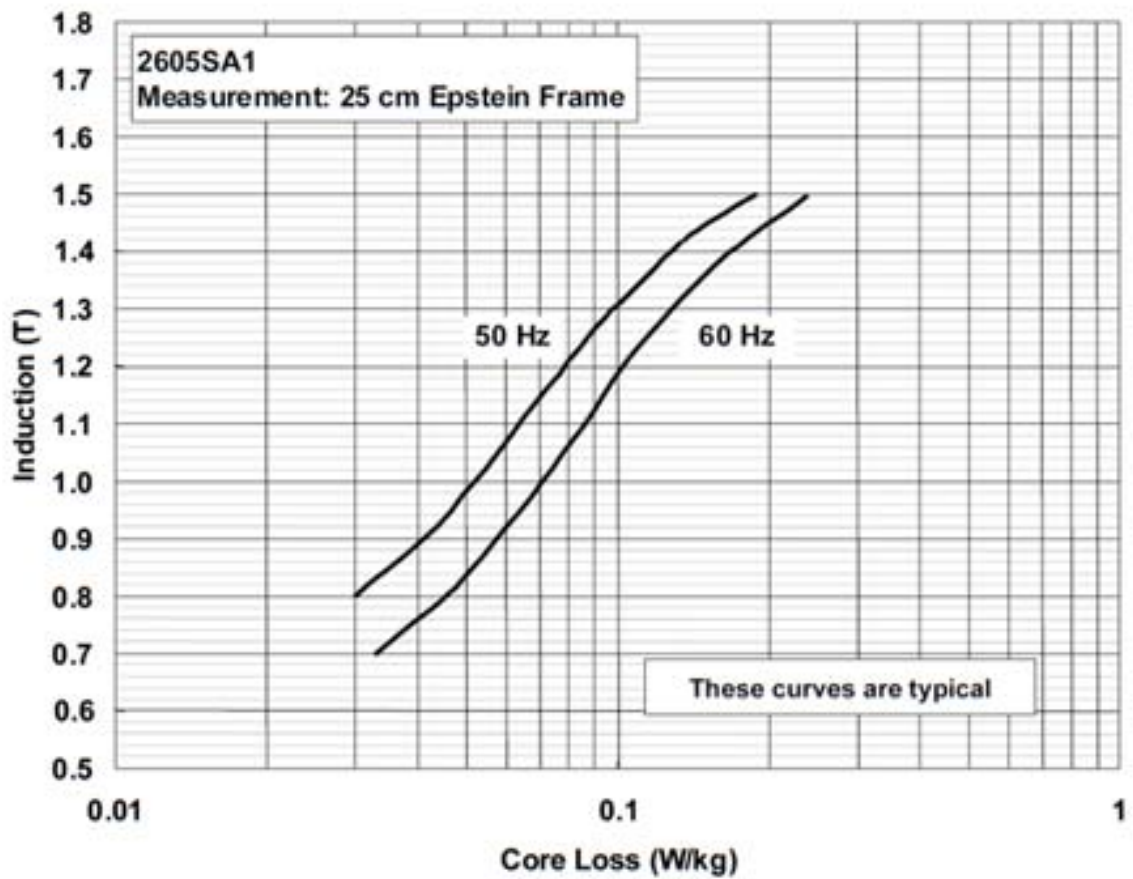
Obrázek 9.2: Unisil-H M100-23P ztrátová charakteristika [21]



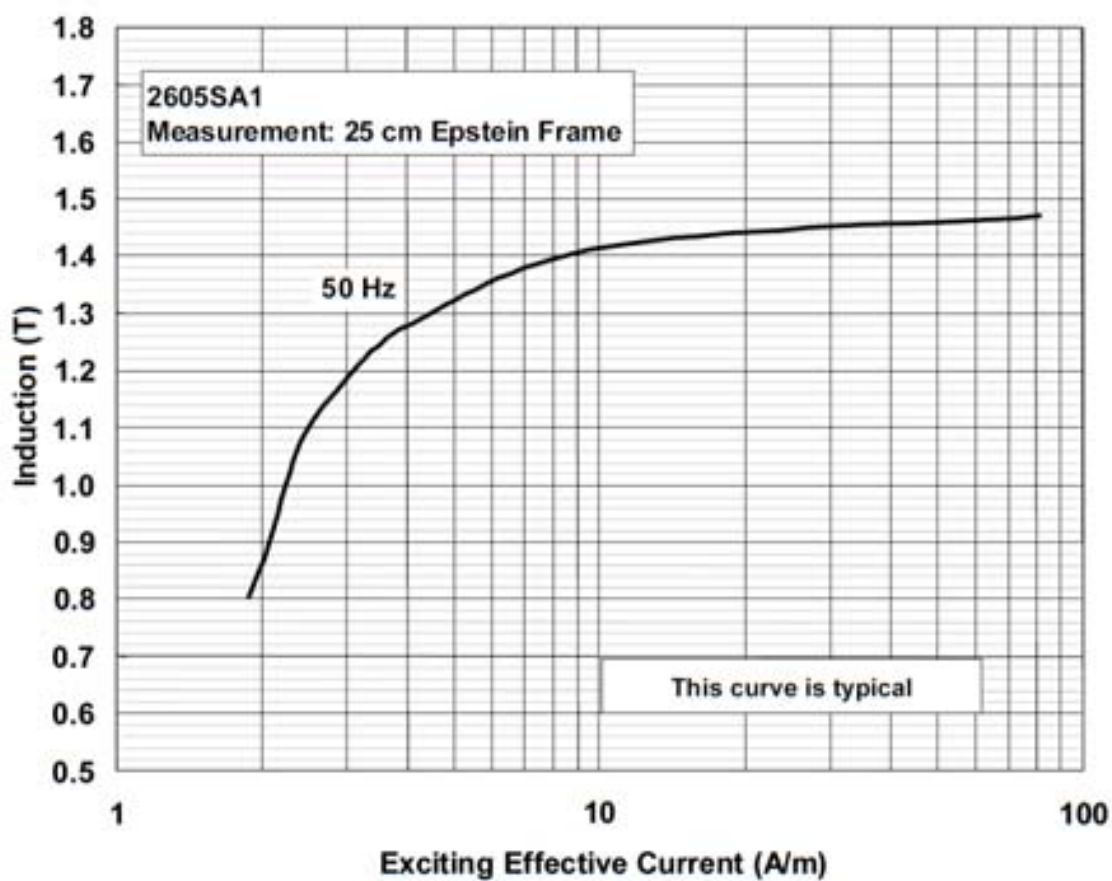
Obrázek 9.3: M-3 GOES magnetizační charakteristika [22]



Obrázek 9.4: M-3 GOES ztrátová charakteristika [22]



Obrázek 9.5: 2605SA1 ztrátová charakteristika [23]



Obrázek 9.6: 2605SA1 magnetizační charakteristika [23]

Tabulka 9.1: Hodnoty magnetizační a ztrátové charakteristiky Unisil-H M100-23P

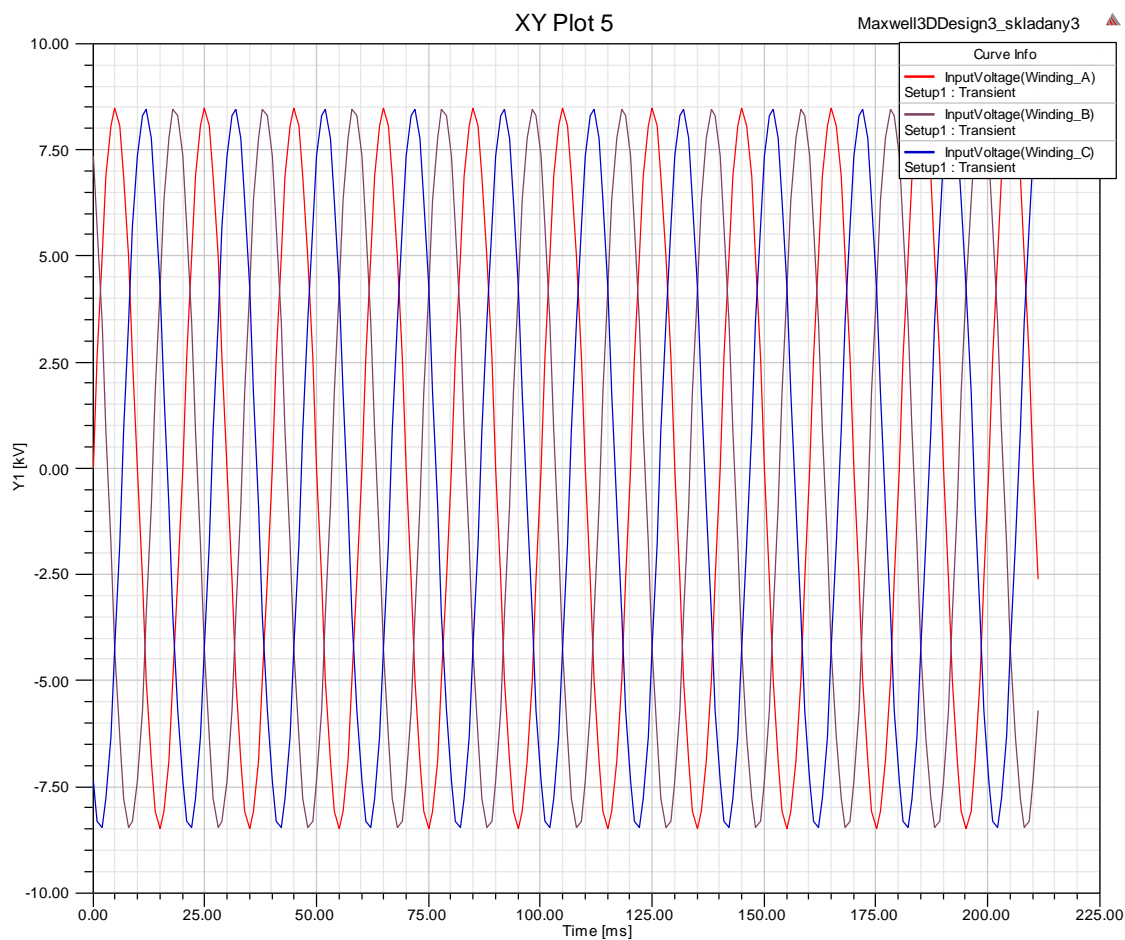
B	H	B	Core loss
T	A·m ⁻¹	T	W·kg ⁻¹
0,1	3,5	0,1	0,009
0,2	5,8	0,2	0,018
0,3	8	0,3	0,035
0,4	9,5	0,4	0,06
0,5	12	0,5	0,09
0,6	14	0,6	0,11
0,7	15	0,7	0,15
0,8	17	0,8	0,19
0,9	18	0,9	0,23
1	19	1	0,29
1,1	20	1,1	0,35
1,2	21	1,2	0,4
1,3	22	1,3	0,5
1,4	24	1,4	0,55
1,5	30	1,5	0,65
1,6	41	1,6	0,78
1,7	75	1,7	1
1,8	200	1,8	1,4
1,9	1000	1,9	1,7

Tabulka 9.2: Hodnoty magnetizační a ztrátové charakteristiky M-3 GOES

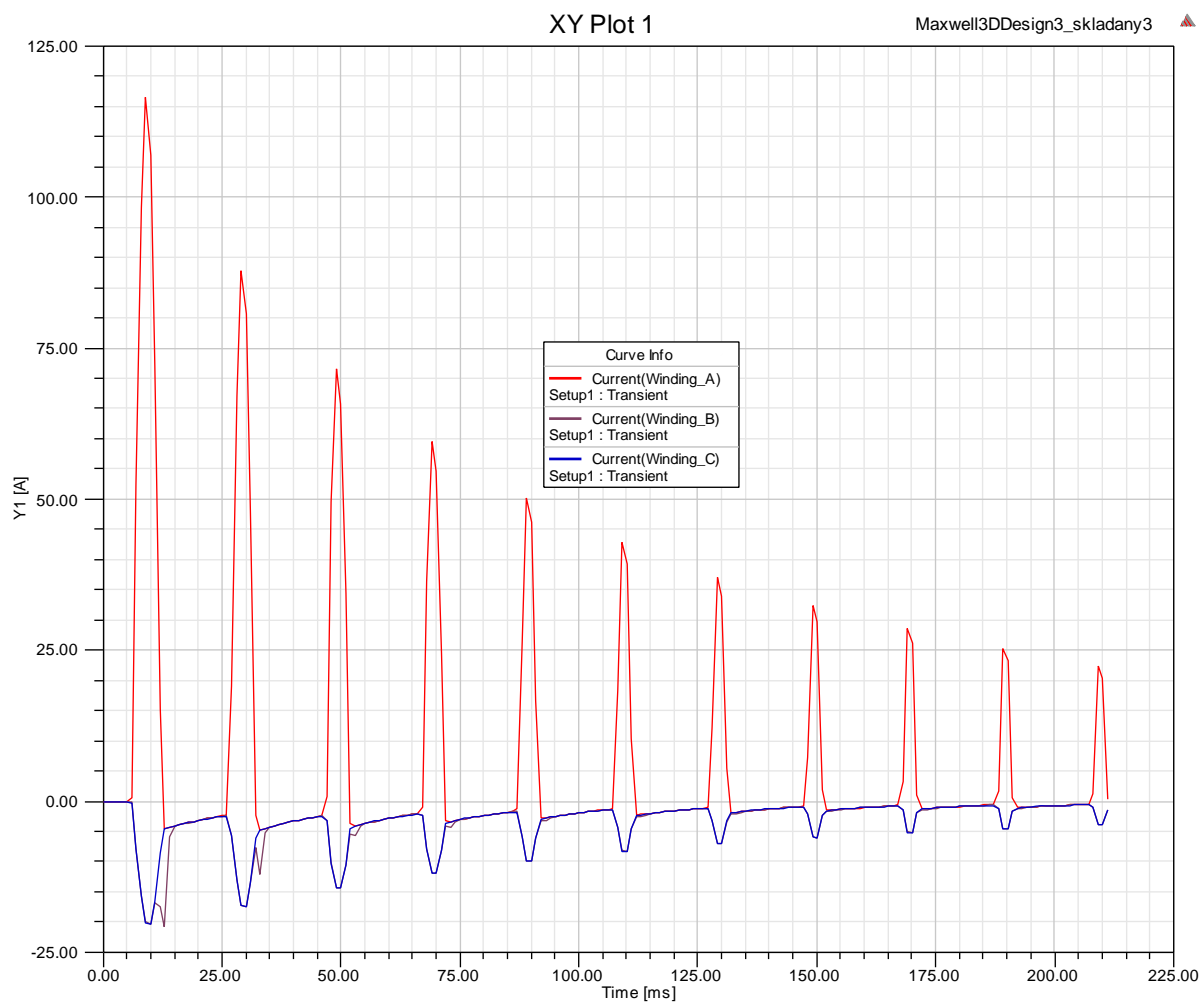
B	H	B	H	B	Core loss
kG	Oe	T	A·m ⁻¹	T	W·kg ⁻¹
1	0,051	0,1	4,0545	0,5	0,069
2	0,09	0,2	7,155	0,6	0,101
3	0,12	0,3	9,54	0,7	0,134
4	0,15	0,4	11,925	0,8	0,177
5	0,18	0,5	14,31	0,9	0,224
6	0,19	0,6	15,105	1	0,278
7	0,2	0,7	15,9	1,1	0,337
8	0,22	0,8	17,49	1,2	0,403
9	0,24	0,9	19,08	1,3	0,475
10	0,25	1	19,875	1,4	0,554
11	0,27	1,1	21,465	1,5	0,66
12	0,29	1,2	23,055	1,6	0,801
13	0,31	1,3	24,645	1,7	1,009
14	0,39	1,4	31,005		
15	0,5	1,5	39,75		
16	0,78	1,6	62,01		
17	1,6	1,7	127,2		
18	5	1,8	397,5		
19	22	1,9	1749		

Tabulka 9.3: Hodnoty magnetizační a ztrátové charakteristiky Metglas 2605SA1

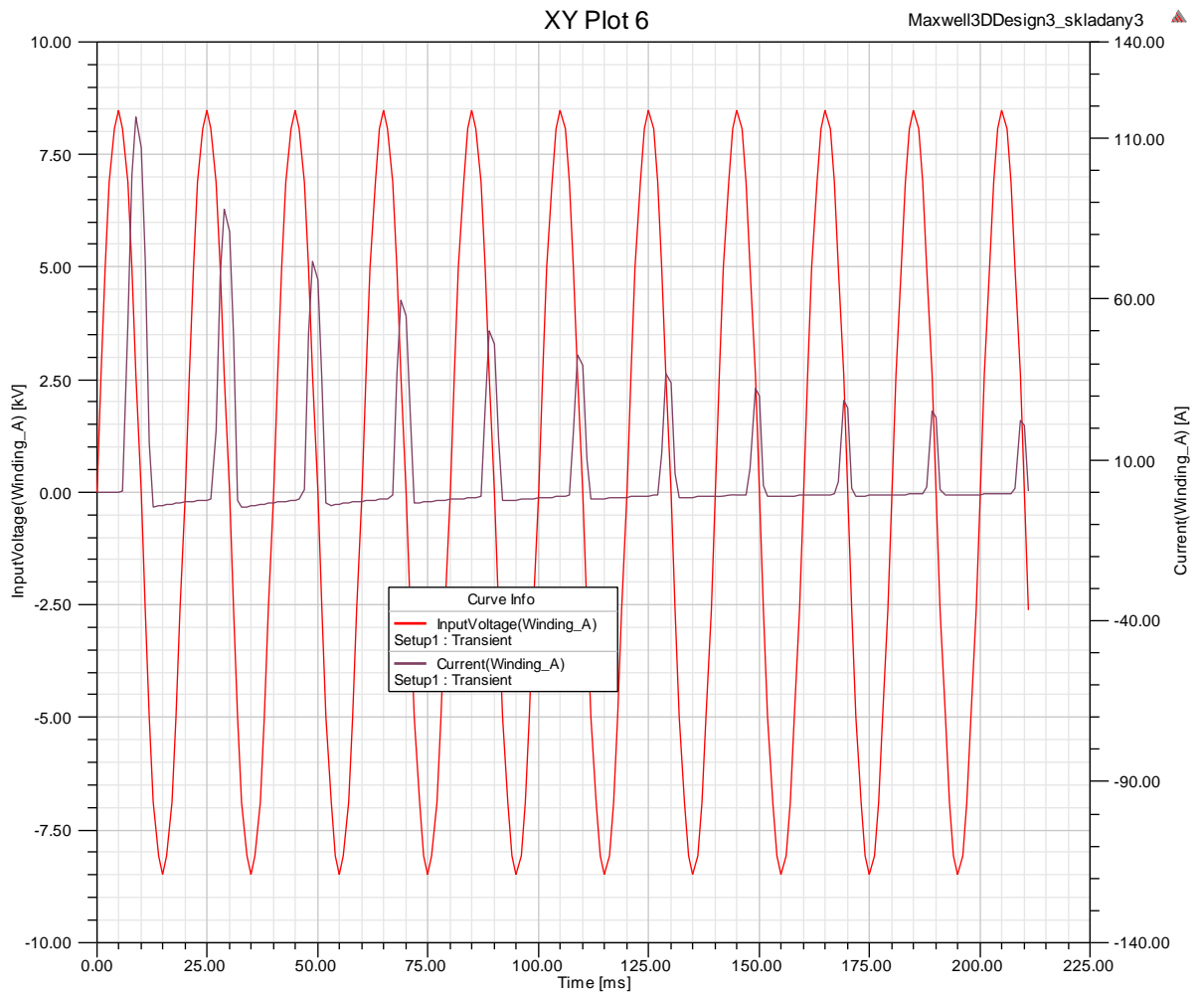
B	H	B	Core loss
T	A·m ⁻¹	T	W·kg ⁻¹
0,8	1,9	0,8	0,03
0,85	2	0,85	0,035
0,9	2,1	0,9	0,041
0,95	2,2	0,95	0,046
1	2,25	1	0,052
1,05	2,4	1,05	0,057
1,1	2,6	1,1	0,063
1,15	2,7	1,15	0,07
1,2	3,1	1,2	0,078
1,25	3,5	1,25	0,087
1,3	4,5	1,3	0,097
1,35	5,8	1,35	0,12
1,4	8,5	1,4	0,13
1,45	25	1,45	0,16
1,46	50	1,5	0,19



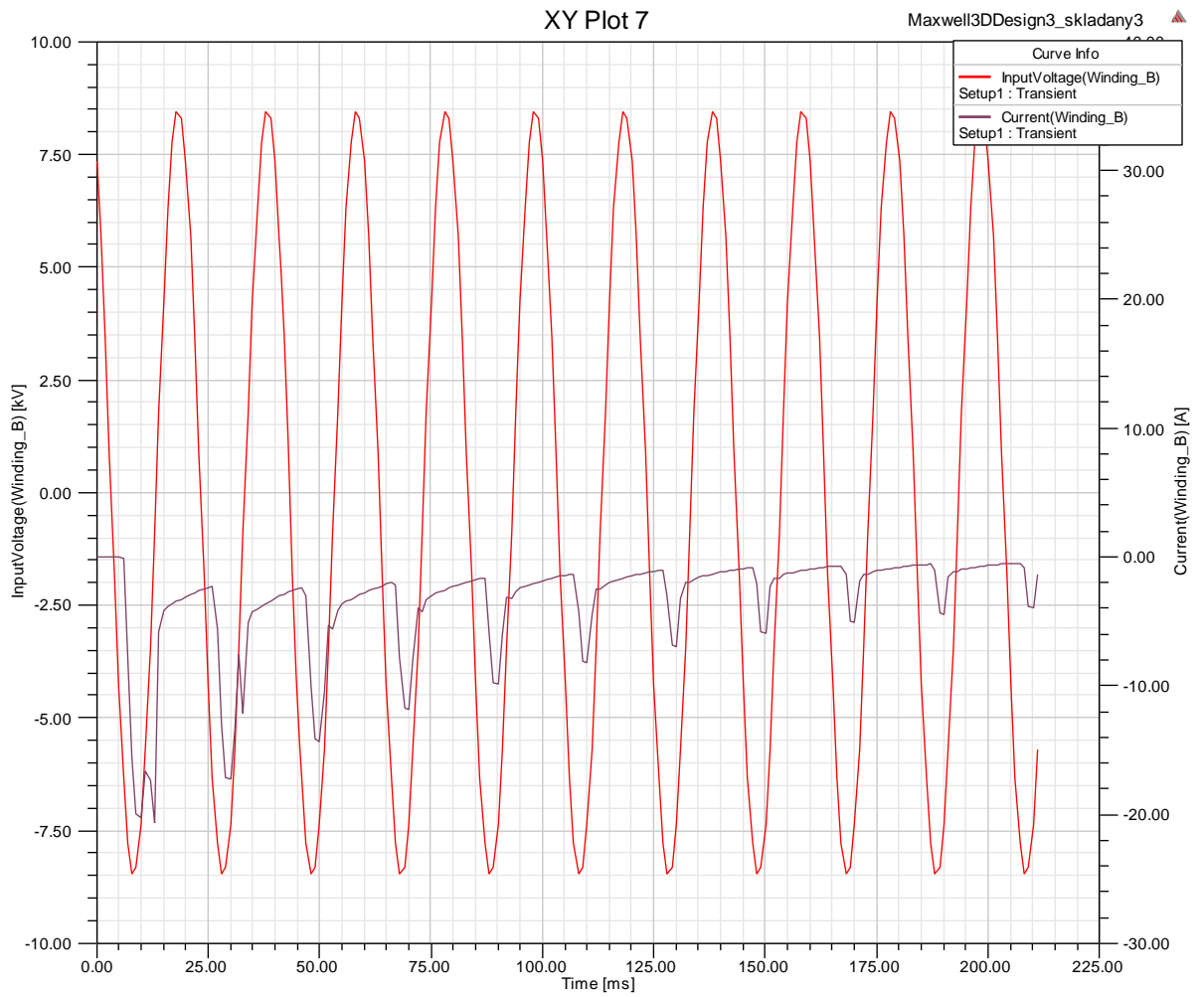
Obrázek 9.7: Průběhy napětí Unisil-H u první simulace



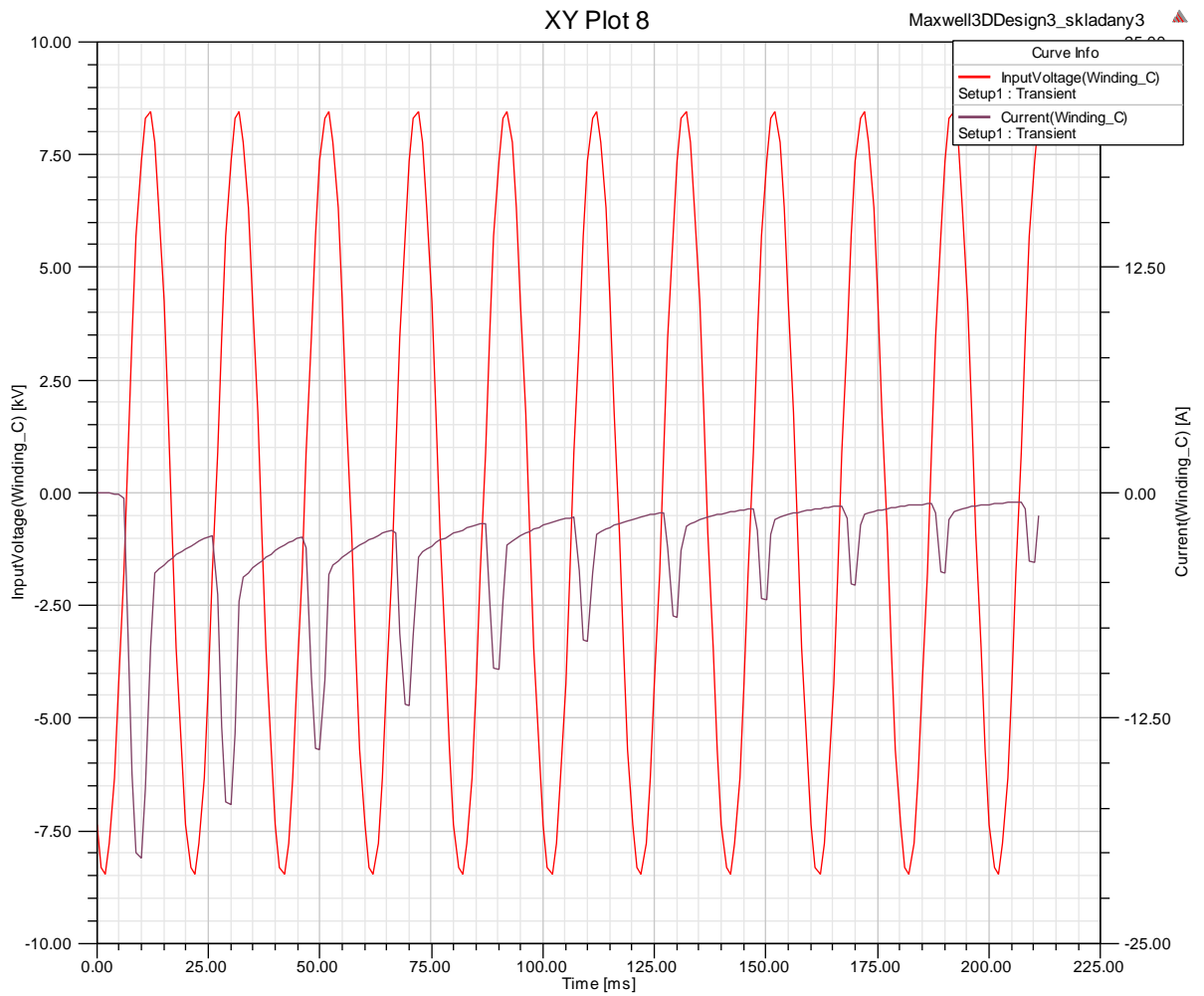
Obrázek 9.8: Průběhy proudu všech fází Unisil-H u první simulace



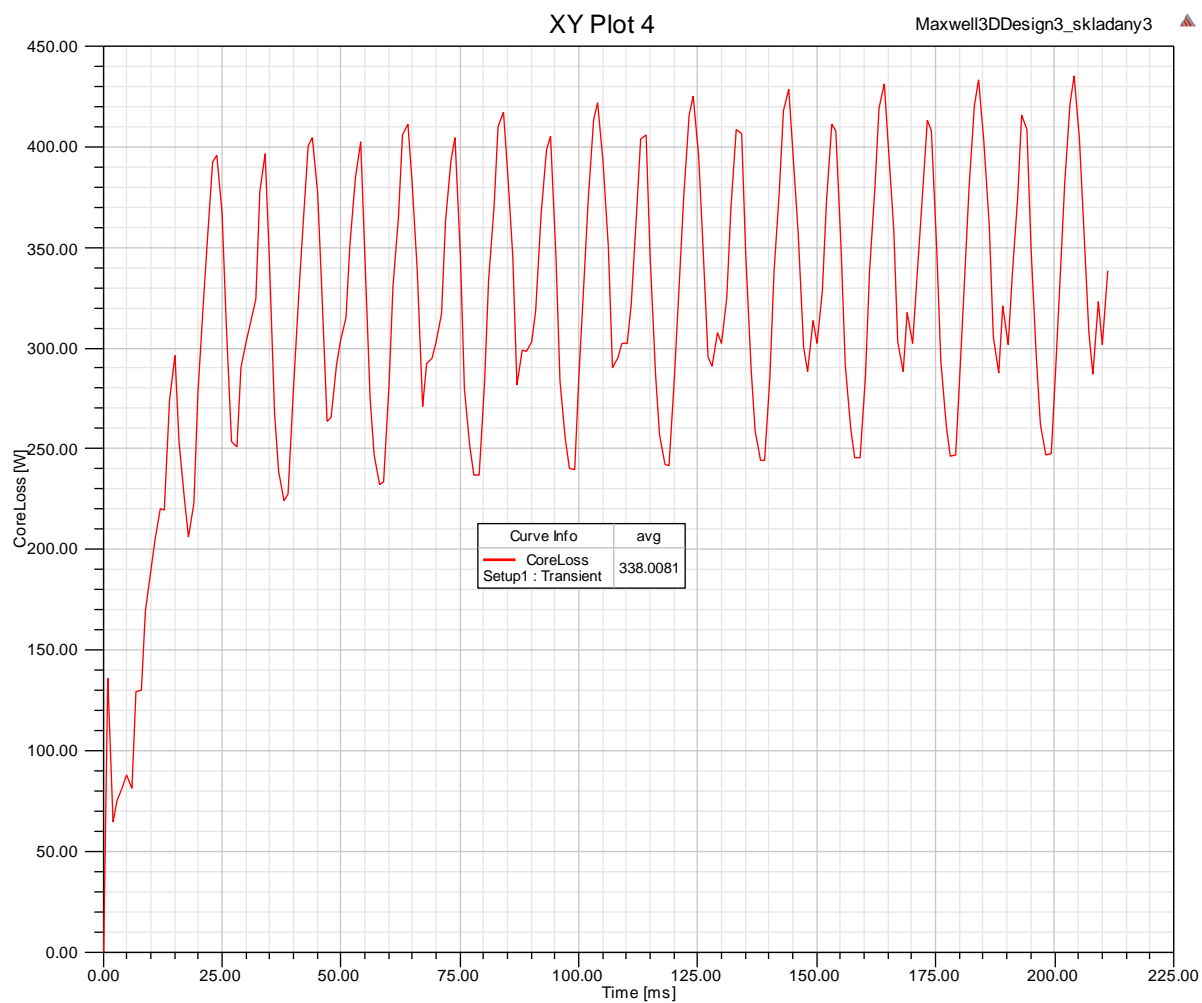
Obrázek 9.9: Průběhy napětí a proudu fáze 1 Unisil-H u první simulace



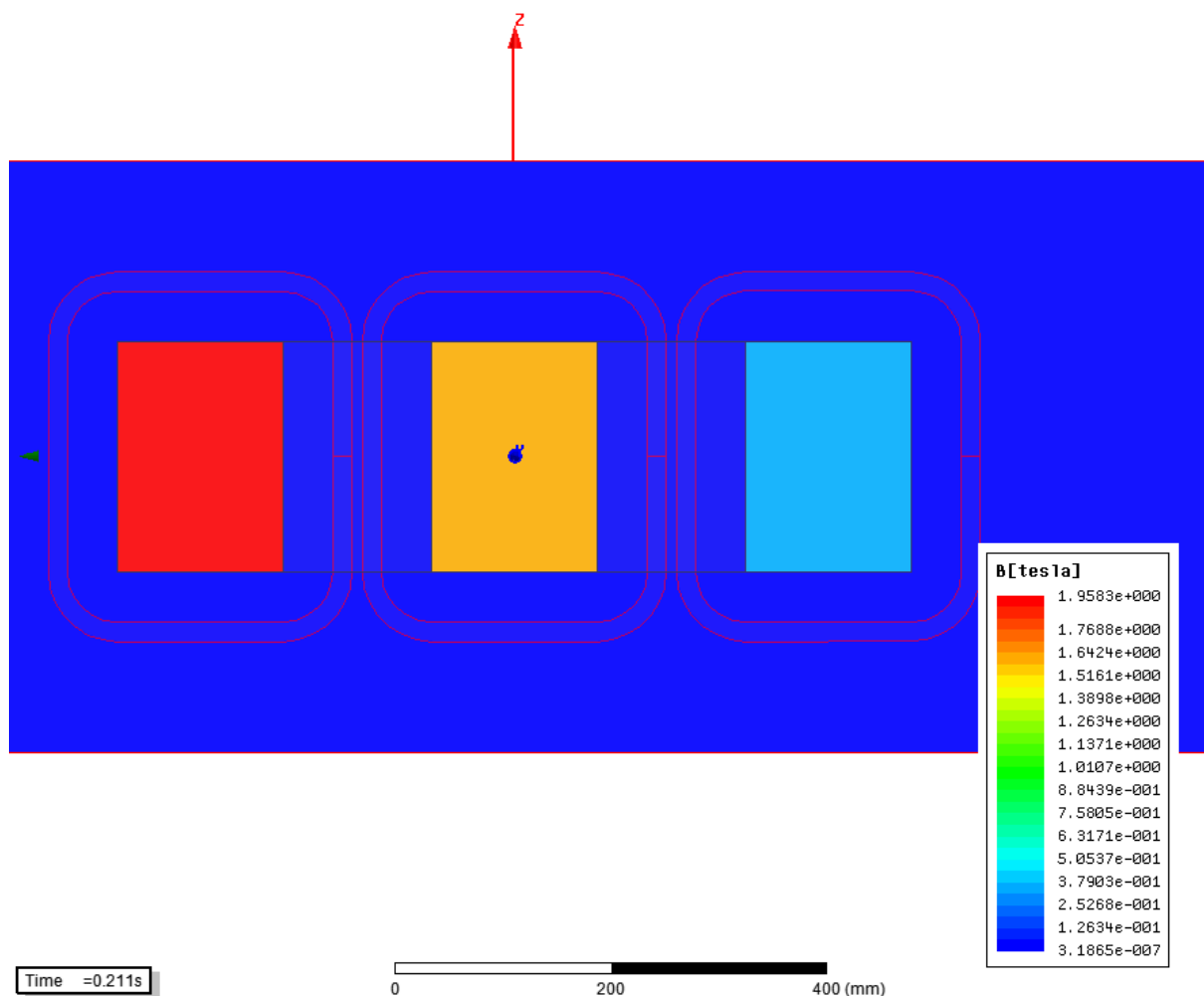
Obrázek 9.10: Průběhy napětí a proudu fáze 2 Unisil-H u první simulace



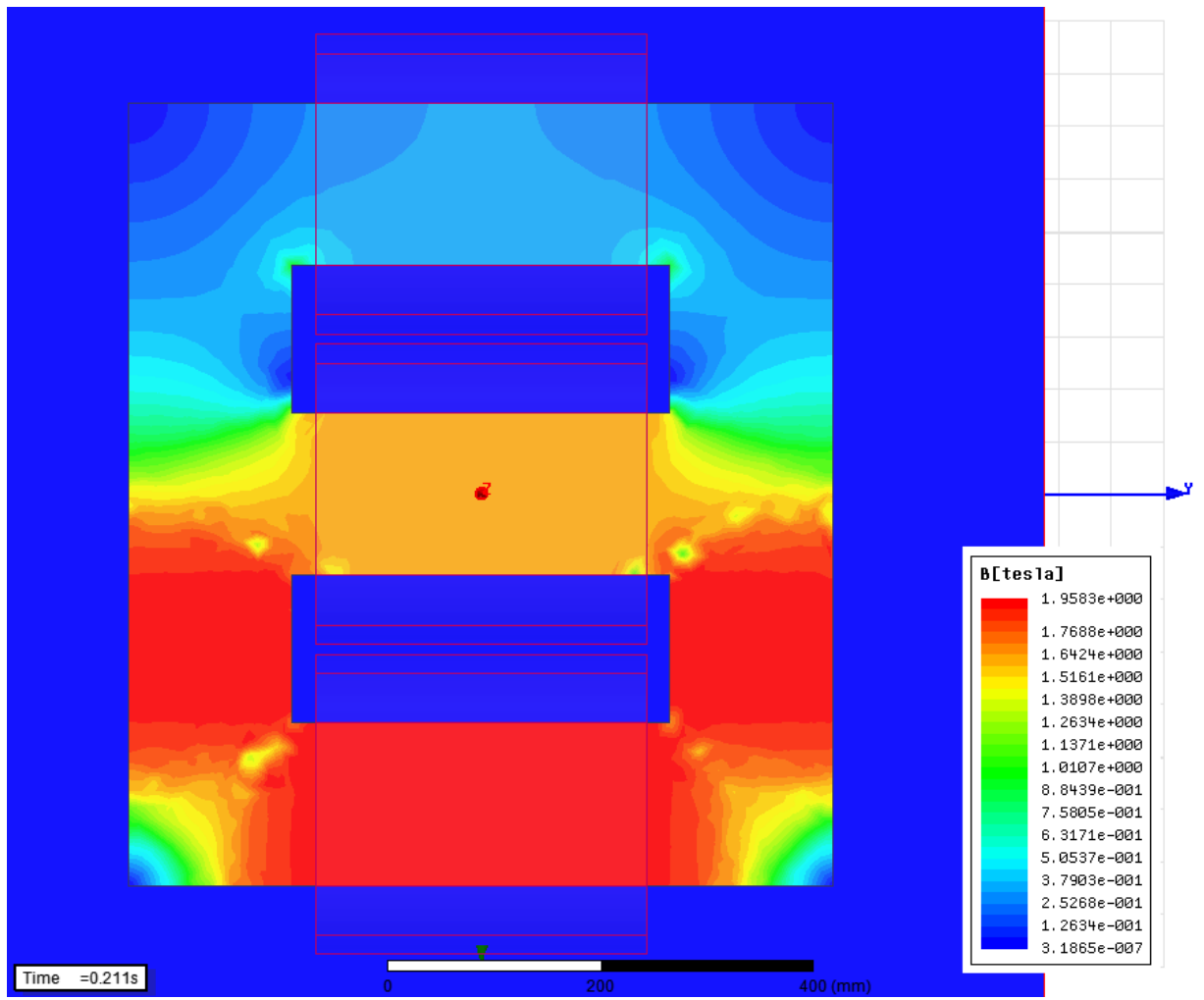
Obrázek 9.11: Průběhy napětí a proudu fáze 3 Unisil-H u první simulace



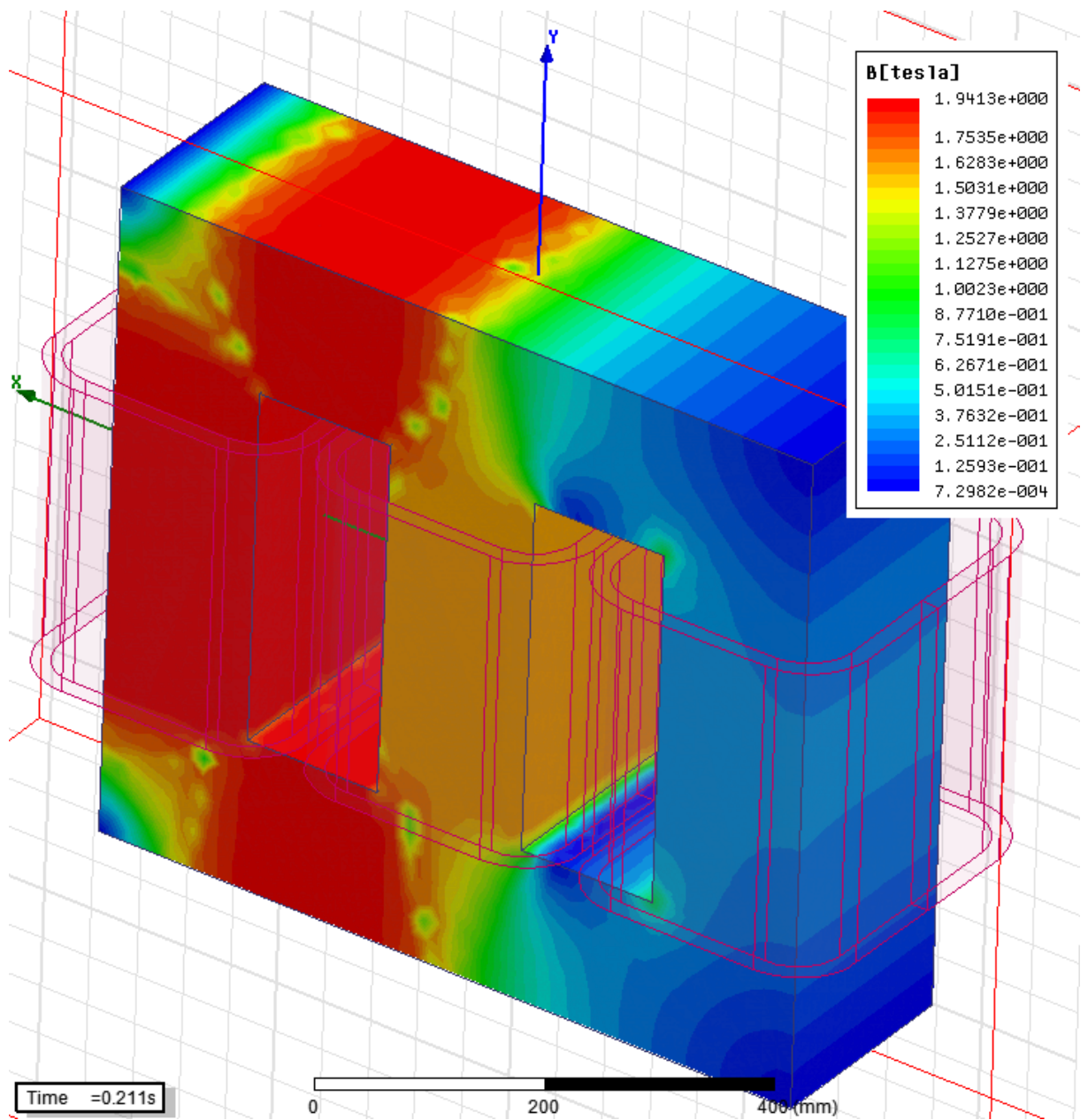
Obrázek 9.12: Průběh ztrát v železe Unisil-H u první simulace



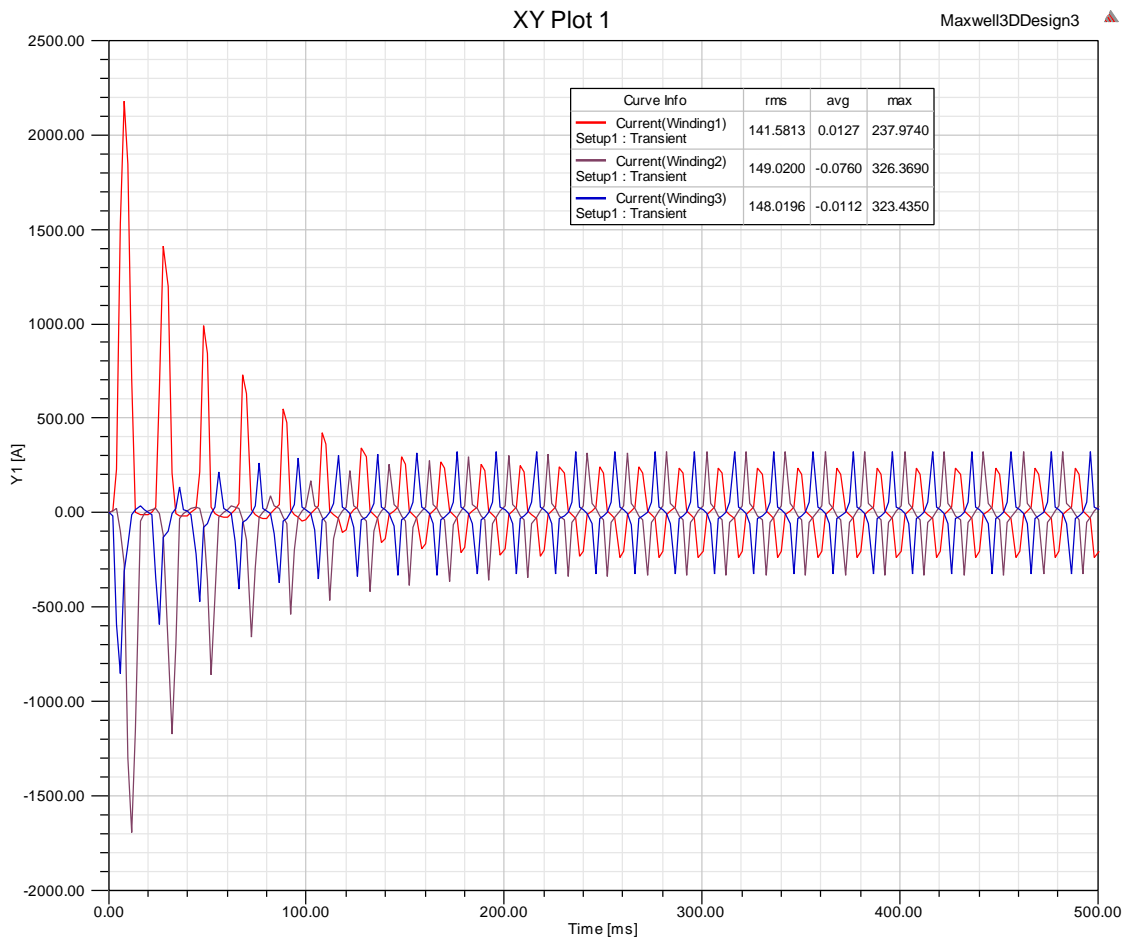
Obrázek 9.13: Pohled na průřez transformátoru ze shora (osa y) se zobrazením magnetické indukce



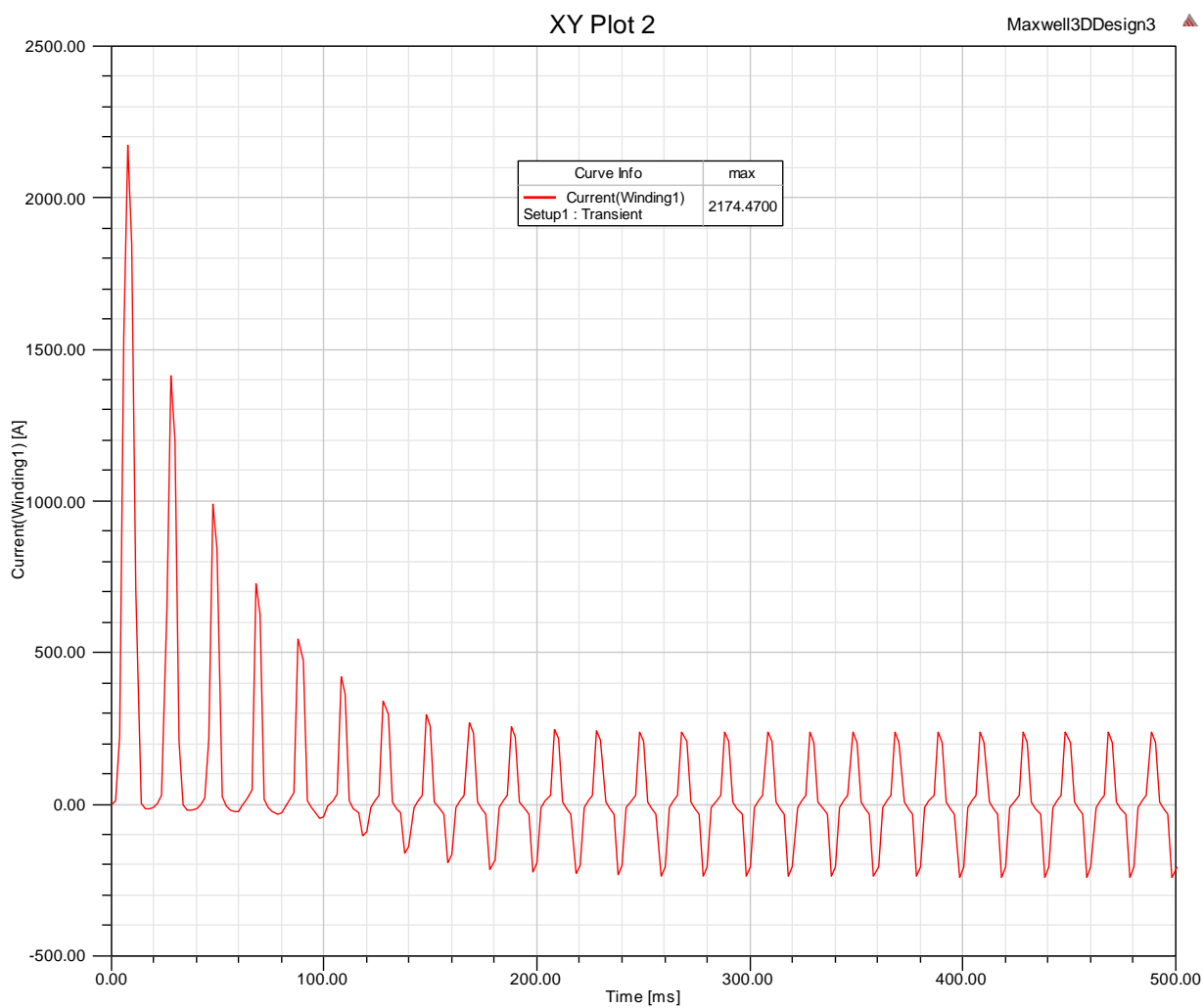
Obrázek 9.14: Pohled na transformátor z boku (osa z) se zobrazením magnetické indukce



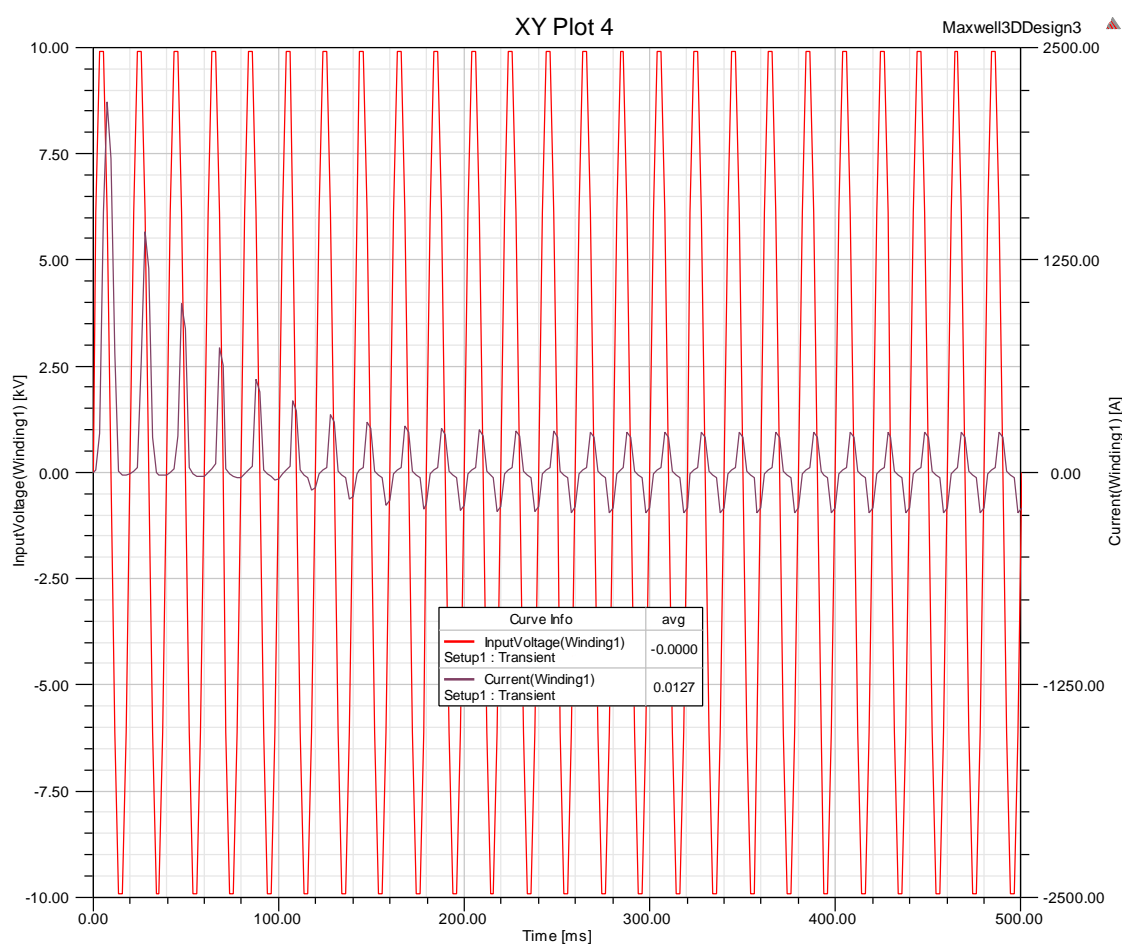
Obrázek 9.15: Pohled na 3D zobrazení transformátoru se zobrazením magnetické indukce



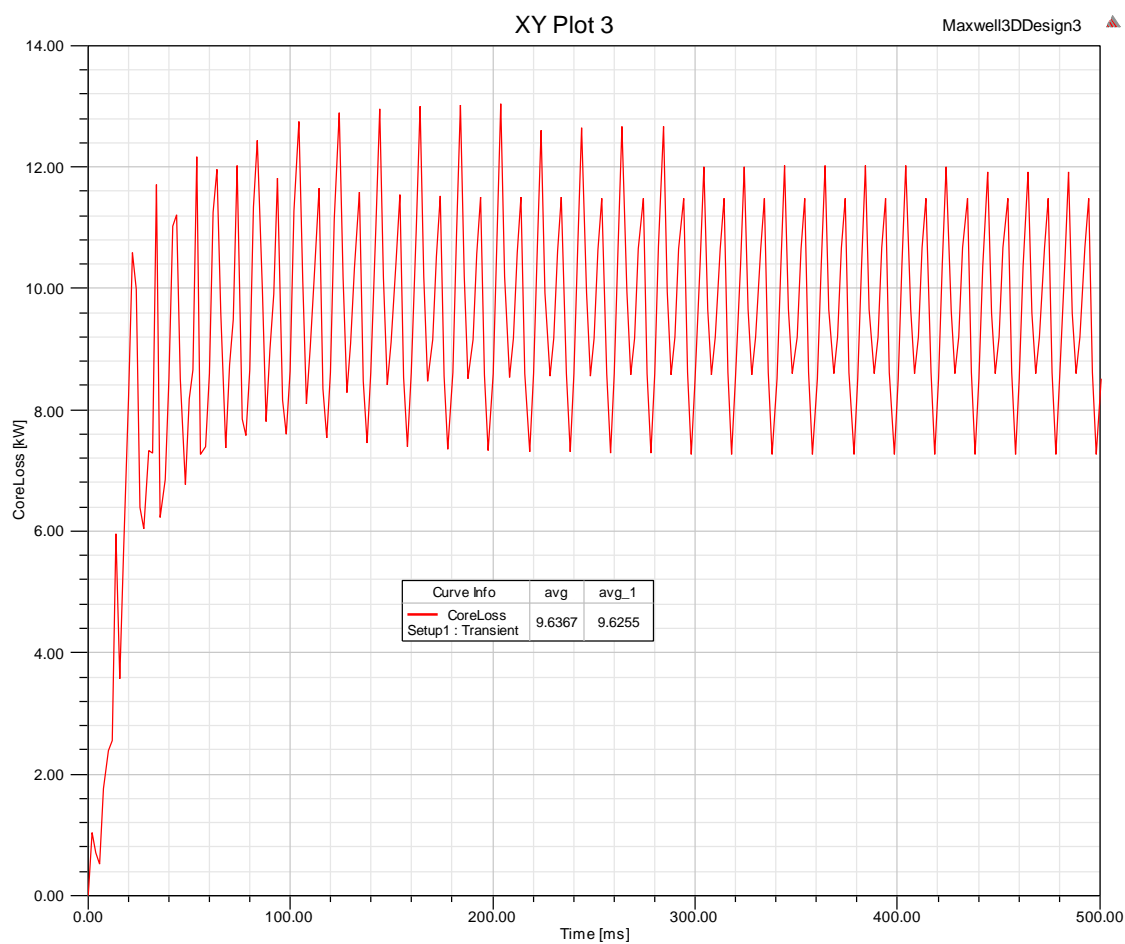
Obrázek 9.16: Průběhy proudu všech fází Coprosid M6-GOES



Obrázek 9.17: Průběhy proudu fáze 1 Coprosid M-6 GOES



Obrázek 9.18: Průběhy napětí a proudu fáze 1 Coprosid M-6 GOES



Obrázek 9.19: Průběh ztrát naprázdno Coprosid M6-GOES