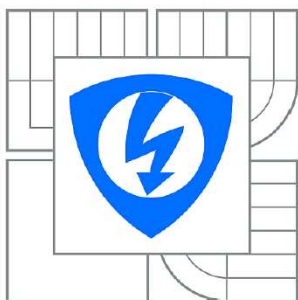


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH A OPTIMALIZACE SPÍNANÉHO ZDROJE ŘÍZENÉHO MIKROKONTROLÉREM

DESIGN AND OPTIMALIZATION SWITCHED POWER SOURCE CONTROLLED BY
MICROCONTROLLER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

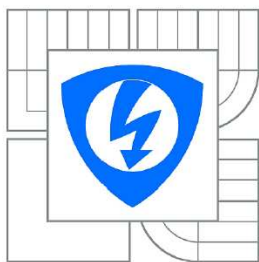
Bc. VÍT SMEJKAL

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ZDENĚK ROUBAL

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Vít Smejkal

ID: 115272

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Návrh a optimalizace spínaného zdroje řízeného mikrokontrolérem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s výpočtním algoritmem různých topologií spínaných zdrojů. Vyberte nejvhodnější typ pro střední výkony, u kterého se dá předpokládat dosažení co nejvyšší účinnosti. Vytvořte vhodný nelineární model magnetického jádra transformátoru spínaného zdroje.

Vyberte perspektivní magnetický materiál vhodný pro vybraný měnič. Vlastnosti použitého materiálu proměřte v předpokládaném rozsahu použití a zjištěné závislosti zahrňte do modelu magnetického jádra. Zvolte vhodný mikrokontrolér pro řízení spínaného zdroje a navrhňte na něj testovací vzorek.

Odladte program v Matlabu pro optimalizaci spínaného zdroje a jeho správnost ověřte měřeními na sestaveném testovacím vzorku pro různé optimalizace.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] FAKTOR Z., Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

[2] DRAXLER, K., KAŠPAR, P., RIPKA, P. Magnetické prvky a měření. Skriptum. Praha: ČVUT v Praze, 2008.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: Ing. Zdeněk Roubal

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Tato práce se v úvodu věnuje topologii spínaných zdrojů a vlastnostem magnetických materiálů. Zvláštní pozornost je věnována nanokrystalickým materiálům. Dále se věnuje problematice simulace chování feromagnetika a měření vlastností běžně používaného feritového materiálu a materiálu nanokrystalického. S využitím vytvořeného programu pro návrh propustného měniče je navržen zkušební přípravek pro ověření jeho návrhu. Optimalizace návrhu spočívá mimo jiné v použití nanokrystalického jádra, které umožňuje snížit pracovní frekvenci.

KLÍČOVÁ SLOVA

Jednočinný propustný měnič, nanokrystalický materiál, Jiles-Atheronův model, ATXmega16D4.

ABSTRACT

This thesis deals with an introduction to the theory of switching power supplies and with properties of magnetic materials. Special attention is paid to nanocrystalline materials. It also discusses the issues of simulating the behavior of ferromagnets. The properties of commonly used ferrite material and nanocrystalline materials was measured. Using the created program for the design of forward converter is designed a switching power supply to verify its proposal. Design optimization is based on using a nanocrystalline core, which allows to reduce the operating frequency.

KEYWORDS

Single ended forward converter, nanocrystalline materials, Jiles-Atheron's model, ATXmega16D4.

SMEJKAL, V. *Návrh a optimalizace spínaného zdroje řízeného mikrokontrolérem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 80 s., 23 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí diplomové práce Ing. Zdeněk Roubal.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh a optimalizace spínaného zdroje řízeného mikrokontrolérem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících 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.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Zdeňku Roubalovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	ix
Úvod	1
1 Spínané napájecí zdroje	2
1.1 Princip spínaného zdroje.....	2
1.2 Jednočinný blokující měnič	3
1.3 Jednočinný propustný měnič	4
1.4 Dvojčinné měniče	5
1.5 Rezonanční měniče	6
1.6 Ztráty ve spínaném zdroji	6
1.7 Magnetické materiály	7
1.8 Perspektivní magnetické materiály	10
1.9 Modelování vlastností magnetického obvodu	15
1.9.1 Preisachův model.....	17
1.9.2 Jilesův-Atheronův model.....	18
2 Teorie návrhu spínaného zdroje	21
2.1 Návrh transformátoru propustného měniče	21
2.2 Výstupní filtr.....	23
2.3 Vstupní kondenzátor	25
2.4 Dimenzování výkonových součástek.....	27
3 Program pro návrh měniče	29
3.1 Popis funkce programu	29
3.2 Optimalizace návrhu transformátoru	31
3.3 Výsledky návrhu zkušebního vzorku.....	32
4 Měření a simulace magnetických materiálů	33
4.1 Parametry použitých vzorků materiálů	33
4.2 Měření statických křivek	34
4.3 Měření dynamických křivek	36

4.4	Hysterezní model	37
5	Řízení a regulace	39
5.1	PID regulátor.....	39
5.2	Volba mikrokontroléru	40
6	Návrh zkušebního přípravku	42
6.1	Vstupní část.....	42
6.2	Výkonová část.....	43
6.3	Výstupní filtr	44
6.4	Pomocný zdroj napětí pro regulaci	44
6.5	Budič výkonových tranzistorů	44
6.6	Zapojení mikrokontroléru	45
6.7	Snímání výstupního napětí.....	45
6.8	Komunikace s počítačem	47
7	Oživení zkušebního přípravku	47
8	Závěr	51
	Literatura	52
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	55
	Seznam příloh	56

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Blokové schéma spínaného zdroje	2
Obr. 1.2: Blokující izolovaný měnič - schéma	3
Obr. 1.3: Blokující měnič se 2 spínači – schéma.....	4
Obr. 1.4: Jednočinný propustný měnič – demagnetizační vinutí.....	4
Obr. 1.5: Propustný měnič - zapojení se 2 tranzistory	5
Obr. 1.6: Typický průběh křivky prvotní magnetizace <i>a)</i> a odpovídající průběh diferenciální permeability <i>b)</i> v závislosti na intenzitě magnetického pole....	8
Obr. 1.7: Závislost koercivity na velikosti zrn, převzato [7]	10
Obr. 1.8: Stuktura krystalické (vlevo), amorfni (uprostřed) a nanokrystalické (vpravo) slitiny [9].....	10
Obr. 1.9: Změna vlastností nanokrystalického materiálu v závislosti na příměsi Cu (vlevo) a Si (vpravo), převzato [7].....	12
Obr. 1.10: Porovnání ztrát jednotlivých materiálů [7].....	13
Obr. 1.11: Srovnání mag. křivek nanokrystalických materiálů (Vitroperm) s feritem [9]	13
Obr. 1.12: Závislost indukce nasycení na teplotě pro vybraný ferit a nanokrystalický materiál [9].....	14
Obr. 1.13: Příklad schodovité hysterezní smyčky a jednoho hysteronu.....	18
Obr. 2.1 Idealizované časové průběhy napětí a proudu na vstupním kondenzátoru	25
Obr. 3.1: Náhled programu pro návrh propustného měniče	29
Obr. 3.2: Blokové schéma programu pro návrh měniče	30
Obr. 3.3: Blokové schéma návrhu transformátoru.....	31
Obr. 4.1: Blokové schéma měření statických křivek	34
Obr. 4.2: Blokové schéma měření dynamických křivek.....	36
Obr. 5.1: PID regulátor (převzato z [24])	39
Obr. 6.1: Doporučené zapojení lineárního optočlenu IL300, převzato [33].....	46
Obr. 7.1: Změřená závislost výstupního napětí a účinnosti na zátěži.....	49

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Přehled vlastností amorfních materiálů podle složení [6]	11
Tab. 2: Přehled vlastností vybraných magnetických materiálů [7], ferit podle [1], [2]..	14
Tab. 3: Parametry vybraných mag. obvodů	33
Tab. 4: Údaje o vinutích pro měření statických křivek vzorků	35
Tab. 5: Údaje o vinutích pro měření dynamických křivek vzorků	37
Tab. 6: Údaje o vinutích pro měření dynamických křivek vzorků	38

ÚVOD

Tato práce se zabývá rozborem teorie pro návrh spínaného zdroje, který následně slouží k vytvoření programu pro jeho optimalizaci. Optimalizace bude založena na použití vhodného materiálu, který umožní snížení spínacího kmitočtu a tím snížení ztrát.

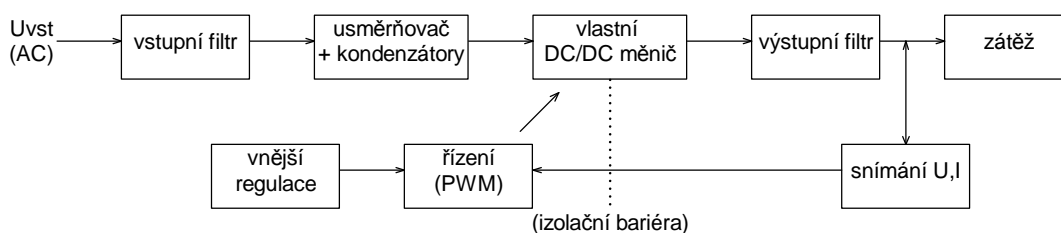
V první části jsou v základních zapojeních představeny nejčastěji používané topologie spínaného zdroje, aby byla vybrána nejvhodnější varianta pro střední výkony. Dále je věnována pozornost ztrátám ve spínaném zdroji a jejich výpočtu. Následující část se věnuje simulaci hysterezních křivek. V další kapitole je uveden postup návrhu jednočinného propustného měniče a jeho implementace s optimalizací v *Matlabu*. Následně jsou proměřeny vlastnosti magnetických materiálů a simulovány jejich vlastnosti. Poslední část se věnuje návrhu přípravku pro ověření návrhového programu.

1 SPÍNANÉ NAPÁJECÍ ZDROJE

Spínaný zdroj slouží k napájení elektronických zařízení a jeho výhodou je možnost regulace výstupních veličin (napětí, proud) bez dalších přídavných obvodů, jakými jsou např. lineární stabilizátory při použití běžného transformátoru. Tato regulace je umožněna pulzně-šířkovou modulací (PWM) nebo změnou kmitočtu, čímž je činnost zdroje řízena. Spínání výkonových prvků probíhá na vyšším kmitočtu, než je kmitočet napájecí sítě (řádově desítky i stovky kHz), což vede k minimalizaci magnetických obvodů a tedy ekonomii tohoto řešení a také k vyšší účinnosti. Během vývoje těchto zařízení byla vytvořena řada konstrukcí s různými výhodami a nevýhodami omezující tato řešení pro použití pouze v některých aplikacích. Vzhledem k tomu, že značná část elektronických zařízení je napájena z jednofázové elektrické rozvodné sítě ($U_{ef} = 230V$), bude přínosné dále se zabývat návrhem právě takového zdroje. V následujících podkapitolách budou proto představeny pouze konstrukce potenciálně vhodné.

1.1 Princip spínaného zdroje

V této části bude představen základní princip spínaného zdroje na jeho blokovém schématu na Obr. 1.1.



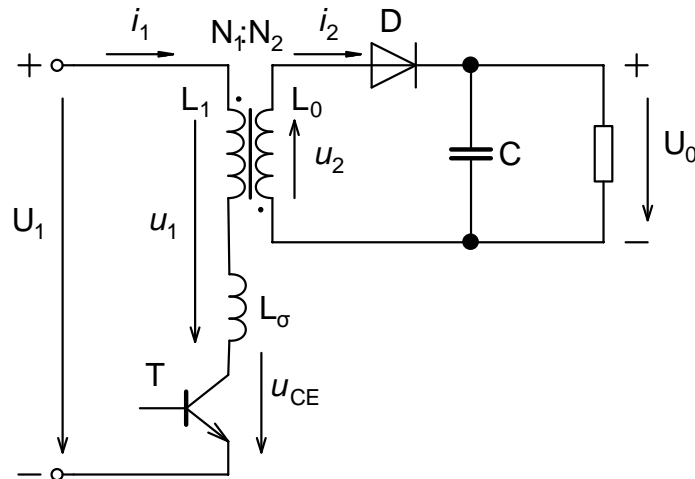
Obr. 1.1: Blokové schéma spínaného zdroje

Na vstupu je nejčastěji přiváděno střídavé napětí (např. z rozvodné sítě), které je dále odfiltrováno od rušivých složek a usměrněno diodovým můstkem, na jehož výstupu je filtrační kondenzátor. Tato část může být vynechána, jedná-li se o zdroj bateriově napájený. Další část tvoří vlastní DC/DC měnič; některá zapojení budou blíže představena v dalších podkapitolách. Každý měnič obsahuje nějaký akumulací prvek, který uchová elektrickou energii a následně ji předává na výstup. Energie se uchovává v podobě elektrického (kondenzátor) nebo magnetického (cívka) pole. Zdroj je nejčastěji řízen PWM signálem generovaným blokem řízení. Tento blok zpracovává jednak výstupní hodnoty měniče, které porovnává s požadovanými, ale také je umožňuje částečně měnit např. výstupní napětí (změnou střídy řídicího signálu) a může mít i další funkce. Výstup měniče prochází výstupním filtrem, kde se odstraní vyšší harmonické složky. Za něj je pak připojena zátěž.

PWM nebo-li pulzně-šířková modulace je tvořena obdélníkovým signálem s periodou T_s , která obsahuje jediný pulz o definované délce. Doba trvání tohoto pulzu vzhledem k periodě signálu se označuje jako střída a značí se s , nejčastěji se udává v [%]. Signál má frekvenci řádově desítky kHz (někdy i více).

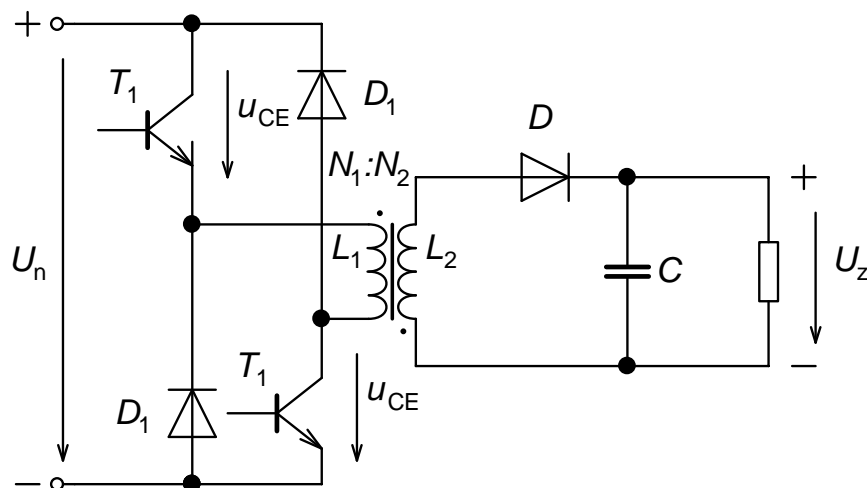
1.2 Jednočinný blokující měnič

Na Obr. 1.2 je náčrt základního zapojení blokujícího měniče s transformátorem, které bylo vybráno s ohledem na galvanické oddělení zátěže od zdroje. Tečka u vinutí značí jeho začátek.



Obr. 1.2: Blokující izolovaný měnič - schéma

Zjednodušeným způsobem lze popsat činnost celého měniče. Tranzistor T je periodicky spínán PWM signálem z řídicího obvodu. V době sepnutí tranzistoru je na vinutí L_1 připojeno vstupní napětí U_1 . Indukčnost L_σ představuje parazitní rozptylovou indukčnost. Magnetický obvod blokujícího měniče vždy obsahuje vzduchovou mezeru. Magnetizační proud totiž odpovídá za přenos energie do sekundární strany. Také snižuje remanentní indukci, což se pozitivně projeví na rozkmitu magnetické indukce. Primární indukčností začne protékat magnetizační proud vzrůstající se strmostí U_1/L_1 . Po rozepnutí tranzistoru se nemůže uzavírat tento proud primárním obvodem, ale protože napětí na cívce začne působit proti změně, která ji vyvolala, změní se polarita na sekundárním vinutí na opačné a magnetizační proud začne protékat přes diodu D do kondenzátoru C . Ten slouží jako zásoba energie pro zátěž v době sepnutého tranzistoru, kdy sekundární vinutí je „odpojeno“ diodou v závěrném směru a nedodává tak energii do zátěže. Nevýhodou je, že parazitní rozptylová indukčnost způsobí napěťový překmit na tranzistoru v době jeho rozepnutí [1]. Velikost tohoto překmitu roste s velikostí proudu (a tedy i přenášeného výkonu). Právě v tomto spočívá nevýhoda blokujícího měniče při použití ve spínaných síťových zdrojích, protože napěťový překmit se projeví zvýšením napětí na tranzistoru a nutnost jeho dimenzování na vyšší závěrné napětí. Jak uvádí [1], lze použít pro kompenzaci překmitu obvod RC paralelně připojený k tranzistoru, který je nastaven tak, aby tvořil kriticky tlumený rezonanční obvod právě s cívkou L_σ . Jinou možností je paralelně zapojený transil. Obě tato řešení mají zásadní nevýhodu – energie v parazitním pulzu se mění na teplo a tím se snižuje účinnost měniče. Řešením je tedy zapojení se dvěma tranzistory [1], které je na Obr. 1.3.

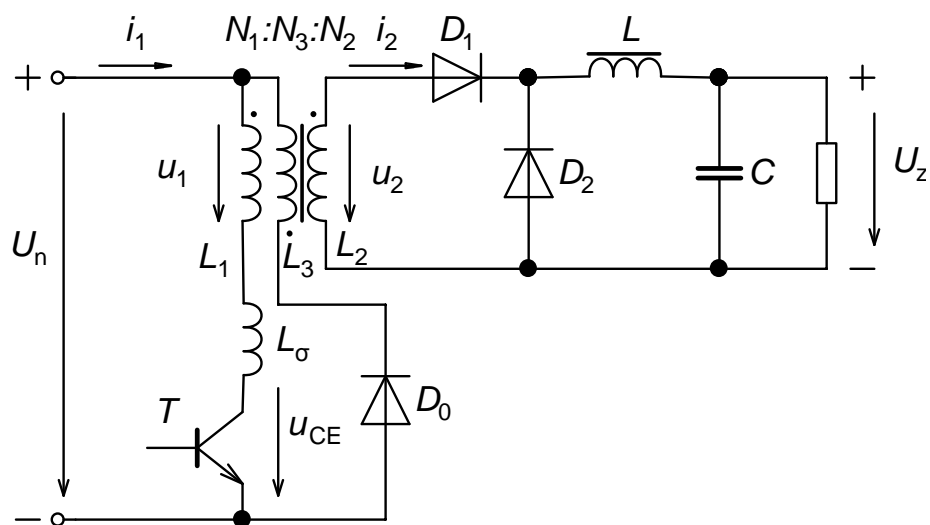


Obr. 1.3: Blokující měnič se 2 spínači – schéma

Diody D_1 slouží pouze k omezení přepětí na tranzistorech, které jsou spínány současně. Výhodou zapojení je i to, že je omezeno namáhání rozepnutých tranzistorů na polovinu oproti předchozímu zapojení, tedy $u_{CEmax} = U_n$, protože se napětí rozdělí mezi oba tranzistory. To je výhodné pro síťové zdroje, kde by závěrné napětí $2U_n$ již činilo potíže při výběru tranzistorů. Omezení zapojení je zdánlivě v tom, že střída s může být maximálně rovna 0,5 [1], ale pro základní zapojení, umožňující střídu i vyšší, není podle výše uvedeného zdroje vhodné toho využívat, protože nedochází již k optimálnímu využití mag. obvodu.

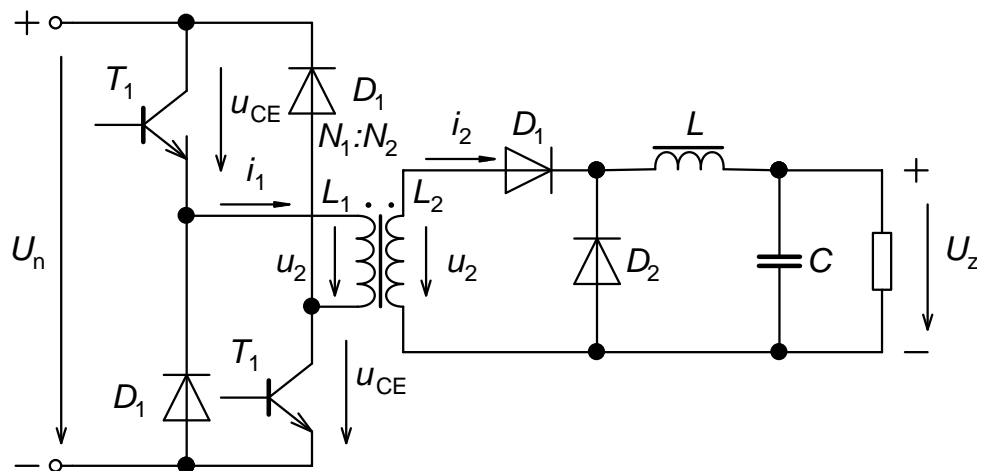
1.3 Jednočinný propustný měnič

Tento typ měniče na rozdíl od předchozího předává energii do sekundárního obvodu během doby sepnutí tranzistoru T . Jeho základní zapojení je na Obr. 1.4.



Obr. 1.4: Jednočinný propustný měnič – demagnetizační vinutí

Z důvodu, že měnič předává energii do sekundárního obvodu v době sepnutí, bude primární proud kromě magnetizační složky obsahovat i přetransformovaný proud zátěže. To ovšem znamená, že po rozpojení tranzistoru T se nemůže magnetizační proud uzavřít sekundárním vinutím jako v případě blokujícího měniče. Brání tomu dioda D_1 . Jednou z možností uzavření mag. proudu je pomocným vinutím N_3 , které má těsnou vazbu s vinutím N_1 a zpravidla stejný počet závitů; toto řešení se nejčastěji uvádí v literatuře, např. [1]. Zdaleka největším problémem tohoto zapojení je namáhání tranzistoru ve vypnutém stavu napětím $2U_n$. Nevýhodou je také potřeba dalšího vinutí, které zabírá prostor v okénku transformátoru (i když jej stačí dimenzovat na malý mag. proud), dále také namáhání tranzistoru napětíovým překmitem na rozptylové indukčnosti mezi vinutími N_1 a N_3 , které se navíc zvětšuje s rostoucím primárním proudem. Možným řešením je použití zapojení se dvěma tranzistory, které je na Obr. 1.5.



Obr. 1.5: Propustný měnič - zapojení se 2 tranzistory

V porovnání s blokujícím měničem Obr. 1.3 je zapojení velice podobné; řídicí část je dokonce shodná. Oba tranzistory jsou spínány současně. Diody D_0 zde slouží k připojení primárního vinutí v době rozepnutých tranzistorů k napájecímu zdroji a rekuperaci magnetizačního proudu. Hlavní výhodou je pak opět snížení napětíového namáhání tranzistorů na polovinu oproti předchozímu zapojení.

Magnetický obvod propustného měniče zpravidla neobsahuje vzduchovou mezeru; podle [2] se však používá pouze malá mezerka za účelem snížení magnetické remanence nasycení B_{rs} .

1.4 Dvojčinné měniče

Tyto měniče se nejčastěji vyskytují v zapojení plného a polovičního můstku. Hlavní výhodou je, že oproti předchozím typům využívají lépe mag. obvod (od $-B_{max}$ do $+B_{max}$). Z toho vychází přibližně poloviční objem i hmotnost transformátoru než pro propustný měnič [1]. Jejich řízení je však značně ztíženo. Výhody těchto měničů se tedy projeví až při větších výkonech (řádově kW). Zdánlivě výhodné je zapojení dvojčinného měniče s primárním vinutím s vyvedeným středem označované často jako

push-pull. Jeho největší nevýhodou je však nutnost dvou sériově spojených primárních vinutí, pro které musí být tranzistory dimenzovány na dvojnásobek vstupního napětí. Výhodou je pak uzemnění obou spínačů, což vede k usnadnění konstrukce budících a regulačních obvodů.

1.5 Rezonanční měniče

Tyto měniče vycházejí z předchozích zapojení, ve kterých se využije parazitní indukčnosti k rezonanci s kapacitou. Průběh napětí a proudu má tak buď zcela, nebo po částech harmonický tvar. Tyto měniče využívají při spínání tranzistorů průchodu napětí (ZVS) nebo proudu (ZCS) rezonanční indukčností nulou [2]. Tím se minimalizují jednak spínací ztráty, ale také ztráty na parazitních prvcích.

1.6 Ztráty ve spínaném zdroji

Oproti klasickým síťovým zdrojům (pracujících na frekvenci 50Hz) obsahuje zdroj spínaný řadu dalších prvků kromě transformátoru, kde dochází ke ztrátám. Je však nutno podotknout, že se jedná již o zdroj stejnosměrného napětí bez dalších úprav signálu, který navíc umožňuje regulaci výstupních veličin v jistém rozsahu bez značného zhoršení účinnosti. Aby bylo adekvátní posuzovat jeho účinnost se zdrojem klasickým (transformátorem), bylo by nutné neměřit výstup na svorkách transformátoru, ale měřit výstupní veličiny až po usměrnění a stabilizaci.

Celkové ztráty ve spínaném zdroji dosahují podle [2] přibližně 20%. Největší část z nich tvoří diody, tranzistory a transformátor.

Ztráty v tranzistoru jsou dány 2 složkami; první z nich tvoří ztráty při vedení a druhou pak ztráty při přepínání [3]. Pro bipolární tranzistor je dán přímo úbytek napětí při jeho plném otevření. Z velikosti protékajícího proudu lze tedy určit jeho ztrátový výkon při vedení. Pro tranzistory unipolární, které se dnes používají mnohem častěji pro své výhody, je definován jeho odpor v sepnutém stavu R_{DSon} . Ztráty vedením jsou pak:

$$P_v = R_{DSon} \cdot (\sqrt{s} \cdot I_{DS})^2 = R_{DSon} \cdot I_{ef}^2 \quad [W; \Omega, -, A], \quad (1.1)$$

kde s je střída signálu, I_{DS} je velikost proudu při sepnutí tranzistoru a I_{ef} je efektivní hodnota proudu tranzistorem.

Při spínání a rozepínání tranzistoru vznikají ztráty, protože tranzistor přechází přes pracovní oblast, kde je na něm úbytek napětí. Ztráty vznikají při každém sepnutí a rozepnutí, jejich počet za sekundu pak odpovídá frekvenci spínání tranzistoru. Celkové ztráty při přepínání budou:

$$P_p = f \cdot (W_{on} + W_{off}) \quad [W; Hz, J, J], \quad (1.2)$$

kde f je frekvence spínání tranzistoru, W_{on} a W_{off} je teplo vyzářené tranzistorem při jednom sepnutí a rozepnutí. Vliv na těchto ztrátách bude mít také strmost řídicího

signálu; pokud bude hrana pulzu příliš dlouhá, může dojít ke zvýšení těchto ztrát. Celkové ztráty na tranzistoru budou dány součtem rovnic (1.1) a (1.2).

Ideální dioda funguje jako spínač. Reálná dioda pak má úbytek napětí v propustném směru podle své konstrukce. Pro rychlé spínání je vhodná např. Schottkyho dioda, která má také menší úbytek napětí v propustném směru než běžná Si dioda. Ztráty v diodě vznikají také vlivem zotavovací doby t_{rr} . Po tuto dobu vede dioda proud v závěrném směru, než se nabije její vnitřní parazitní kapacita.

V transformátoru vznikají tepelné ztráty ze 2 důvodů. Prvním z nich jsou ztráty v magnetickém obvodu. Ty lze rozdělit na ztráty hysterezní, které vznikají pohybem pracovního bodu mag. jádra po magnetizační křivce; opisuje se tak oblast, jejíž plocha odpovídá těmto ztrátám. Jak je uvedeno v [3], tato plocha se „opíše“ pracovním bodem tolikrát, kolikrát je přiloženo napětí na cívku, tedy v závislosti na kmitočtu $P_h \approx f$. Ztráty vířivými proudy jsou způsobeny elektromagnetickou indukcí v jádře. Pro potlačení tohoto jevu se snižuje jeho elektrická vodivost. Tyto ztráty však závisí na kmitočtu kvadraticky $P_{víř} \approx f^2$. Tedy pro vyšší kmitočty převládá vliv těchto ztrát nad těmi hysterezními.

Druhým zdrojem oteplení je vinutí transformátoru, ve kterém vzniká průchodem proudu na vinutí úbytek napětí. Při vyšších frekvencích se navíc uplatňuje povrchový efekt, který je dán vztahem pro hloubku vniku [1]:

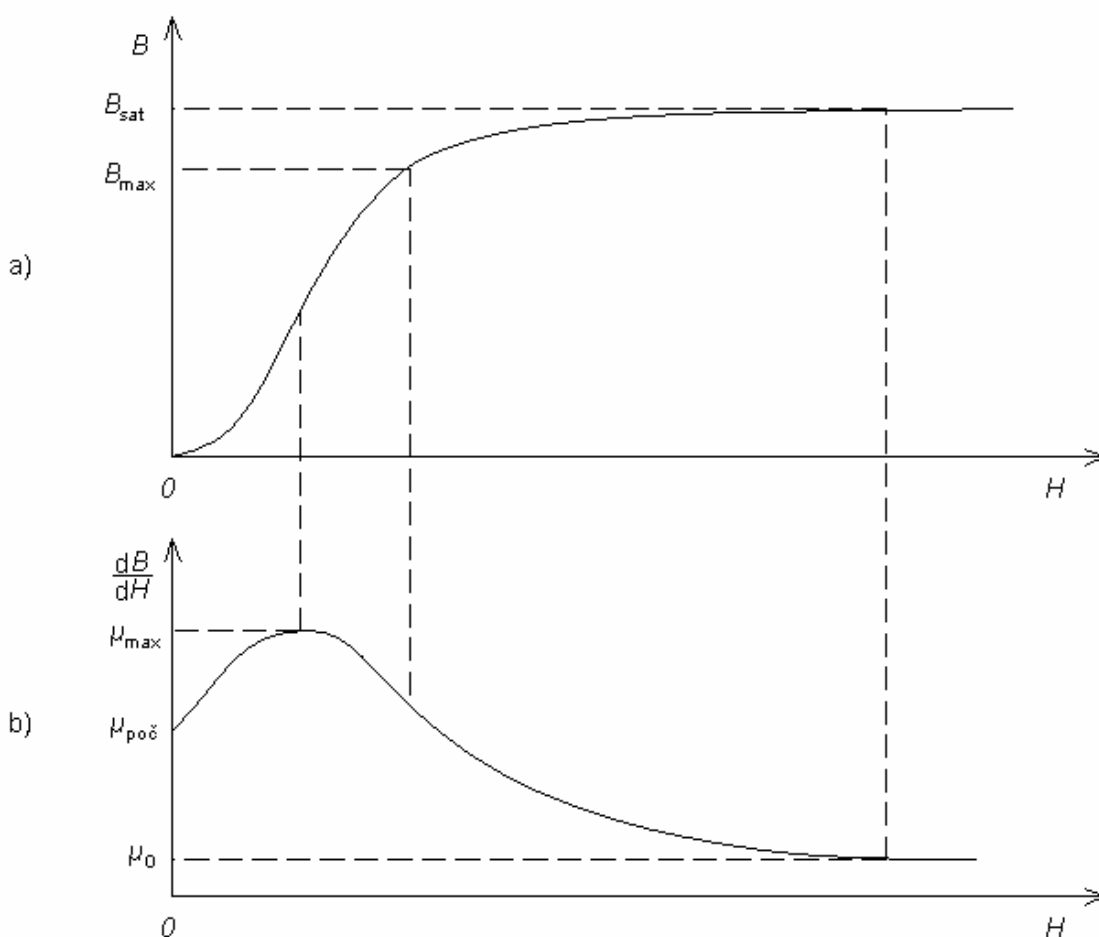
$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} \quad [\text{m}; \Omega\text{m}, \text{Hz}, \text{Hm}^{-1}], \quad (1.3)$$

kde f je frekvence, ρ a μ jsou měrný odpor a permeabilita vodiče (pro Cu a Al se dosadí $\mu = \mu_0$). Podle [2] udává hloubka vniku takovou vzdálenost od povrchu vodiče, kde klesne na $1/e$ hodnoty proudové hustoty na povrchu vodiče. Přitom lze uvažovat maximální průměr vodiče do velikosti trojnásobku hloubky vniku pro kmitočet větší o polovinu než je kmitočet spínání a to z důvodu obsahu vyšších harmonických složek při spínání obdélníkovým signálem. V [1] je uvedeno za optimální nepřekračovat dvojnásobek hloubky vniku pro spínací kmitočet. Tyto protiklady souvisí s lepším využitím okénka (při použití menšího počtu silnějších vodičů) vs. menším odporem vinutí.

1.7 Magnetické materiály

Volba vhodného materiálu pro transformátor měniče, ale i pro filtrační tlumivku, jsou základními předpoklady k ekonomickému návrhu celého zdroje. Každý materiál je charakterizován mnoha parametry, případně křivkami. Za základní křivku lze považovat křivku magnetizační. Vyjadřuje buďto závislost magnetické indukce B nebo magnetické polarizace J na intenzitě magnetického pole H . Rozdíl mezi těmito křivkami je v tom, že magnetická polarizace zahrnuje pouze vlastnosti materiálu (vhodnější pro jejich porovnání), zatímco magnetická indukce navíc příspěvek vakua $\mu_0 H$ a vystihuje tak skutečné chování výsledného mag. obvodu; je tedy praktičtější pro vlastní návrh. Pro měkké magnetické materiály navíc obě křivky prakticky splývají, protože pro jejich

velkou permeabilitu se příspěvek vakua příliš neuplatní [1]. Příklad takové křivky je uveden na Obr. 1.6. Nazývá se křivka prvotní magnetizace, v praxi se často zaměňuje s amplitudovou magnetizační křivkou, která je snadněji měřitelná. Její derivací se získá křivka diferenciální permeability, Obr. 1.6 b). Relativní permeabilita udává, kolikrát je změna magnetické indukce větší, než by byla ve vakuu (vzduchu). Velikost permeability se však s rostoucí intenzitou mag. pole zmenšuje; bod, kdy dosáhne hodnoty permeability vakua μ_0 se označuje jako bod nasycení nebo saturace B_{sat} . Relativní permeabilita je pak rovna jedné. Tato hodnota již není prakticky využitelná, slouží především k porovnání jednotlivých materiálů. Jako maximální pracovní indukce se volí hodnota B_{max} , která není pevně stanovena. Zpravidla se volí s ohledem na pokles permeability pod počáteční hodnotu (např. o několik desítek procent). Dalším, často výraznějším omezením jsou maximální ztráty v jádře, které určují jeho oteplení. Pro porovnání teplotních limitů materiálů navzájem je definována Curieova teplota, při které poklesne počáteční permeabilita na polovinu hodnoty při teplotě 20°C. Překročení této hranice je značně nebezpečné; pokles permeability způsobí pokles primární indukčnosti a tím vzrůst magnetizačního proudu. Následkem toho zvýší svoji teplotu i vinutí, dojde pak ke kladné zpětné vazbě vedoucí k havárii transformátoru [1].



Obr. 1.6: Typický průběh křivky prvotní magnetizace a) a odpovídající průběh diferenciální permeability b) v závislosti na intenzitě magnetického pole.

Při periodické změně intenzity H se však pracovní bod nepohybuje po této křivce, ale vykazuje značnou hysterizi. Hysterezní smyčka má dva významné body: remanenci B_r pro $H = 0$ a koercivitu H_c pro $B = 0$, které určují základní tvar. Při periodické změně intenzity mag. pole H v obou polaritách pak amplitudová charakteristika spojuje vrcholy jednotlivých křivek pro různý rozkmit H . Z předchozí kapitoly plynou požadavky na materiál s úzkou hysterezní smyčkou a nízkou elektrickou vodivostí, který by tedy měl malé ztráty.

Mezi nejběžnější materiál pro magnetické obvody jistě patří elektrotechnická ocel, tj. ocel legovaná křemíkem. Má vysokou hodnotu indukce nasycení B_{sat} (až $\sim 1,9$ T pro plechy válcované za studena s orientovanou strukturou), je relativně levná, ale pro velké ztrátové číslo není vhodné použití na kmitočtech řádu desítek kHz, tj. v oblasti spínaných zdrojů.

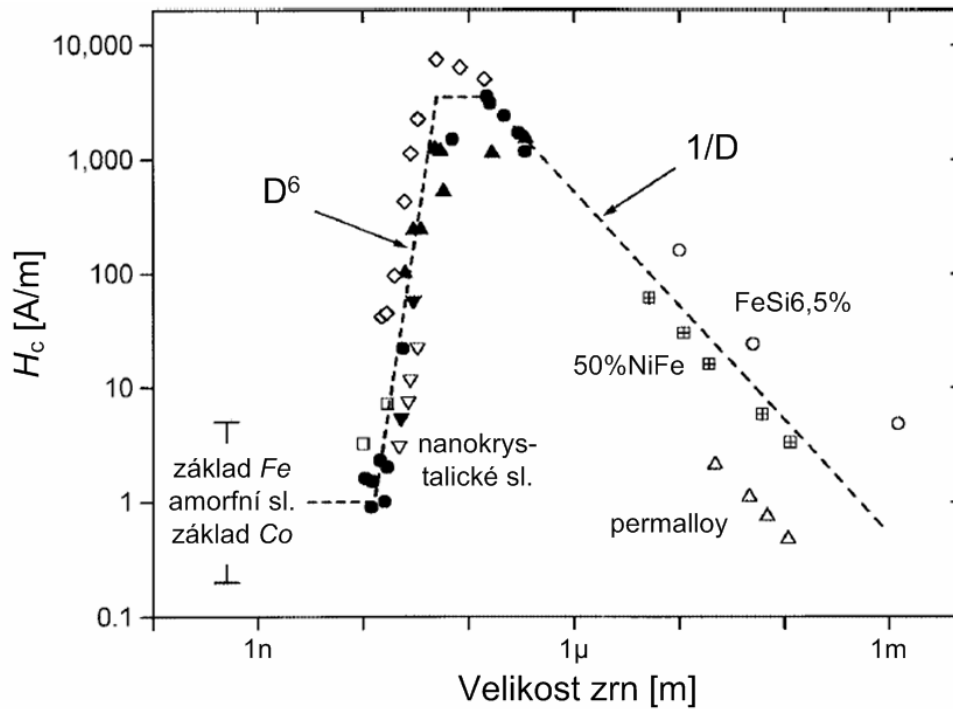
Permalloye jsou slitiny niklu, železa a dalších příměsí. Vyrábí se ve formě tenkých pásků (až desítky μm), z kterých se vinou toroidní a C jádra. Takto tenké pásky však snižují činitel plnění jádra (podle [4] je pro tloušťku pásku přibližně $13 \mu\text{m}$ činitel plnění jen 0,5, pro pásek $100 \mu\text{m}$ pak 0,9). Nevýhodou je, že v konečné podobě po vyžhání a získání požadovaných vlastností jsou jádra náchylná na ztrátu permeability při mechanickém namáhání. To však vzniká i při navíjení cívky na jádro (tlak, pnutí,...). Tento problém je řešen např. zapouzdřením jader do plastových nebo hliníkových obalů a také použitím speciálních epoxidů. Vlastnosti permalloyových jader závisí na množství niklu a dalších příměsí, lze provést základní rozdělení do tří skupin. Slitiny s 78% Ni mají velikou permeabilitu (~ 60000) a indukci nasycení přibližně 0,7 T. Slitiny s 50% Ni mají permeabilitu nižší (~ 4500), indukci nasycení až 1,5 T, ale mají větší ztrátové číslo. Poslední skupinou jsou slitiny s 36% Ni, které mají menší permeabilitu (~ 2000), indukci nasycení kolem 1 T [1]. Pásmo jejich použitelnosti leží v oblasti kmitočtů řádu kHz.

Dalším materiálem je práškové železo. Používá se jak čisté železo, tak různé slitiny, často podobného složení jako předchozí permalloye. Nejprve se vyrobí malé částice o velikosti několika mikrometrů, které se obalí tenkou vrstvou pojiva a dále lisují do požadovaných tvarů. Železoprachová jádra mají malé ztráty vířivými proudy právě pro malou velikost částic, proto je lze využít až do řádu stovek kHz. Tato struktura však také způsobuje vzduchovou mezeru, která se vytváří mezi jednotlivými částicemi jádra. Permeabilita těchto jader dosahuje hodnot od 26 do 550. V porovnání s ferity je ale výraznější závislost permeability na kmitočtu a s rostoucím kmitočtem klesá [5].

Ze směsi oxidů železa a dalších kovů se vyrábějí rozemletím, opakovaným žháním a dalšími úpravami ferity. Tyto výsledné materiály připomínají keramiku, jsou křehké a tvrdé. Podle základního složení lze ferity rozdělit na 2 skupiny. První z nich jsou manganato-zinečnaté ferity. Jejich indukce nasycení se pohybuje kolem 0,5 T. Vlivem velkého elektrického odporu jsou minimalizovány vířivé ztráty; celkové ztráty jsou navíc závislé na teplotě tak, že minimum nastává při pracovní teplotě (40, 60 nebo 90 °C). Nevýhodou je, že indukce nasycení s rostoucí teplotou klesá (přibližně 0,35 T při 100 °C). Permeabilita se pohybuje v řádu tisíců, její pokles je kmitočtově přibližně o řád výše než pro železoprachová jádra. Druhou skupinu tvoří nikelnato-zinečnaté ferity, které mají permeabilitu v řádu několika set, malou indukci nasycení kolem 0,2 T. Jsou vhodné pro nevykonové aplikace ve vysokofrekvenčních obvodech (10 – 200 MHz) [1].

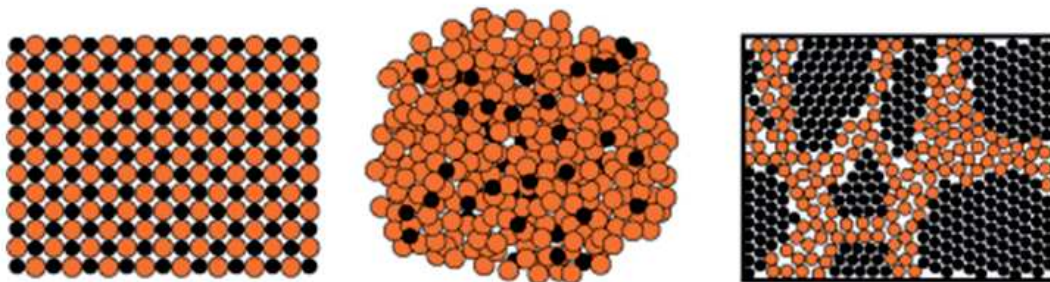
1.8 Perspektivní magnetické materiály

Před objevem amorfních magnetických materiálů bylo známo, že měkké magnetické materiály musí mít velkou velikost zrn. Aby byl materiál magneticky měkký, musí mít malou koercivitu H_c . Vztah mezi ní a velikostí zrn je znám jako závislost $1/D$, viz Obr. 1.7. Velkým překvapením proto byl objev feromagnetismu u amorfních slitin s velikostí „zrn“ (spíše vnitřním uspořádáním) v řádu nanometrů. První amorfní magneticky měkkou slitinu připravil podle [6] P. E. Duwez již v roce 1959.



Obr. 1.7: Závislost koercivity na velikosti zrn, převzato [7]

Amorfní materiály vznikají rozstříkáváním tekutého kovu, většinou však slitiny, na ochlazený rotující válec a tím vzniká úzký tenký pásek. Vlivem rychlého ochlazení (cca 10^6 K/s) nedochází ke krystalizaci, ale k vytvoření polykrystalické struktury, viz Obr. 1.8.



Obr. 1.8: Struktura krystalické (vlevo), amorfní (uprostřed) a nanokystalické (vpravo) slitiny [9]

Vyrábějí se pouze jako vinutá jádra, nejčastěji toroidní, což je nevýhodou pro složitější navíjení vinutí. Amorfni materiály lze podle základního složení rozdělit na slitiny na bázi Fe, Ni a Co; každá z nich obsahuje i další příměsi (B, C, Si ...). Jejich vlastnosti jsou uvedeny v Tab. 1.

Tab. 1: Přehled vlastností amorfni materiálů podle složení [6]

Báze	B_s [T]	ρ [$\mu\Omega\text{m}$]	λ_s [-]	T_c [$^{\circ}\text{C}$]
80% Fe	1,6	1,4	$30 \cdot 10^{-6}$	370
40% Fe + 40% Ni	1,0	1,6	$12 \cdot 10^{-6}$	350
70% Co	0,7	1,3	$0,3 \cdot 10^{-6}$	250

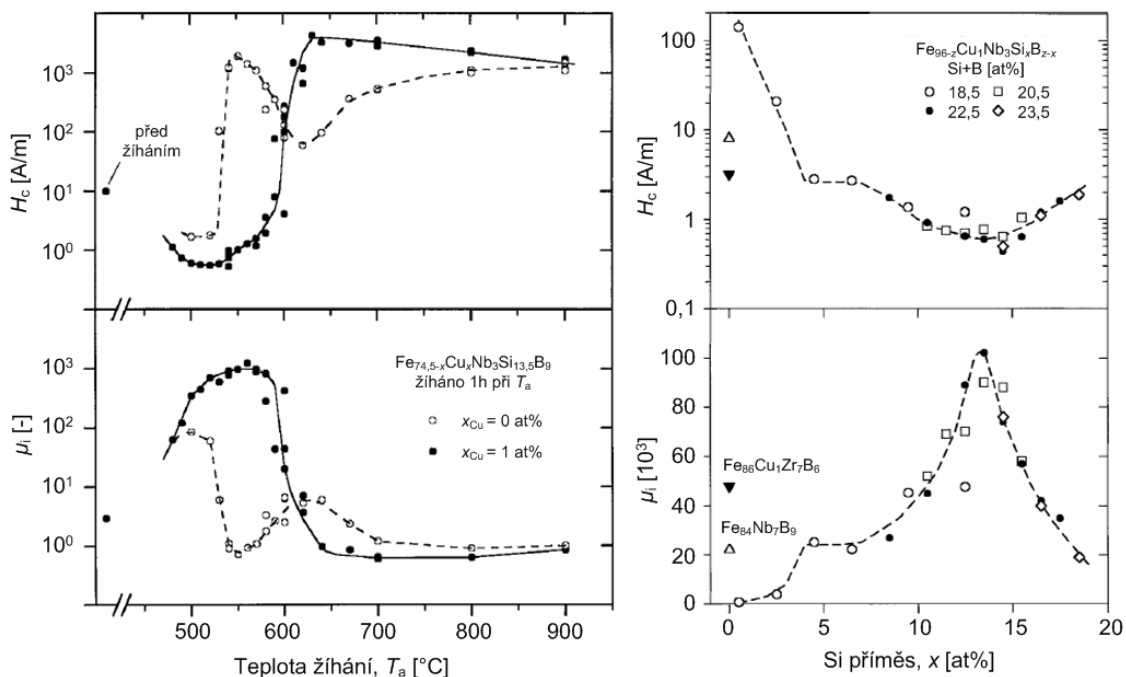
Zlepšení vlastností se dosahuje žiháním pásků nebo lépe navinutých jader nad Curieho teplotu tak, aby ještě nedošlo ke krystalizaci. Tím dojde k uvolnění vnitřního pnutí. Následně se žihá teplotou nižší při současném působení magnetického pole. Bez působení pole vzniká výsledný tvar magnetizační křivky zaoblený (značí se R). Pokud pole působí ve směru pracovního magnetování, dosáhne se pravoúhlé tvaru (Z), pokud kolmo, pak je výsledný tvar křivky plochý (F) [6] s různou permeabilitou.

Jejich nevýhodou je omezená pracovní teplota přibližně do poloviny Curieho teploty, v praxi se podle [2] jedná o hodnotu v rozsahu 70 – 100 $^{\circ}\text{C}$. Podle údajů výrobce jsou však údaje optimističtější, pracovní teplota je udávána do 120 $^{\circ}\text{C}$ [10], Curieho teplota 365 $^{\circ}\text{C}$. Tento materiál se označuje někdy jako tzv. kovové sklo. Pro svoji křehkost jsou pouzřena tato jádra do obalů, což je nevýhodné vzhledem k rostoucí délce závitu vinutí.

V roce 1988 podle [7] představili Yoshizawa, Oguma a Yamauchi novou slitinu se základem na bázi Fe a složením $\text{Fe}_{73,5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{13,5}\text{B}_9$ (at%) s výbornými vlastnostmi feromagnetika: nízké ztráty, velká permeabilita a nízká magnetostrikce jako v případě amorfni materiálů na bázi Co, ale se s indukci nasycení až 1,3 T. Složení se dodnes podstatně nezměnilo. Na Obr. 1.7 zapadají malou koercivitou a velikostí zrn mezi amorfni látky a krystalické, což popisuje závislost D^6 . Základem pro výrobu nanokrystalických materiálů je amorfni struktura, ve které se vytvoří krystaly o velikosti 10 až 20 nm (odtud jejich název), které jsou obklopeny a navzájem odděleny zbylým materiálem, viz Obr. 1.8. Vytvoření této struktury se dosáhne žiháním za teploty vyšší než při žihání amorfni materiálů, ale ne natolik vysoké, aby došlo k poškození měkkých magnetických vlastností. Nejprve se vytvoří oblasti bohaté na Cu. Jejich rozmístění je jemnější díky příměsi Nb. Mezi těmito oblastmi se začnou postupně vytvářet krystaly Fe-Si. Poté jsou z oblasti těchto krystalů vyloučeny příměsi Nb a B, které tak vytvoří „amorfni mřížku“ kolem krystalických oblastí. Vznikne tak ve výsledku amorfni matice tvořená Fe-Nb-B vyplněná krystalickými oblastmi Fe-Si v prostorově centrované kubické soustavě [7].

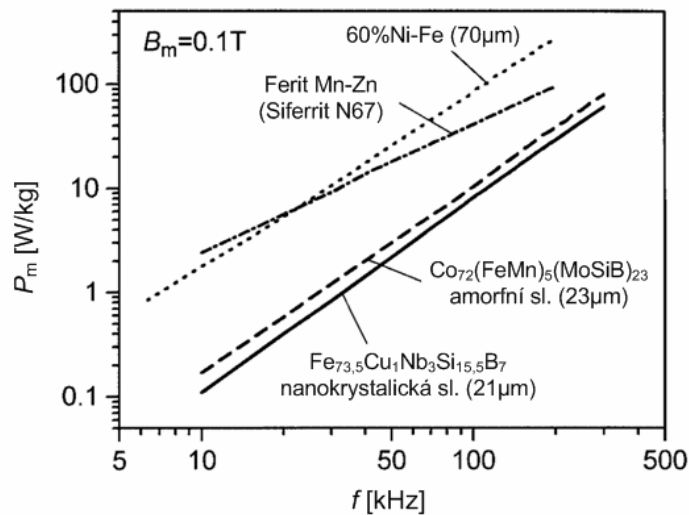
Na Obr. 1.9 vlevo jsou znázorněny změny permeability a koercivity v závislosti na teplotě žihání a množství příměsi Cu. Ze závislosti lze sledovat, že přidáním Cu se jednak sníží koercivita (a tedy i ztráty) a také se zvýší permeabilita. Pozitivní také je, že maximum permeability i minimum koercivity jsou značně ploché a tudíž, jak již bylo uvedeno výše, dosáhne se dobrého výsledku v poměrně širokém rozsahu teplot. V pravé části Obr. 1.9 je pak závislost koercivity a permeability na množství Si. Maximum

permeability a minimum koercivity nastává přibližně kolem 13 at%, což je právě hodnota uváděná ve složení slitiny. Volba příměsi *Nb* je pak zvolena opět s ohledem na minimální koercivitu a malou velikost zrn v nanokrystalickém materiálu [7]. Množství základní báze *Fe* je výhodné co možná největší z důvodu vyšší indukce nasycení.

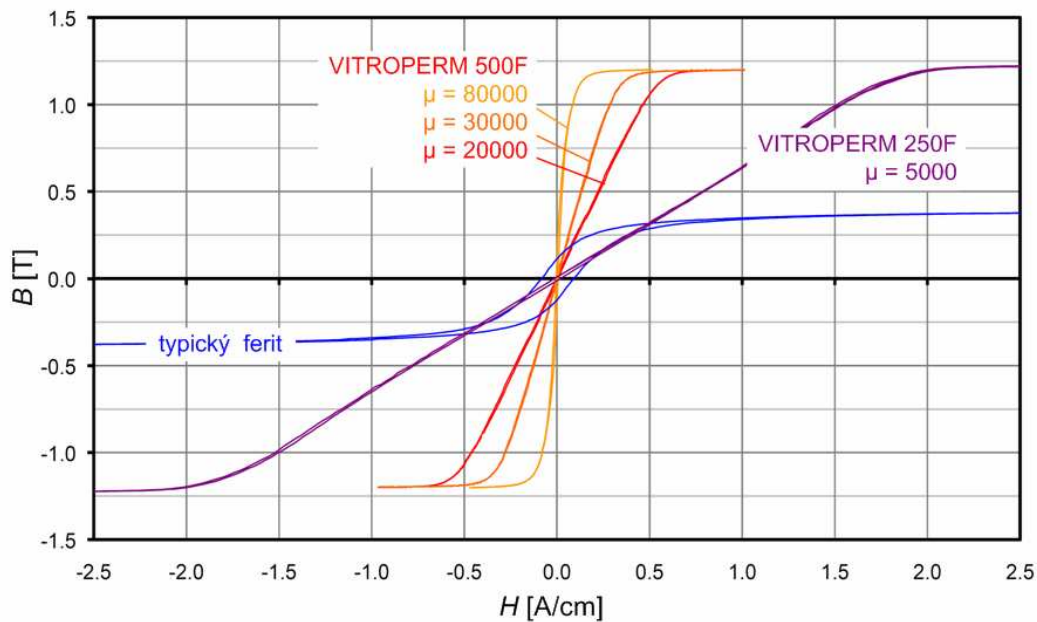


Obr. 1.9: Změna vlastností nanokrystalického materiálu v závislosti na příměsi Cu (vlevo) a Si (vpravo), převzato [7]

Žiháním se tak zlepší magnetické vlastnosti při použití levnějších základních surovin. Výhodou podle [7] je, že žihání nemusí probíhat s velkou přesností jak teplotní (rozptyl až 50°C) tak časovou (s prodloužením žihání nedochází ke zhoršení vlastností). Tyto materiály mají úzkou hysterezní smyčku a poměrně velký odpor, což snižuje ztráty vířivými proudy. Pro tyto vlastnosti jsou vhodné pro použití i na kmitočtech řádu desítek kHz až jednotek MHz v případě filtrů. Na Obr. 1.10 je pak porovnání ztrát materiálu feritového, amorfního na bázi *Co*, nanokrystalického a permalloye.

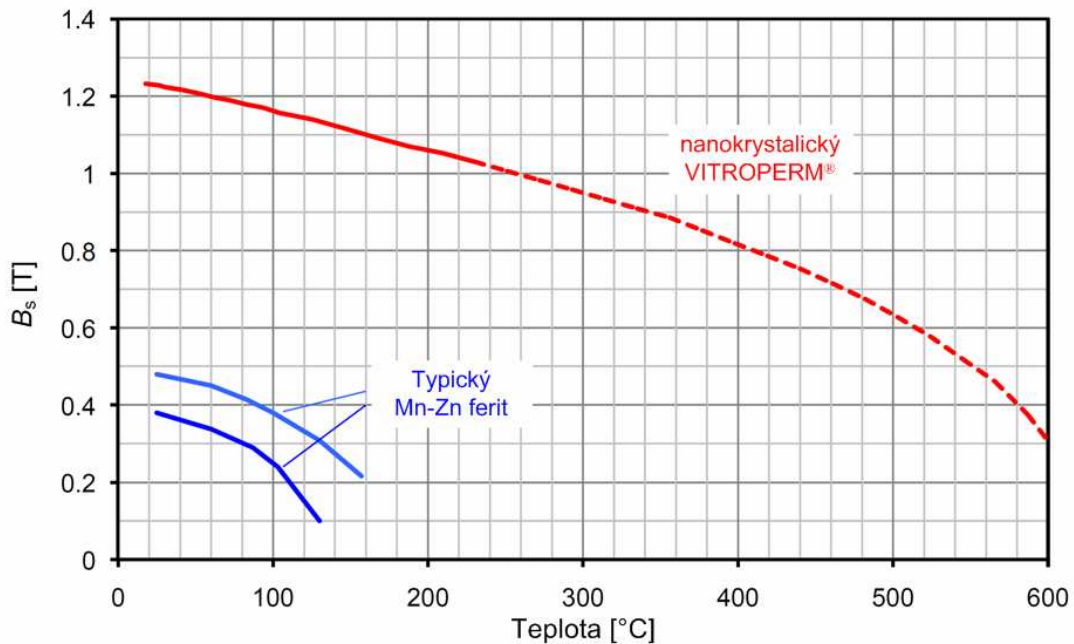


Obr. 1.10: Porovnání ztrát jednotlivých materiálů [7]



Obr. 1.11: Srovnání mag. křivek nanokrystalických materiálů (Vitroperm) s feritem [9]

Na Obr. 1.11 je uvedeno srovnání magnetizační křivky nanokrystalického materiálu s feritem, který těmto materiálům konkuruje. Výhodou je značně vyšší indukce nasycení (~1,2 T). Jak bylo uvedeno dříve, podle vztahů 1.1 a 1.2, je růst ztrát vířivými proudy úměrný kvadrátu kmitočtu, proto je na vysokých kmitočtech důležitější vyšší rezistivita a jako výhodnější se projeví feritové materiály. Srovnání teplotní závislosti indukce nasycení lze nalézt na Obr. 1.12. Z obrázku vyplývá, že feritové materiály jsou závislé s teplotou mnohem více než nanokrystalické. Další informace o amorfních a nanokrystalických materiálech lze nalézt v brožurách výrobce VAC [8] a [9], z kterých bylo čerpáno.



Obr. 1.12: Závislost indukce nasycení na teplotě pro vybraný ferit a nanokrystalický materiál [9]

V Tab. 2 je uveden přehled vybraných materiálů. Porovnáním vlastností lze zjistit, že nanokrystalické materiály mají výborné vlastnosti. Nejvíce zaostávají v rezistivitě, kterou mají ferity mnohonásobně větší. Materiál v druhém řádku odpovídá přibližně materiálu VITROPERM 500. Zajímavostí je nanokrystalická slitina, jejíž parametry jsou uvedeny ve čtvrtém řádku, protože její magnetostrikce je záporná.

Tab. 2: Přehled vlastností vybraných magnetických materiálů [7], ferit podle [1], [2]

Složení (materiál)	D [nm]	J_s [T]	H_c [A/m]	$\mu_i^{(a)}$ [10^3]	ρ [$\mu\Omega\text{cm}$]	λ_s [10^{-6}]	$P_{\text{Fe}}^{(b)}$ [W/kg]
$\text{Fe}_{73,5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{13,5}\text{B}_9^{(1)}$	13	1,24	0,5	100	118	2,1	38
$\text{Fe}_{73,5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{15,5}\text{B}_7^{(1)}$	14	1,23	0,4	110	115	~0	35
$\text{Fe}_{84}\text{Nb}_7\text{B}_9^{(1)}$	9	1,49	8	22	58	0,1	76
$\text{Fe}_{91}\text{Zr}_7\text{B}_3^{(1)}$	17	1,63	5,6	22	44	-1,1	80
$\text{Co}_{68}\text{Fe}_4(\text{MoSiB})_{28}^{(2)}$	am.	0,55	0,3	150	135	~0	35
$\text{Co}_{72}(\text{FeMn})_4(\text{MoSiB})_{23}^{(2)}$	am.	0,8	0,5	3	130	~0	40
$\text{Fe}_{76}(\text{SiB})_{24}^{(2)}$	am.	1,45	3	8	135	32	50
Mn-Zn ⁽³⁾		0,5	10	2	10^8		100
80% Ni-Fe ⁽⁴⁾	$\sim 10^5$	0,75	0,5	100	55	< 1	> 90
50%-60% Ni-Fe ⁽⁴⁾	$\sim 10^5$	1,55	5	40	45	25	> 200

^(a) údaj pro $f = 1$ kHz, ^(b) údaj pro $B_{\text{max}} = 0,2$ T a $f = 100$ kHz

⁽¹⁾ nanokrystalický materiál, ⁽²⁾ amorfnní materiál, ⁽³⁾ ferit, ⁽⁴⁾ permalloy – permeabilita uvedena pro 50 Hz, měrné ztráty budou větší skrze příspěvek vířivých proudů

1.9 Modelování vlastností magnetického obvodu

Vlastnosti reálného magnetického materiálu je třeba při návrhu mag. obvodu buďto vhodným způsobem simulovat nebo alespoň odhadnout výsledné chování z charakterizace materiálu jeho výrobcem. Základní vlastnosti jsou dány tvarem magnetizační křivky, z které je možné určit maximální pracovní indukci. Dále je pak uváděn ztrátový výkon při daném kmitočtu a rozkmitu pracovní indukce pro několik vybraných hodnot nebo pomocí sítě křivek.

Při zjednodušeném návrhu stačí určit z magnetizační křivky maximální pracovní mag. indukci a její rozkmit vzhledem k režimu, ve kterém bude pracovat (tlumivka, unipolární nebo bipolární buzení). Dále pak ze sítě ztrátových křivek určit měrné ztráty a přepočítat je na ztráty v daném magnetickém obvodu podle vztahu:

$$P_z = m \cdot P_m = V \cdot P_v \text{ [W; kg, Wkg}^{-1}\text{; m}^3\text{, Wm}^{-3}\text{]}, \quad (1.4)$$

kde P_m a P_v jsou měrné ztráty vztahované na jednotkovou hmotnost nebo objem při daném rozkmitu pracovní indukce a kmitočtu. Jedná se tedy o pouhý přepočet přes hustotu materiálu. Je nutné uvést, že uváděné závislosti měrných ztrát jsou zpravidla výrobci uváděny pro buzení harmonickým signálem. V případě jiného tvaru signálu budou ztráty odlišné. Pro spínané zdroje se jedná nejčastěji o obdélníkový signál s proměnnou střídou. Vlivem vyšších harmonických obsažených v tomto signále budou ztráty větší. Jak je uvedeno v předchozí kapitole, ztráty závisí jednak na rozkmitu mag. indukce a také na kmitočtu.

Z těchto ztrát je pak nutné určit oteplení jádra nebo spolu se ztrátami ve vinutí oteplení celého transformátoru. Existuje více možností jak oteplení spočítat. Obvykle se používá následující vztah [2]:

$$\Delta\vartheta = R_{th} \cdot P_z = \frac{P_z}{c_c \cdot C_c} \text{ [K; K/W, W; W, W/Km}^2\text{, m}^2\text{]}, \quad (1.5)$$

kde R_{th} je tepelný odpor daného tělesa, P_z je celkový ztrátový výkon vyzařovaný povrchem S_c a c_c je ochlazovací konstanta (podle velikosti transformátoru 14 ~ 23 W/Km²). Ze vztahu (1.5) je vidět, že tepelný odpor v podstatě vyjadřuje převrácenou hodnotu tepelné vodivosti, která je dána součinem ochlazovacího povrchu a konstanty. Tepelný odpor je někdy uváděn výrobcem pro daný tvar jádra a rozměr. V [11] je uvedeno, že R_{th} je nepřímo úměrné odmocnině z objemu jádra. Jsou zde také uvedeny hodnoty pro běžné typy jader.

V literatuře se často objevuje vztah pro přepočet na jinou hodnotu rozkmitu mag. indukce než je hodnota uvedená. Vzhledem k tomu, že návrh je zpravidla omezen maximálním přípustným oteplením, je vhodnější zpravidla postupovat při návrhu opačným způsobem. Nejprve spočítat nejvyšší přípustné ztráty v jádře a z nich určit pracovní indukci. Tento způsob je například uveden v [10] vztahem

$$\Delta B_{\text{opt}} = \Delta B_0 \cdot \left(\frac{Z \cdot \Delta \vartheta}{(2 + Z) \cdot R_{\text{th}} \cdot m_{\text{Fe}} \cdot P_{\text{m0}} \cdot \left(\frac{F}{F_0}\right)^X \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^Y} \right)^{\frac{1}{Z}} \quad (1.6)$$

[T; T, -, K, K/W, kg, W/kg, -, -, -, Hz, Hz, -],

kde P_{m0} jsou měrné ztráty uváděné pro rozkmit mag. indukce ΔB_0 , kmitočet f_0 a činitel tvaru F_0 , $\Delta \vartheta$ je maximální přípustné oteplení, R_{th} tepelný odpor transformátoru, m_{Fe} jeho hmotnost, F a f jsou činitel tvaru a kmitočet, při kterém hledáme optimální rozkmit mag. indukce, X , Y , Z jsou pro daný materiál konstanty a udávají závislost ztrát na činiteli tvaru, kmitočtu a rozkmitu pracovní indukce. Tyto hodnoty pro amorfni a nanokrystalický materiál udává výrobce společně se ztrátami při zvolené hodnotě ostatních veličin (označeny indexem „0“, viz výše). Původ vztahu (1.6) není na první pohled zřejmý; úpravou lze však dospět k tvaru:

$$m_{\text{Fe}} \cdot P_{\text{m0}} \cdot \left(\frac{F}{F_0}\right)^X \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^Y \cdot \left(\frac{\Delta B_{\text{opt}}}{\Delta B_0}\right)^Z = \frac{Z \cdot \Delta \vartheta}{(2 + Z) \cdot R_{\text{th}}} \quad (1.7)$$

$$m_{\text{Fe}} \cdot P_{\text{m}} = \frac{Z \cdot \Delta \vartheta}{(2 + Z) \cdot R_{\text{th}}} = P_{z_{\text{mo}}},$$

kde $P_{z_{\text{mo}}}$ jsou celkové ztráty v magnetickém obvodu, P_{m} ztrátové číslo vztažené k jednotkové hmotnosti pro daný kmitočet, činitel tvaru a rozkmit mag. indukce. Vztah pro ztráty v mag. obvodu vychází zřejmě z rovnice (1.5). Uvažuje se však přibližně polovina celkových ztrát, které je možné transformátorem vyzářit při zvoleném oteplení. Zbývající část vzniká ve vinutí, viz kapitola 2.1. Důvod, z jakého figuruje ve vztahu (1.7) koeficient Z se v [10] neuvádí. Ztrátové číslo lze tedy vyjádřit ve tvaru:

$$P_{\text{m}} = P_{\text{m0}} \cdot \left(\frac{F}{F_0}\right)^X \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^Y \cdot \left(\frac{\Delta B_{\text{opt}}}{\Delta B_0}\right)^Z \cdot [\text{W/kg}] \quad (1.8)$$

Tato rovnice se objevuje v tvaru bez závislosti na kmitočtu a činitele tvaru v návrzích síťového transformátoru, při kterém se předpokládá kmitočet 50 Hz a harmonické buzení. Většinou se pak ztrátové číslo značí písmenem Z . Vzhledem k možné záměně s konstantou udávající závislost na mag. indukci, bylo zvoleno jiné označení. Zmíněná konstanta pak nejčastěji bývá volena $Z = 2$.

Pokud nejsou známy konstanty X , Y , Z pro tuto závislost, lze je získat dosazením naměřených hodnot. Pro zjednodušení se zatím neuvažuje konstanta X ; je předpokládáno shodný průběh buzení. Změřením (nebo odečtením z křivek udávaných

výrobce) se získají nejprve 3 body, ve kterých jsou známy měrné ztráty P_i , frekvence f_i a rozkmit mag. indukce ΔB_i . Pro zjednodušení a obecné odvození se uvažuje, že první dva body jsou pro stejnou frekvenci a třetí bod je určen při stejném rozkmitu mag. indukce jako druhý, ale pro jiný kmitočet. Pokud se tyto body označí jako A, B a C , lze provést výpočet následovně:

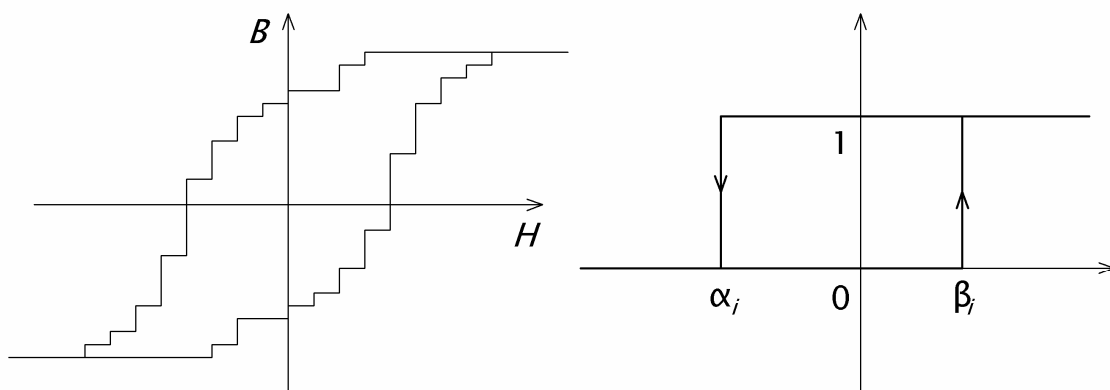
$$\begin{aligned}
 A &= [P_A \ \Delta B_A \ f_A], B = [P_B \ \Delta B_B \ f_A], C = [P_C \ \Delta B_B \ f_C] \\
 Z &= \frac{\log\left(\frac{P_B}{P_A}\right)}{\log\left(\frac{\Delta B_B}{\Delta B_A}\right)} \\
 Y &= \frac{\log\left(\frac{P_C / \Delta B_C^Z}{P_B / \Delta B_B^Z}\right)}{\log\left(\frac{f_C}{f_A}\right)} \\
 K_X &= \frac{P_A}{\Delta B_A^Z \cdot f_A^Y} = \frac{P_B}{\Delta B_B^Z \cdot f_A^Y} = \frac{P_C}{\Delta B_B^Z \cdot f_C^Y} \\
 P_m &= K_X \cdot f^Y \cdot \Delta B^Z
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

kde konstanta K_X zahrnuje zmiňované referenční údaje ve vztahu (1.9). Obdobně by bylo možné pro další změřený bod při jiném typu buzení (např. obdélníkovými pulzy) určit závislost a odpovídající konstantu X .

Pro lepší návrh a simulaci magnetického obvodu lze použít některý z modelů pro modelování hysterezní smyčky. V následujících kapitolách budou stručně představeny 2 nejpoužívanější, Preisachův a Jilesův-Atheronův model.

1.9.1 Preisachův model

Tento model nesouvisí žádným způsobem se skutečnými jevy v magnetickém materiálu. Jedná se pouze o modelování závislosti mag. polarizace na intenzitě mag. pole podle změny jejího směru; tedy o aproximaci hysterezní smyčky. Základem tohoto modelu je tzv. elementární hysteron [1]. Ten představuje obdélník o jednotkové výšce a různé šířce, která je udávána parametry α_i, β_i . Každý hysteron je pak násoben konstantou K_i , která udává výslednou výšku. Výsledkem je pak schodovitá funkce, ve které každému zlomu odpovídá jeden hysteron. S rostoucím počtem se tak model stále zlepšuje. Výhodou je rychlost výpočtu v porovnání s následujícím modelem, naopak je podle [12] omezen rozsah intenzity mag. pole H .



Obr. 1.13: Příklad schodovité hysterezní smyčky a jednoho hysteronu

Pozn. Z ukázky základního hysteronu si lze doplnit, kde vznikla myšlenka uvedená v literatuře pro propustný měnič, tedy že ztráty v mag. obvodu budou poloviční až čtvrtinové. Z Obr. 1.13. vyplývá, že myšlenka čtvrtiny pochází právě ze zjednodušené představy o obdélníkovém tvaru hysterezní smyčky. V případě propustných měničů se jedná vždy o tvar plochý, který má malou remanenci.

1.9.2 Jilesův-Atheronův model

Výchozí rovnicí pro tento model je vztah, který popisuje chování v magnetickém materiálu na úrovni domén. Jedná se o diferenciální popis, který mění výstup podle změny směru vstupní veličiny, kterou je intenzita mag. pole. Celková magnetizace M je pak dána rovnicí:

$$M = M_{irr} + M_{rev} \quad [\text{A/m}; \text{A/m}, \text{A/m}], \quad (1.10)$$

kde M_{irr} je nevratná (irreversible) magnetizace a M_{rev} je vratná (reversible) magnetizace. Při změně magnetizace dochází k nevratným posuvům, které jsou definovány podle [13]

$$\frac{dM_{irr}}{dH} = \frac{M_{an} - M_{irr}}{k \cdot \delta - \alpha(M_{an} - M_{irr})} \quad [-; \text{A/m}, \text{A/m}; \text{A/m}, -, -, \text{A/m}, \text{A/m}]. \quad (1.11)$$

Ve vztahu (1.11) je M_{an} a M_{irr} jsou bezetrátová (anhysteretic) a nevratná magnetizace, k parametr určující rozšíření křivky (tedy hysterezní ztráty), δ znaménkový parametr a α je parametr molekulárního pole [12]. Znaménková funkce sleduje změnu směru intenzity mag. pole a je tedy dána předpisem:

$$\delta = \begin{cases} +1 & \text{pro } dH / dt > 0 \\ -1 & \text{pro } dH / dt < 0 \end{cases} \quad [-]. \quad (1.12)$$

Bezeztrátová magnetizace je idealizovaný proces, při kterém při magnetizaci nedochází k poruchám v krystalové mřížce (způsobují ztráty). Její průběh je tak dán posuvem

doménových stěn a natáčením spontánní magnetizace těchto domén do směru vnějšího pole. Tato závislost je nejčastěji uváděna Langevinovou funkcí:

$$\begin{aligned} M_{\text{an}} &= M_{\text{sat}} \cdot \left[\coth\left(\frac{H_{\text{ef}}}{a}\right) - \frac{a}{H_{\text{ef}}} \right] = \\ &= M_{\text{sat}} \cdot \left[\coth\left(\frac{H + \alpha \cdot M}{a}\right) - \frac{a}{H + \alpha \cdot M} \right], \end{aligned} \quad (1.13)$$

kde M_{sat} je magnetizace saturační (charakteristická pro každý materiál, závislá na teplotě), a [A/m] tvarový teplotně závislý parametr a H_{ef} je celková intenzita mag. pole, která je dána součtem vnějšího pole H a vnitřního (Weissova) pole, které je α -násobkem magnetizace M . Tento parametr α nabývá přibližně hodnot řádu $1e-3$ až $1e-7$. Jak je uvedeno v [12], tato rovnice byla odvozena pro paramagnetické materiály a proto neaproximuje průběh vždy zcela přesně. Proto se v některých případech používají jiné závislosti, např. Brillouinova funkce daná vztahem

$$M_{\text{an}} = M_{\text{sat}} \cdot \left(\frac{j+1}{j} \cdot \cosh\left(\frac{j+1}{1} \cdot \frac{H_{\text{ef}}}{a}\right) - \frac{1}{j} \cdot \cosh\left(\frac{1}{j} \cdot \frac{H_{\text{ef}}}{a}\right) \right), \quad (1.14)$$

kde j [-] je celočíselná materiálová konstanta a a [A/m] má odlišný význam než v předchozí rovnici (1.13). Jinou používanou funkcí podle stejného autora vztah

$$M_{\text{an}} = M_{\text{sat}} \cdot \frac{\frac{H_{\text{ef}}}{a}}{\left| \frac{H_{\text{ef}}}{a} \right| + 1}. \quad (1.15)$$

Obecně může být takovou funkcí jakákoliv monotónní, rostoucí funkce, procházející nulou a limitně se blížíící k $-/+ M_{\text{sat}}$ pro H_{ef} jdoucí k $-/+$ nekonečnu. Pokud je průběh změřen, je možné použít naměřené hodnoty.

Poslední částí vztahu (1.10) je vratná magnetizace. Ta je vyjádřena v modelu jako rozdíl bezeztrátové a nevratné magnetizace, který je zeslaben, tedy [13]:

$$M_{\text{rev}} = c \cdot (M_{\text{an}} - M_{\text{irr}}), \quad (1.16)$$

kde parametr c je z intervalu $0 < c < 1$. Výsledný vztah pro změnu magnetizace podle změny intenzity mag. pole je dán derivací vztahu (1.10) a dosazením (1.11) a derivace vztahu (1.13):

$$\begin{aligned}\frac{dM}{dH} &= \frac{dM_{\text{irr}}}{dH} + \frac{dM_{\text{rev}}}{dH} = \frac{dM_{\text{irr}}}{dH} + c \cdot \left(\frac{dM_{\text{an}}}{dH} - \frac{dM_{\text{irr}}}{dH} \right) \\ \frac{dM}{dH} &= (1-c) \cdot \frac{M_{\text{an}} - M_{\text{irr}}}{k \cdot \delta - \alpha(M_{\text{an}} - M_{\text{irr}})} + c \cdot \frac{dM_{\text{an}}}{dH}\end{aligned}\quad (1.17)$$

Výpočet průběhu magnetizace M odpovídající vstupnímu průběhu intenzity mag. pole H se tedy provede podobně jako v [1] následujícím postupem. Nejprve se určí hodnota bezztrátové magnetizace, např. podle (1.13). Dále se určí změna nevratné magnetizace (1.11). Nyní se vypočte vratná magnetizace (1.16) a následně výsledná změna magnetizace podle vztahu (1.17). Do něj však již byly předešlé hodnoty dosazeny, proto lze přímo provést výpočet. Nevýhodou je, že pro výpočet se musí použít iterační způsob, protože ve výsledku se objevuje vypočítaná hodnota určená z derivace magnetizace a její předcházející hodnoty. Při výpočtu je třeba kontrolovat, zda nedošlo k tomu, že při zmenšování intenzity mag. pole z vrcholu křivky v prvním kvadrantu je vratná magnetizace (1.11) menší než magnetizace bezztrátová a obdobně ve třetím kvadrantu. Lze to vyjádřit rovnicí [13]

$$\frac{dM_{\text{irr}}}{dH} = \begin{cases} 0 & \text{pro } H > 0, \delta < 0, M_{\text{irr}} < M_{\text{an}} \\ H < 0, \delta > 0, M_{\text{irr}} > M_{\text{an}} & [-]. \\ \text{všechny ostatní případy viz (1.11)} \end{cases}\quad (1.18)$$

Pokud není tato podmínka uplatněna, dochází při zmenšování intenzity mag. pole z vrcholu smyčky k nárůstu magnetizace, což neodpovídá skutečnému chování magnetika.

Otázka získání parametrů modelu není zcela jednoduchá. Autor uvádí postup jejich výpočtu v [13] z několika vhodných bodů známé magnetizační křivky. Potřebnými údaji pak jsou počáteční susceptibilita χ'_{in} , počáteční bezztrátová susceptibilita χ'_{an} , koercivita H_c a susceptibilita v ní χ'_{H_c} , remanence M_r a susceptibilita v ní χ'_{M_r} a zvolený bod z oblasti nasycení.

2 TEORIE NÁVRHU SPÍNANÉHO ZDROJE

V kapitole 1 jsou uvedeny možná zapojení spínaného zdroje. Pro střední výkony (přibližně 100 až 250 W) je podle dostupných zdrojů vhodný propustný jednočinný měnič. Výhodou oproti blokujícímu je lepší využití mag. obvodu, ale zapojení musí obsahovat výstupní tlumivku. Zapojení push-pull je sice ve využití ještě výhodnější, ale za cenu náročnějšího řízení. Nevýhodou je také požadavek na složitější řízení.

2.1 Návrh transformátoru propustného měniče

Při návrhu se obvykle zvolí jako vstupní hodnota podle tabulky nebo zkušeností návrháře proudová hustota vodiči a rozkmit mag. indukce. Na závěr se pouze zkontroluje, jestli není překročeno povolené oteplení. Tento postup je uveden např. v [2]. Vhodnějším řešením je určit jejich maximální hodnoty vzhledem k přijatelnému oteplení. Pro magnetickou indukci lze použít vztah (1.6). Je však nutné mít na paměti, že tento vztah udává rozkmit mag. indukce při pracovním režimu ve všech kvadrantech. V případě propustného měniče je řízení unipolární a tudíž se intenzita pole zvětšuje na svoje maximum a v době demagnetizace klesá zpět k nule. Do vztahu je proto výhodnější dosadit poloviční měrné ztráty P_{m0} , které odpovídají přibližně pracovnímu režimu v prvním kvadrantu. Pokud se namísto rozkmitu mag. indukce ΔB_0 dosadí do vztahu její polovina (při bipolárním buzení je změna mag. indukce od $-B_{\max}$ do $+B_{\max}$), výsledkem bude maximální dosažitelná indukce B_{\max} . Rozkmit mag. indukce však bude snížen o remanenci B_r , která je závislá na maximálním buzení. Zpravidla se uvažuje její maximální hodnota, která odpovídá remanenci saturační hysterezní smyčky B_{rs} .

Pro proudovou hustotu je pak v [10] uveden výraz:

$$\sigma_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \Delta \vartheta}{(2 + Z) \cdot R_{\text{th}} \cdot \rho_{\text{Cu}} \cdot l_{\text{Cu}} \cdot S_{\text{Cu}}}} \quad [\text{A}/\text{m}^2; \text{K}, -, \text{K}/\text{W}, \Omega\text{m}, \text{m}, \text{m}^2], \quad (2.1)$$

$$\sigma_{\text{opt}}^2 \cdot \rho_{\text{Cu}} \cdot l_{\text{Cu}} \cdot S_{\text{Cu}} = \frac{2 \cdot \Delta \vartheta}{(2 + Z) \cdot R_{\text{th}}} = P_{\text{Cu}} \quad [\text{W}]$$

kde $\Delta \vartheta$ je maximální přípustné oteplení, R_{th} tepelný odpor transformátoru, Z koeficient závislosti ztrát v jádře (viz vztah (1.8)), ρ_{Cu} rezistivita mědi, l_{Cu} střední délka závitu a S_{Cu} celkový průřez vinutí. Úpravou lze vyjádřit celkové ztráty ve vinutí P_{Cu} . Uvažuje se tedy nahrazení všech vinutí jedním závitem o střední délce a o součtu průřezu všech závitů. Celkový průřez vinutí se nejčastěji nejprve odhadne z plochy okénka a jeho činitele plnění k_{Cu} , který bývá v rozsahu přibližně 0,3 až 0,4 pro transformátory podle [1]. Důvodem je především izolace vodičů samotných, prokládání vrstev vinutí a vinutí mezi sebou navzájem a v neposlední řadě nutnost použít vysokofrekvenční lanka nebo

paralelní vinutí více tenkých vodičů pro potlačení skinefektů.

Rozkmit pracovní indukce a proudová hustota jsou při dané frekvenci základními ukazateli spolu s rozměrem transformátoru o maximálním přenášeném výkonu. Ten lze pak určit podle vztahu [1]:

$$P_{\check{c}} = \sigma_{\text{opt}} \cdot f \cdot (B_{\text{max}} - B_{\text{rs}}) \cdot \sqrt{s} \cdot S_{\text{Cu}} \cdot S_{\text{Fe,eff}} = \sigma_{\text{opt}} \cdot f \cdot \Delta B'_{\text{opt}} \cdot \sqrt{s} \cdot S_{\text{Cu}} \cdot S_{\text{Fe}} \quad (2.2)$$

$$[\text{W}; \text{A/m}^2; \text{Hz}, \text{T}, -, \text{m}^2, \text{m}^2],$$

kde novými veličinami jsou: s střída vstupního napětí a S_{Fe} efektivní průřez magnetického obvodu. Je nutné mít na paměti, že celkový průřez vinutí byl odhadnut, tudíž výsledek se může lišit.

Pro požadovaný přenášený výkon P_2 a výstupní napětí U_2 se vypočítá střední proud zátěží. Dále se určí jeho efektivní hodnota; pro obdélníkový impuls o střídě s je tato hodnota dána rovnicí:

$$I_{\text{ef2}} = I_{\text{stř}} \cdot \sqrt{s} = \frac{P_2}{U_2} \cdot \sqrt{s} \quad [\text{A}; -, \text{A}]. \quad (2.3)$$

Získaná hodnota proudu se transformuje na primární vinutí v poměru:

$$I_{\text{ef1}} = \frac{I_{\text{ef2}} \cdot N_2}{N_1} \quad [\text{A}; \text{A}, -, -]. \quad (2.4)$$

V dalším kroku se zkontroluje maximální velikost magnetizačního proudu vzhledem k proudu odebíranému zátěží. Podle [2] by neměl překročit 10%. Výpočet jeho max. hodnoty je dán vztahem podle [1], odvozeným ze změny mag. indukce v jádře a indukčnosti primárního vinutí:

$$I_{\mu\text{max}} = \frac{2 \cdot f \cdot (B_{\text{max}} - B_{\text{rs}})^2 \cdot l_{\text{Fe}} \cdot S_{\text{Fe}}}{U_{\text{d}} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{\text{rFe}}} \quad [\text{A}; \text{Hz}, \text{T}, \text{T}, \text{m}, \text{m}^2, \text{V}, \text{H/m}, -], \quad (2.5)$$

kde l_{Fe} a S_{Fe} jsou střední (nebo ekvivalentní) délka mag. siločáry a průřez mag. obvodu, μ_{rFe} je relativní permeabilita jádra a U_{d} je vstupní napětí. Dvojka v čitateli představuje maximální střídu 0,5, která by figurovala ve jmenovateli. V literatuře se uvažuje zjednodušení, že mag. obvod pracuje ještě v lineárním režimu a tedy že je jeho permeabilita konstantní. V oblasti zakřivení mag. smyčky však permeabilita klesá. Přesnějších výsledků by se dosáhlo odečtením permeability z křivky závislosti na mag. indukci. Jinou možností je omezit při volbě max. mag. indukci s ohledem na pokles permeability, jak to uvádí [2].

Počet primárních závitů se určí ze vstupního napětí U_d , frekvence spínání, rozkmitu mag. indukce a průřezu jádra podle vztahu [10] pro maximální střídu s_{\max} :

$$N_1 = \frac{s_{\max} \cdot U_{d_{\min}}}{f \cdot (B_{\max} - B_{rs}) \cdot S_{Fe}} \quad [-; -, V, Hz, T, T, m^2]. \quad (2.6)$$

Stejný vztah je uveden v [1], ale v návrhu se uvažuje jmenovitá hodnota vstupního napětí a maximální střída (0,5), tedy stav, kdy zdroj dodává maximální výkon při jmenovitém vstupním napětí. Při menším vstupním napětí pak dojde k omezení výkonu. Pokud by byl požadavkem dodávat maximální výkon i za minimálního vstupního napětí, je vhodné zmenšit uvažované vstupní napětí o úbytek napětí na usměrňovači a spínacích tranzistorech.

Počet sekundárních závitů je dán vztahem pro převod transformátoru

$$N_2 = \frac{(U_2 + U_{2_{\text{drop}}}) \cdot N_1}{s_{\max} \cdot U_{d_{\min}}} \quad [-; V, -, -, V], \quad (2.7)$$

uvedeným rovněž v [10], ve kterém je požadované výstupní napětí U_2 a úbytek na vinutí a usměrňovací diodě je $U_{2_{\text{drop}}}$. V [1] není uvažován úbytek napětí $U_{2_{\text{drop}}}$ a uvažují se jmenovitá střída a vstupní napětí. Zároveň se však tato střída volí menší, přibližně 0,35, čímž vznikne rezerva na zanedbané úbytky napětí.

Volba optimální střídy je kompromisem mezi možnostmi regulovat výstupní napětí nebo proud, kdy se požaduje malá střída při jmenovitém vstupním napětí pro velký regulační rozsah, a proudovým namáháním tranzistorů a napěťovým namáháním diod sekundárního usměrňovače, viz kap. 2.4. Při daném přenášeném výkonu roste maximální vstupní proud s klesající střídou. Při regulaci se navíc nedoporučuje dosáhnout hranice 0,5, kdy může dojít k neodmagnetování jádra a růstu mag. proudu.

Z proudové hustoty a efektivní hodnoty proudu v každém vinutí se určí požadovaný průřez vodiče. Dále se zkontroluje, je-li jeho průměr menší než je dvojnásobek hloubky vniku podle (1.3). Pokud je větší, je zapotřebí buďto použít paralelní vinutí více vodiči, vysokofrekvenční lanko nebo fóliový vodič o požadovaném průřezu. Volba vodičů je značně omezena jejich dostupností. Vzhledem ke ztrátám je lepší volit vodič s větším průřezem než požadovaným, protože bude mít menší odpor. To platí obzvláště pro první vinutí, které se hůře chladí. Pokud je však dostupný vodič o menším průřezu, je možné jej zvolit např. pro jedno vinutí a zkontrolovat následně celkové ztráty ve vinutí. Z počtu závitů a rozměrů vodičů s izolací, případně s uvažováním prokladů, se vypočítá plnění okénka a také celkový průřez vinutí. Proveďte se kontrola s hodnotou uvažovanou ve vztahu (2.1).

2.2 Výstupní filtr

Pokud je požadavkem navrhnout zdroj s konstantním napětím (v rámci možností regulace a přenášeného výkonu), tedy regulovaný na výstupní napětí, je třeba vyhladit

pravoúhlé napěťové pulzy na výstupu sekundárního vinutí. K tomuto účelu slouží dolní propust, která je zpravidla druhého řádu a tvoří ji kombinace tlumivky a kondenzátoru. Tlumivka zde plní akumulační funkci – během neaktivní doby spínání (doba demagnetizace jádra transformátoru) dodává do zátěže energii akumulovanou v magnetickém poli. Proud přitom protéká sekundární nulovou diodou. Vlivem konečné indukčnosti tlumivky nebude proud do zátěže konstantní, ale bude kolísat. Velikost zvlnění proudu špička-špička v tlumivce je dáno rovnicí [1]:

$$\Delta I = \frac{U_{20}}{f \cdot L} \cdot (1 - s) \cdot s \text{ [A; V, Hz, H; -]}, \quad (2.8)$$

kde U_{20} je špičkové napětí na sekundárním vinutí, f frekvence spínání, L indukčnost tlumivky a s střída spínání. (Pozn.: V literatuře je nesoulad v označení zvlnění napětí a proudu. Zatímco v [1] je symbolem ΔI označováno zvlnění proudu mezi střední a maximální (nebo minimální) hodnotou, tedy údaj špičkový vzhledem ke střední hodnotě, v [2] autor používá stejné označení pro zvlnění proudu mezi minimem a maximem, tedy špička-špička. Rozdíl ve výpočtu je pak právě násobení dvěma. V této práci bude dále používáno toto označení pro zvlnění špička-špička nebude-li uvedeno jinak.) Při zanedbání úbytku napětí na diodě a vinutí tlumivky je výstupní napětí U_2 dáno vztahem:

$$U_2 = U_{20} \cdot s \text{ [V; V, -]}. \quad (2.9)$$

Pokud se uvažuje regulace na konstantní výstupní napětí, mění se střída právě tak, aby tato rovnice byla splněna. Dosazením (2.9) do (2.8) se získá po úpravě vztah uvedený v [2]:

$$\Delta I = \frac{U_{20}}{f \cdot L \cdot s} \cdot (1 - s) \cdot s = \frac{U_2}{f \cdot L} \cdot (1 - s) \text{ [A; V, Hz, H, -]}. \quad (2.10)$$

Při konstantní zátěži není rozdíl mezi oběma výpočty podle výše uvedených vztahů. Při minimálním napětí mezilehlého zdroje U_d se regulační smyčkou třída sníží a bude na své minimální hodnotě, tedy v souladu se vztahem (2.9). Pokud se dosadí do vztahu (2.10) minimální střída, získá se obdobný výsledek jako ze vztahu (2.8) pro maximální střídu. Jediný rozdíl je v případě, že se požaduje maximální výstupní výkon a uvažovalo by se maximální napětí i střída.

Při zvoleném zvlnění proudu se dále uvažuje, že zvlnění výstupního napětí (špička-špička) bude platit $\Delta U \ll U_2$, tedy že je dostatečně malé. Z této podmínky plyne [1], že rozdíl mezi pilovitým proudem tlumivkou a konstantním proudem do zátěže musí pohltit výstupní kondenzátor. Pro požadované zvlnění napětí musí být kapacita kondenzátoru C minimálně rovna:

$$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot f \cdot \Delta U} \text{ [F; A; Hz, V]}, \quad (2.11)$$

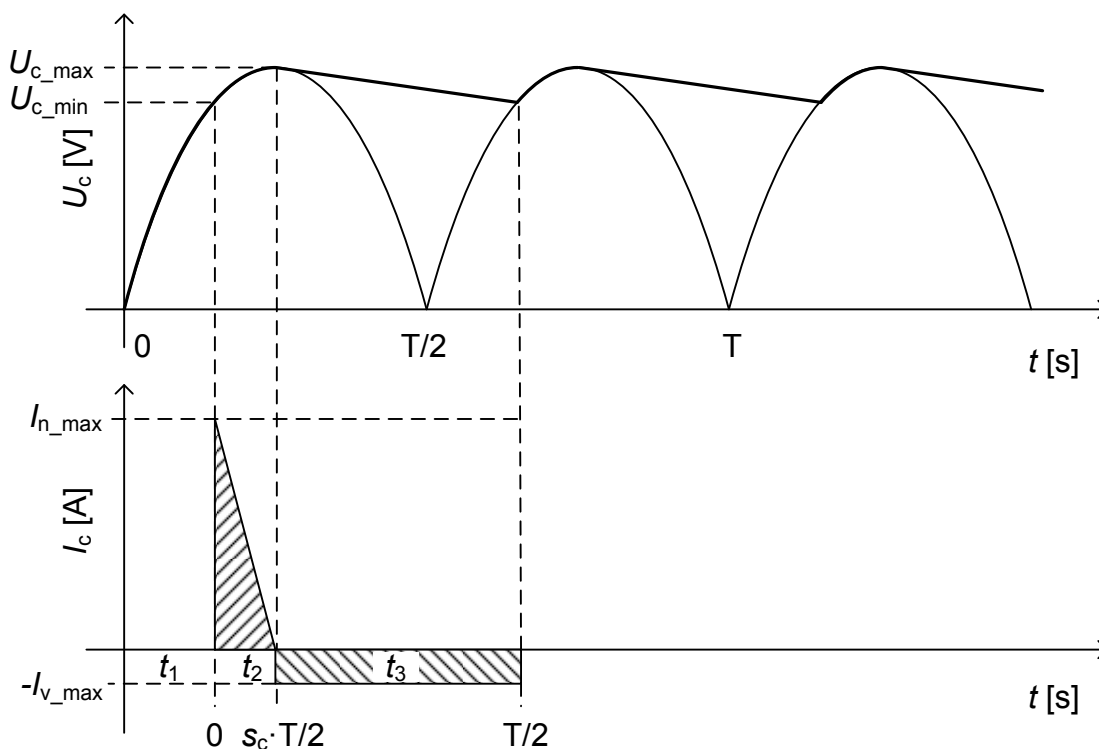
kde ΔU a ΔI je zvlnění napětí a proudu a f je frekvence. Tato rovnice by platila pro ideální kondenzátor. Vlivem parazitního sériového odporu ESR bude dále podle [2] dána podmínka pro jeho maximální hodnotu:

$$ESR_{\max} = \frac{\Delta U}{\Delta I} \text{ [\Omega; V; A]}, \quad (2.12)$$

kde ΔU a ΔI je zvlnění napětí a proudu. Kondenzátory musí být dimenzovány na efektivní hodnotu proudu, která jimi bude procházet.

2.3 Vstupní kondenzátor

Dvojcestně usměrněné síťové napětí má tvar unipolárních pulzů o dvojnásobné frekvenci než je vstupní sinusový průběh. Maximální napětí je pak zmenšeno o úbytek napětí na usměrňovacím můstku. Výstupní pulzy je třeba vyhladit pomocí filtru, který nejčastěji tvoří kondenzátor. Na Obr. 2.1 je v horní části průběh napětí bez kondenzátoru a silně pak průběh s kondenzátorem při nulovém vnitřním odporu zdroje. V dolní části je pak proud kondenzátorem během vybrané půlperrody.



Obr. 2.1 Idealizované časové průběhy napětí a proudu na vstupním kondenzátoru

Časový interval označený na Obr. 2.1 jako T je perioda vstupního sinusového napětí, v případě rozvodné sítě s kmitočtem 50Hz odpovídá tedy $T = 1/f = 1/50 = 20\text{ms}$. Podle [2] musí zdroj dodávat do kondenzátoru energii, kterou měnič dodává do zátěže zvětšenou o ztráty v něm. Potřebná energie E_c je tedy dána vztahem:

$$E_{c_min} = \frac{P_0}{2 \cdot f \cdot \eta} \text{ [Ws; W; Hz, -]}, \quad (2.13)$$

kde P_0 je výstupní výkon odebíraný ze zdroje, f je frekvence vstupního napětí před usměrňovačem a η účinnost měniče. Potřebná kapacita kondenzátoru se určí z omezující podmínky maximálního poklesu napětí na něm podle rovnice

$$C_{1_min} = \frac{2 \cdot E_{c_min}}{U_{c_max}^2 - U_{c_min}^2} \text{ [F; Ws; V, -, V]}, \quad (2.14)$$

$$U_{c_min} = (1 - \delta_c) \cdot U_{c_max} \text{ [V; -, V]}$$

kde E_{c_min} je minimální energie podle (2.14), U_{c_max} a U_{c_min} maximální a minimální napětí na kondenzátoru (viz Obr. 2.1) a δ_c je maximální pokles napětí. Podle [2] se zpravidla volí 15 %, tedy $\delta_c = 0,15$. Doba, ve které dosáhne vstupní napětí minimálního napětí na kondenzátoru (a začne se tak kondenzátor nabíjet) je dána rovnicí

$$t_1 = \frac{\arcsin(1 - \delta_c)}{2 \cdot \pi \cdot f} \text{ [s; -, Hz]}. \quad (2.15)$$

Pokud se zanedbá vnitřní odpor zdroje, bude maximální nabíjecí proud

$$I_{n_max} = C \cdot \frac{du}{dt} = C \cdot U_n \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_1) \text{ [A; F, V, Hz, s]}, \quad (2.16)$$

kde U_n je amplituda napájecího zdroje, f jeho frekvence a t_1 doba od počátku periody, kdy se začne nabíjet kondenzátor. Podle Obr. 2.1 lze určit dobu t_2 jako rozdíl $T/4$ a t_1 . Hledaná pracovní střída kondenzátoru s_c je tedy dána rovnicí:

$$s_c = t_2 \cdot \frac{2}{T} = \left(\frac{T}{4} - t_1 \right) \cdot \frac{2}{T} = \frac{1}{2} - \frac{2 \cdot t_1}{T} \text{ [-; s, s]}. \quad (2.17)$$

Pomocí této střídy lze určit vybíjecí proud I_{v_max} pomocí přibližné rovnosti vyšrafovaných ploch na Obr. 2.1, jak uvádí [2]:

$$\frac{1}{2} \cdot I_{n_max} \cdot t_2 \approx I_{v_max} \cdot t_3 \rightarrow \frac{1}{2} \cdot I_{n_max} \cdot s_c \cdot \frac{T}{2} = I_{v_max} \cdot (1 - s_c) \cdot \frac{T}{2} \quad (2.18)$$

$$I_{v_max} = \frac{1}{2} \cdot I_{n_max} \cdot \frac{s_c}{(1-s_c)} \text{ [A; A, -]}.$$

Je třeba zmínit, že v citovaném zdroji, z kterého bylo čerpáno, je uveden pouze numerický výpočet bez obecného odvození. V něm se ale autor zřejmě dopustil chyby, když ve výpočtu dosadil do vztahu (2.18) pro dobu $t_2 = 0,19$ ms na místo $t_2 = 1,9$ ms. Záměna vznikla zřejmě dosazením střídý $s_c = 0,19$. To vedlo k chybnému výpočtu vybíjecího proudu.

Efektivní hodnota proudu při nabíjení I_{n_ef} , vybíjení I_{v_ef} a celkový efektivní proud kondenzátorem I_{c_ef} jsou dány rovnicemi [2]:

$$\begin{aligned} I_{n_ef} &= I_{n_max} \cdot \sqrt{\frac{s_c}{3}} \\ I_{v_ef} &= I_{v_max} \cdot \sqrt{s_c} \quad \text{[A; A, -]} \\ I_{c_ef} &= \sqrt{I_{n_ef}^2 + I_{v_ef}^2} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Důležité je, aby byly kondenzátory dimenzovány na efektivní proud, který jimi bude protékat. Ten je uváděn výrobcem v katalogovém listu.

2.4 Dimenzování výkonových součástek

Dimenzování polovodičových součástek se provede výpočtem mezních hodnot podle [1]. Vypočítá se hodnota proudu špičková, střední a efektivní a maximální závěrné napětí. Pro sekundární usměrňovací diodu D_2 podle Obr. 3.1 platí:

$$I_{D2_šp} = I_Z, \quad I_{D2_stř} = I_Z \cdot s, \quad I_{D2_ef} = I_Z \sqrt{s_c} \quad U_{KAmax} = \frac{U_Z}{s}. \quad (2.20)$$

Pro sekundární nulovou diodu D_3 podle Obr. 3.1 platí:

$$\begin{aligned} I_{D3_šp} &= I_Z, & I_{D3_stř} &= I_Z \cdot (1-s), \\ I_{D2_ef} &= I_Z \sqrt{(1-s)} & U_{KAmax} &= \frac{U_Z}{s}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Pro primární nulovou diodu D_1 podle Obr. 3.1 platí:

$$\begin{aligned}
I_{D1_šp} &= I_{\mu\max} + I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1}, & I_{D1_stř} &= I_{\mu\max} \cdot \frac{s}{2}, \\
I_{D1_ef} &= I_{\mu\max} \cdot \sqrt{\frac{s}{2}} & U_{KA\max} &= U_{d_max}.
\end{aligned}
\tag{2.22}$$

Pro spínací tranzistor T_1 podle Obr. 3.1 platí:

$$\begin{aligned}
I_{T1d_šp} &= I_{\mu\max} + I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1}, & I_{T1d_stř} &= I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s, \\
I_{T1d_ef} &= I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{s} & U_{T1DS\max} &= U_{d_max}.
\end{aligned}
\tag{2.23}$$

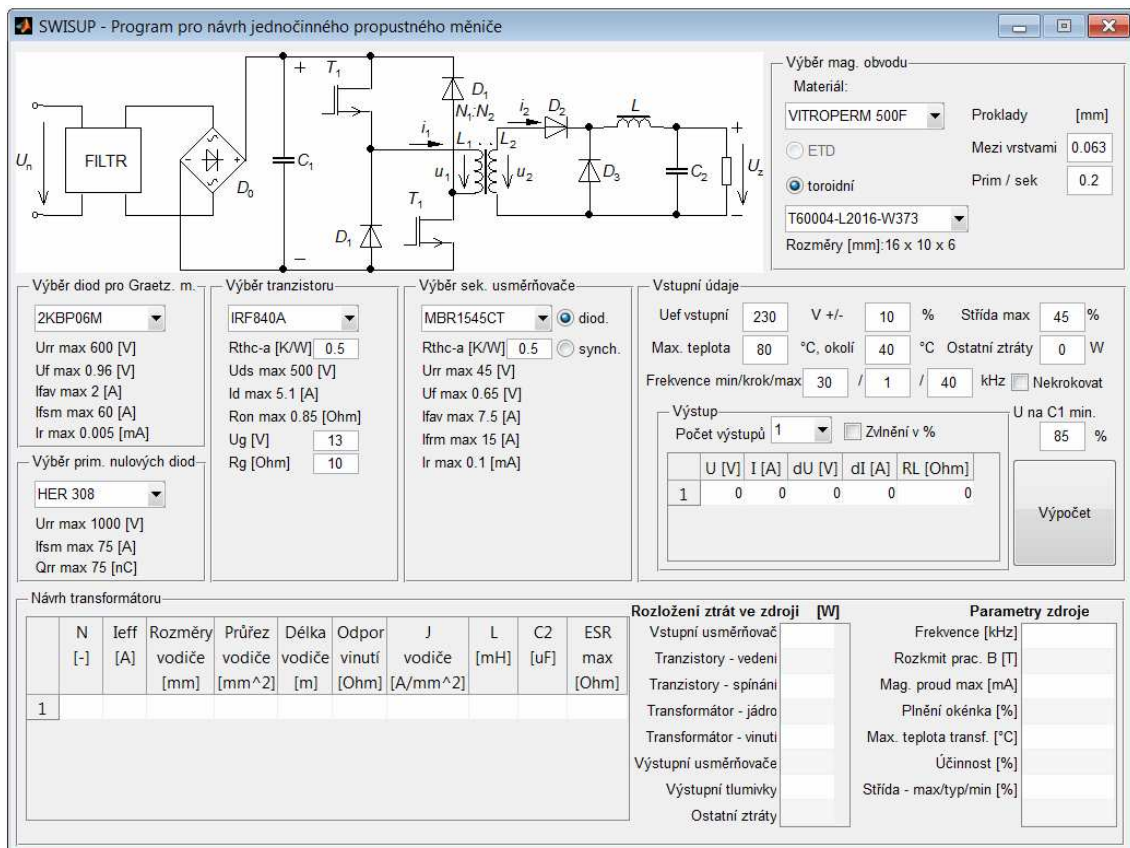
U_z a I_z je napětí a proud zátěží, U_{d_max} maximální napětí na mezilehlém zdroji.

3 PROGRAM PRO NÁVRH MĚNIČE

Kapitola se věnuje popisu funkce vytvořeného návrhového programu pro návrh propustného spínaného zdroje v prostředí *Matlab*. Nejprve je popsán vzhled programu a jednotlivé vstupní údaje, dále je představeno blokové schéma popisující chod programu a následně podrobněji postup vlastního výpočtu.

3.1 Popis funkce programu

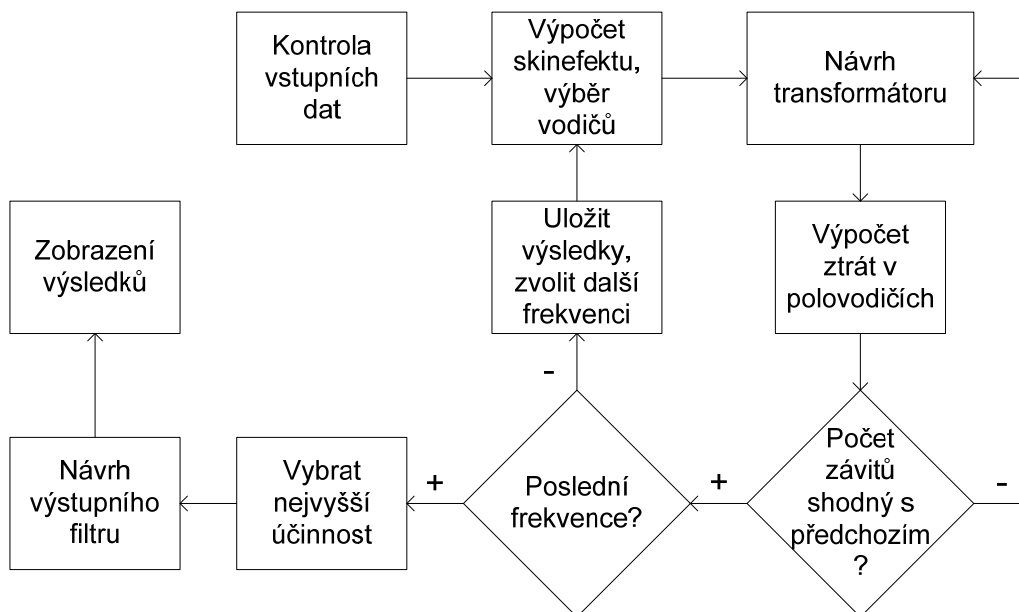
V prostředí *Matlab* byl vytvořen program, který umožňuje navrhnout spínaný zdroj pracující jako jednočinný propustný měnič. Programové prostředí bylo zvoleno s ohledem na dobrou podporu implementovaných funkcí a také možnost vytvořit grafické uživatelské rozhraní pomocí podpůrného nástroje. Program se spustí po zadání příkazu *swisup* z příkazové řádky. Při spuštění programu se načtou údaje o součástkách ze souboru *soucastky.xls* a vlastnosti magnetických materiálů, rozměry jader a vodičů ze souboru *transformator.xls*. Při dodržení struktury tabulek lze libovolně přidávat další součástky, jádra atd. Oba soubory jsou ve složce *DATA*. Náhled vytvořeného programu je na Obr. 3.1.



Obr. 3.1: Náhled programu pro návrh propustného měniče

V horní části programu je zjednodušený náčrt propustného měniče. V pravé horní části se vybere použitý materiál jádra, jeho tvar a rozměr, zvolí se tloušťka prokladů mezi jednotlivými vrstvami vinutí a proklad mezi primárním a sekundárním vinutím (např. včetně stínící folie). V prostřední části se zvolí polovodičové součástky – vstupní usměrňovač, spínací tranzistory, nulové diody zajišťující demagnetizaci jádra a výstupní usměrňovač. Ten je možno zvolit jako diodový nebo synchronní. Pro tranzistory se dále zadá napětí, kterým je spínáno jejich hradlo (gate) a celkový odpor v hradle. V pravé části se zadá efektivní hodnota vstupního napětí a jeho tolerance, maximální pracovní střída, dále teplota okolí a maximální teplota. Jako ostatní ztráty lze odhadnout a započítat do účinnosti ztráty na vstupním filtru, termistoru, spotřebu řízení atd. Pracovní frekvenci lze zvolit pevně nebo ji krokovat. Dále se zvolí maximální pokles napětí na vstupním kondenzátoru, tedy napětí U_{c_min} a jemu odpovídající pokles z maximální hodnoty. Zadává se tedy údaj $(1 - \delta_c)$ v procentech, viz kapitola 2.3. Poslední položkou jsou požadované výstupní napětí a proudy a jejich zvlnění (lze zadat absolutně v základních jednotkách nebo relativně v procentech) a také odpor vinutí výstupní tlumivky. Výpočet se zahájí stiskem tlačítka. Ve spodní části jsou pak vypočtené údaje o vinutí transformátoru, dále přehled rozložení ztrát v celém zdroji a další údaje.

Chod programu lze stručně popsat pomocí blokového schématu na Obr. 3.2. Po stisku tlačítka *Výpočet* se nejprve zkontroluje platnost zadaných vstupních dat. Uživatel je případně informován, který údaj je špatně zadán. Limity jsou nastaveny ve funkci *kontrola_vstupni*, kde je případně možné je upravit. Vstupní data jsou uložena do globálních proměnných, které usnadní jejich zpřístupnění pro jednotlivé funkce volané v běhu programu.



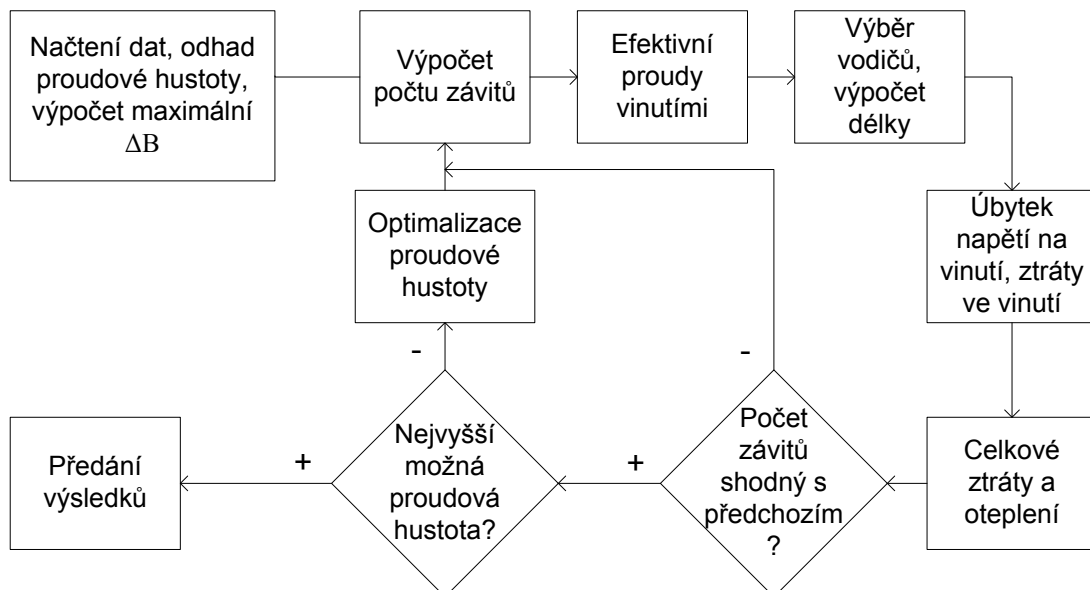
Obr. 3.2: Blokové schéma programu pro návrh měniče

Po kontrole dat a smazání předchozích výsledků se nejprve vypočte hloubka vniku podle vztahu (1.3). Uvažuje se za limitní nepřekročit průměrem vodiče dvojnásobek hloubky vniku vypočtený pro jmenovitý spínací kmitočet. Tyto limity je možné změnit v záhlaví funkce *vypocet*, která řídí celý cyklus. Následně jsou z databáze vodičů

vybrány pouze ty, které této podmínce vyhoví. Vodiče jsou dále seřazeny podle průřezu. Během ladění programu bylo zjištěno, že je také účelné odstranit vodiče, které mají větší vnější rozměry než další vodič při shodném průřezu. Z hlediska prostoru okénka pro vinutí je totiž nejvýhodnější použít vysokofrekvenční lanko, které bude mít co největší činitel plnění. Tabulka vodičů se předá jako parametr společně s údaji o požadovaných výstupech zdroje další funkci, která provede vlastní návrh transformátoru. Tento blok bude blíže popsán v další části. Pokud je návrh úspěšný, následující blok vypočte ztrátové výkony a úbytky napětí na jednotlivých polovodičových prvcích. Ztrátový výkon na tranzistorech se vypočte podle vztahů (1.1) a (1.2). Protože energie definované v druhém vztahu nejsou pro MOS tranzistory často uváděny, je použit postup uvedený v [14]. Ten používá k výpočtu doby spínání katalogové údaje tranzistorů. Tyto úbytky jsou zahrnuty do nového návrhu transformátoru, který se vždy alespoň jednou provede. V dalším opakování se pouze zkontroluje, jestli se v novém návrhu změnil počet závitů. Pokud se nezměnil, je výpočet pro zvolený kmitočet ukončen. V případě, že je zvoleno krokování kmitočtu, návrh se uloží a opakuje se výpočet pro další kmitočet, pro který se na základě hloubky vniku vyberou vhodné vodiče. Tento cyklus se opakuje pro všechny zadané kmitočty. Na závěr se vybere řešení s největší účinností, vypočítá se výstupní filtr podle (2.10), (2.11), (2.12) a zobrazí se výsledky do programu.

3.2 Optimalizace návrhu transformátoru

Vlastní návrh transformátoru vychází z kapitoly 2.1 a je doplněn o opakování výpočtu pro zlepšení výsledků. Blokové schéma je na Obr. 3.3. Nejprve se načtou údaje o materiálu a zvoleném rozměru jádra. Určí se maximální rozkmit pracovní indukce podle rovnice (1.6) a odhadne se proudová hustota podle (2.1). Volí se malý činitel plnění mědi, takže odhad proudové hustoty je v prvním kroku nadsazený z důvodu, aby byly vybrány slabší vodiče a vinutí se *téměř jistě* vešlo do okénka.



Obr. 3.3: Blokové schéma návrhu transformátoru

V dalším kroku se vypočte efektivní hodnota primárním vinutím podle (2.4) a maximální velikost magnetizačního proudu (2.5), který se zahrne do efektivní hodnoty podle postupu v [2]. Uvažuje se minimální napětí na vstupním kondenzátoru snížené o úbytky napětí na tranzistorech a odporu vinutí. Dále se určí efektivní proudy sekundárními vinutími (2.3), pro které úbytek napětí U_{2_drop} představuje úbytek na sekundárním vinutí, usměrňovači a odporu výstupní tlumivky. V dalším kroku se vybere pro každé vinutí vodič, pro který bude proudová hustota menší než je uvažovaná hodnota. Vznikne tak určitá rezerva v oteplení vinutí (při správném odhadu proudové hustoty, tedy činiteli plnění). Následně se vypočte délka vodičů a to z rozměrů jádra, vnějších rozměrů vodiče, počtu závitů a použitých prokladů. Program na sebe pomyslně skládá v jednotlivých vrstvách vodiče každého vinutí a prokládá je zvolenými proklady, přičemž v každé další vrstvě se zvětší délka závitů. Výpočet se tedy liší podle tvaru jádra. V dalším kroku se vypočtou celkové ztráty ve vinutí a úbytky napětí na nich. Úbytek napětí je dán maximálním proudem zatímco ztráty jeho efektivní hodnotou. Cyklus výpočtu se opakuje opět alespoň jednou, aby se korigoval úbytek napětí na vinutích, který se dosadí v dalším cyklu do vzorců pro počet závitů. Tímto způsobem se zjistí návrh vinutí, lze určit činitel plnění mědi a porovnat jej s uvažovanou hodnotou. Během ladění programu bylo zjištěno, že není příliš vhodné použít novou hodnotu plnění mědi pro opakovaný výpočet. Sledovala se změna činitele plnění, případně celkový objem vinutí nebo střední délka závitů. Problémem bylo, pokud byla proudová hustota na hranici pro výběr 2 vodičů. Docházelo tak neustále ke změně vodiče a program nenalezl řešení; nebylo také zajištěno splnění podmínky pro maximální oteplení. Proto byl implementován automat, který uměle mění proudovou hustotu podle toho, jestli je dosaženo maximální hodnoty možného oteplení. Pokud není dosaženo maxima, proudová hustota se neustále zvětšuje s pevným krokem. Až je hranice překročena, krok se zmenší a proudová hustota se zmenšuje. Tímto způsobem je tak dosaženo optimálního stavu, kdy jsou přípustné ztráty v jádře maximálně využity. To je výhodné v případě, že je požadováno přenášet přes dané jádro co největší výkon, což je základem ekonomického návrhu.

3.3 Výsledky návrhu zkušebního vzorku

Pomocí vytvořeného programu se provedl návrh zdroje, který bude sloužit k ověření návrhu programem. Zvoleno bylo vstupní napětí 230 V s tolerancí 10 %, požadovaným výstupem je napětí 30 V a proud 8 A. Kmitočet spínání byl zvolen 30 kHz jako kompromis mezi regulačními možnostmi mikrokontroléru, požadavkem nejvyšší účinnosti a odstupem od slyšitelných kmitočtů. Návrh měniče se provedl nejprve pro nanokrystalické jádro. Pak se vyhledalo v dostupných ETD jádrech materiálu 3C90 takové, které bude schopno přenášet stejný výkon do zátěže. Vyhovělo jádro ETD 49. Jejich vlastnosti budou dále popsány v následující kapitole. Výsledky návrhu pro obě jádra jsou v příloze B

4 MĚŘENÍ A SIMULACE MAGNETICKÝCH MATERIÁLŮ

Tato část se zabývá nejprve vhodnou volbou materiálů a měřením jejich vlastností. Následně je popsán postup simulace a optimalizace parametrů modelu. Také je diskutována přesnost simulace s naměřenými křivkami a jejich analýza.

4.1 Parametry použitých vzorků materiálů

Pro návrh transformátoru byl zvolen feritový a nanokrystalický materiál. Jádra z feritových materiálů se vyrábějí v mnoha tvarech. Z hlediska jednoduchého vinutí cívek jsou vhodná jádra s kostrou. Vyrábějí se řady odvozené od klasického tvaru „E“, viz [15]. Dnes je často používané jádro ETD (Economic Transformer Design), které má kruhový průřez středního sloupku. Tím je dosaženo minimální délky závitů, navíc se vodiče méně namáhají a lépe navíjejí a jádro je optimalizováno pro téměř stejný průřez po celé délce mag. siločáry. Z dostupných materiálů byl vybrán Ferroxcube 3C90; jeho parametry jsou pro vybrané jádro uvedeny v Tab. 3. Pro své vhodné vlastnosti byl také vybrán nanokrystalický materiál VITROPERM 500 od výrobce VAC. Jeho vlastnosti jsou popsány výrobcem v [8], [9], [10].

Tab. 3: Parametry vybraných mag. obvodů

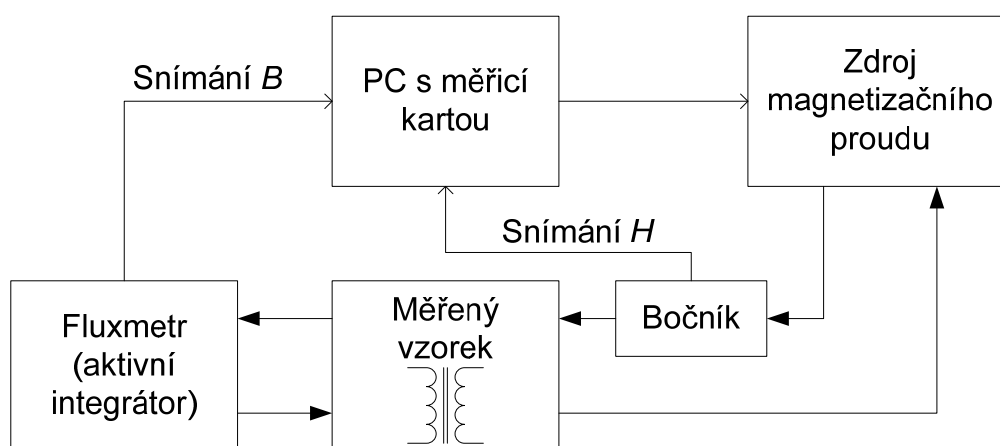
Označení jádra	ETD49/25/16	T60004-L2030-W376-04-	T60006-L2030-W358-03-
Tvar	ETD	Toroidní	Toroidní
Materiál	3C90 feritový	VITROPERM 500F nanokrystalický	VITROPERM 500F nanokrystalický
B_{sat} [T] při 100 °C a Při H [A/m]	0,38 1200	1,15 -	1,15 -
Výrobce	Ferroxcube	VAC	VAC
S_{Fe} [mm ²]	211	57	40
l_{Fe} [mm]	114	78,5	78,5
m [g]	62	32,9	23,1
Rozměry [mm]	49×50×16	30×20×15	30×20×10
Ztráty [W] při: B_{max} [T] frekvenci [kHz]	≤3,1 0,1 100	≤3,95 0,3 100	neuveďeno
A_L [μH]	4,2 +/- 25%	neuveďeno	12,5 až 22,5

Parametry zvolených vzorků materiálů použitých pro měnič jsou v Tab. 3. Při objednávání jader však bylo zjištěno, že vybrané nanokrystalické jádro je špatně dostupné. Proto bylo vybráno náhradní jádro v posledním sloupci Tab. 3. Údaje byly převzaty z katalogových listů výrobců pro jádra a materiály: ferit [16], [17],

nanokrystalické jádro W376 [18], W358 [19]. Pro poslední jádro výrobce neuvádí maximální ztráty. Je to z toho důvodu, že toto jádro je primárně určeno pro tlumivky ve filtrech, ve kterých nejsou zpravidla ztráty velké a lze je zanedbat. Pro původně zvolené jádro ve druhém sloupci jsou garantovány právě ztráty. Náhradní jádro bylo zvoleno s ohledem na parametry blízké původně zvolenému. Původně vybrané jádro se nakonec podařilo získat jako vzorek od přímého distributora výrobce VAC. Byly tedy proměřeny i jeho vlastnosti, aby je bylo možné porovnat s jádrem určeným pro filtry.

4.2 Měření statických křivek

Pro vybraná jádra byla provedena sada měření hysterezních smyček pro různou intenzitu mag. pole. Dále byly změřeny křivky prvotní magnetizace. Měřicí metody byly zvoleny podle postupů uvedených v [1], [20] a [21]. Hysterezní smyčky se měřily pomocí počítače s měřicí kartou, viz Obr. 4.1.



Obr. 4.1: Blokové schéma měření statických křivek

Počítač zároveň sloužil i jako generátor signálu pro zdroj magnetovacího proudu. Pomocí bočnicku se zpětně vzorkoval proud primárním vinutím. Měřicí vinutí bylo zdrojem napětí pro fluxmetr. Jeho výstup pak byl opět vzorkován počítačem. Před měřením byl každý vzorek demagnetován postupným snižováním amplitudy proudu. Počet závitů byl určen následujícím výpočtem, který bude uveden jako příklad pro nanokrystalické jádro W358; potřebné údaje byly převzaty z Tab. 3. Nejprve se zvolil rozsah fluxmetru 10 mWb. Pro vybuzení do saturace (cca 1,2 T podle Obr. 1.11) je počet závitů $N_{\text{měřicí}}$ dán rovnicí pro magnetický tok:

$$\phi = B_{\text{sat}} \cdot S_{\text{Fe}} \cdot N_{\text{měřicí}} \rightarrow N_{\text{měřicí}} = \frac{\phi}{B_{\text{sat}} \cdot S_{\text{Fe}}} \quad [-; \text{Wb}, \text{T}, \text{m}^2], \quad (4.1)$$

$$N_{\text{měřicí}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{1,2 \cdot 40 \cdot 10^{-6}} \approx 200.$$

Pro dosažení saturace byla zvolena intenzita magnetického pole 100 A/m. Vzhledem k možnostem zdroje proudu byl zvolen maximální proud 1 A. Počet závitů budícího vinutí je pak dán vztahem:

$$H = \frac{I_{\max} \cdot N_{\text{budící}}}{l_{\text{Fe}}} \rightarrow N_{\text{budící}} = \frac{H \cdot l_{\max}}{I_{\max}} \quad [-; \text{A/m, m, A}], \quad (4.2)$$

$$N_{\text{budící}} = \frac{100 \cdot 78,5 \cdot 10^{-3}}{1} \approx 8.$$

Podrobné údaje pro všechna jádra jsou v Tab. 4. Shodně byl uvažován maximální proud 1 A a rozsah fluxmetru 10 mWb. Fotografie navinutých jader jsou v příloze C.

Tab. 4: Údaje o vinutích pro měření statických křivek vzorků

Vinutí	Ferit ETD49 (3C90)		Nanokr. W376 (VITR. 500F)		Nanokr. W358 (VITR. 500F)	
	budící	měřicí	budící	měřicí	budící	měřicí
Závitů [-]	30	110	8	140	8	200
Průměr vodiče [mm]	0,63	0,2	2×0,63	0,1	2×0,63	0,1
H_{\max} [A/m]	250		100		100	
B_{sat} [T]	0,43		1,2		1,2	

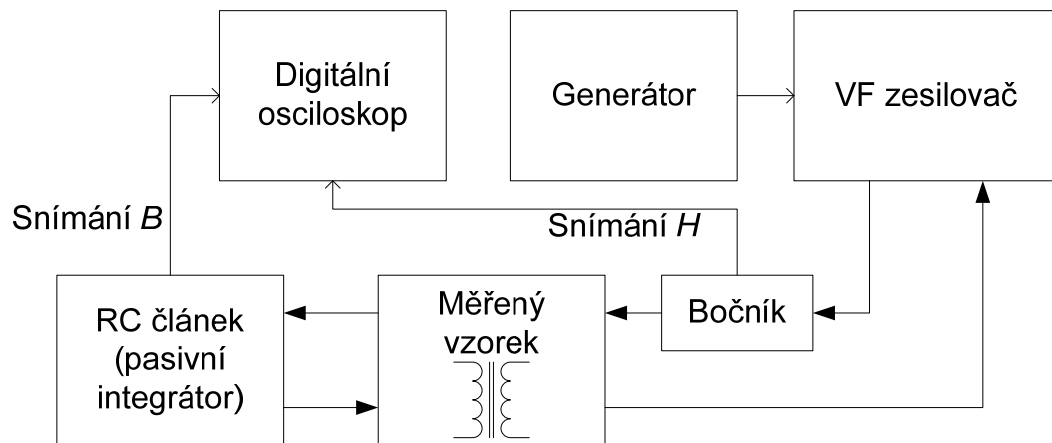
Výsledky měření jsou v příloze D.1 pro feritový materiál. Je třeba upozornit, že se nejedná o křivky materiálu jako takového, ale o hysterezní křivky měřeného ETD jádra. Pokud by bylo požadavkem změřit vlastnosti materiálu jako takového, je vhodnější použít vzorek s toroidním tvarem. Ten má menší rozptylový tok a také je uzavřený, tudíž se vylučuje možnost parazitní vzduchové mezery nepřesným složením obou částí. Měření vlastností ETD jádra je vhodné proto, že bude následně použito v navrhovaném zdroji. Z měření například vyplývá, že remanence je dostatečně malá (cca 55 mT) a proto není třeba vkládat další mezeru jak uvádí [2].

V příloze E.1 jsou naměřené výsledky pro nanokrystalické vzorky, v příloze E.2 je porovnání obou vzorků nanokrystalického materiálu. Z naměřených křivek jsou vidět rozdíly mezi oběma jádry, především jádro určené pro návrh transformátorů pro spínané zdroje má užší hyst. smyčku (tedy menší ztráty) a jeho permeabilita je nižší. Zajímavostí je, že obě jádra mají stejnou koercivitu H_c . U běžných jader (např. feritových) se snížení permeability dosahuje vložení vzduchové mezery a tím se sníží i remanence (viz výše). U těchto jader je změna permeability dána technologickým zpracováním (viz kapitola 1.8).

Při měření bylo zjištěno, že by bylo vhodnější uvažovat při návrhu měřicích vinutí buďto rezervu v rozsahu fluxmetru (např. 8 mWb) nebo vyšší maximální indukci, aby bylo méně měřicích závitů. Bylo totiž nutné přepnout na vyšší rozsah fluxmetru a převodník v měřicí kartě pak není plně využit.

4.3 Měření dynamických křivek

Získané magnetizační křivky v předešlé kapitole popisují chování jednotlivých materiálů při *statickém* režimu, tedy při dostatečně nízké frekvenci. Pro chování feromagnetika při pracovním kmitočtu spínaných zdrojů je třeba změřit křivky *dynamické*, které se měří při dané frekvenci a zahrnují tak ztráty vířivými proudy, které v jádře vznikají. Pro jejich měření při nízkém kmitočtu (cca do 1kHz) bylo nejprve použito shodné zapojení a navinuté vzorky jako pro křivky statické. Vlivem základní rovnice pro indukci napětí (viz vztah (2.6)) bude s rostajícím kmitočtem při stejném rozkmitu pracovní indukce růst i napětí snímané fluxmetrem na měřicím vinutí. Omezením metody je jednak malý frekvenční rozsah dostupného fluxmetru a také jeho malý vnitřní odpor, který se chová jako zátěž transformátoru, způsobuje rozšíření hysterezních křivek a zvětšuje tak výrazně chybu měření. Výsledky těchto měření byly nepřesné a nebyly použity. Pro nové měření bylo zvoleno zapojení uváděné v [1] i [2] jako vhodné pro měření dynamických křivek a to za použití pasivního integrátoru a osciloskopu. Schéma měřicího pracoviště je na Obr. 4.2.



Obr. 4.2: Blokové schéma měření dynamických křivek

Pasivní integrátor je tvořen RC článkem. Aby byla nízká chyba integrace, je třeba volit podle [1] dostatečně nízký mezní kmitočet integrátoru. Pro měření v oblasti 20 až 40 kHz byl zvolen článek s mezním kmitočtem cca 20 Hz, tudíž na tisíckrát menším kmitočtu. Nevýhodou této metody je, že výstupní napětí klesá od mezního kmitočtu se strmostí -20 dB na dekádu. Proto je třeba počítat měřicí vinutí podle útlumu integrátoru a požadovaného výstupního napětí. Podrobněji je tato metoda popsána v [1]. Návrh budících vinutí byl shodný s měřením statických křivek. Vlivem vyššího kmitočtu ale reaktance budícího vinutí roste, proto je potřeba pro dosažení stejné intenzity mag. pole podle (4.2) vyšší vstupní napětí. Pro buzení byl použit VF zesilovač s výkonem 200 W při zátěži 50 Ω . Během měření ale bylo zjištěno, že vzhledem k velkému počtu závitů není možné některé vzorky proměřit v celém rozsahu (indukčnost je úměrná N^2 zatímco intenzita mag. pole pouze N). Byl proto snížen počet budících závitů, aby bylo dosaženo vyššího rozkmitu vstupního proudu. Údaje o výsledných parametrech vinutí jsou uvedeny v Tab. 5, upravený počet závitů pak za lomítkem. I přes úpravu počtu závitů budících vinutí se nepodařilo proměřit všechny vzorky v požadovaném rozsahu kmitočtů. Bylo by potřeba výkonnější zesilovač nebo jiné vzorky materiálů.

Tab. 5: Údaje o vinutích pro měření dynamických křivek vzorků

Vinutí	Ferit ETD49 (3C90)		Nanokr. W376 (VITR. 500F)		Nanokr. W358 (VITR. 500F)	
	budící	měřicí	budící	měřicí	budící	měřicí
Závitů [-]	30 // 12	20	8 // 10	12	8	17
Průměr vodiče [mm]	0,63	0,2	2×0,63	0,2	2×0,63	0,2

Výsledky měření pro harmonický vstupní signál jsou v příloze D.2 pro feritový materiál a v příloze E.3 pro nanokrystalické vzorky. Křivky se s rostoucím kmitočtem rozšiřují, čímž se zvětšují ztráty v magnetickém obvodu. Porovnáním nanokrystalických vzorků se opět potvrzují lepší vlastnosti vzorku určeného pro spínané zdroje, který má menší ztráty.

Chyba této metody spočívá kromě rozlišovací schopnosti osciloskopu a nepřesnosti dané změnou odporu bočníku v závislosti na oteplení protékajícím proudem také vlastní spotřebou RC článku. Vzhledem k výstupnímu napětí řádu desítek voltů může chyba způsobit rozšíření hyst. smyčky a zkreslení výsledku. Řešením je použít RC článek s rezistorem o velkém odporu (stovky kiloohmů) nebo snížit počet závitů měřicího vinutí, čímž se ovšem snižuje velikost napětí na výstupu RC článku. Optimální řešení je tedy vždy učítý kompromis.

4.4 Hysterezní model

Pro vytvoření simulace chování mag. obvodu byl zvolen Jilesův-Atheronův model popsáný v kapitole 1.9.2. Jeho implementace v *Matlabu* vyžadovala výpočet derivace v daném bodě, což lze při dostatečně jemném kroku simulace převést na diferenci. Změřená data v předchozí kapitole sloužila jako vstupní hodnoty pro simulaci, tedy pro určení parametrů modelu. Tyto hodnoty byly nejprve určeny postupem uvedeným v [13]. V uvedeném postupu se má použít pro získání parametrů iterační proces. Nejprve se zvolí hodnota parametru α a dopočítají se ostatní parametry. Nakonec se vypočítá nový parametr α ze známého bodu ve vrcholu magnetizační křivky. Tento proces však obtížně konverguje, což je řešeno např. v [22], kde se zmiňovaný postup použije pouze jednou (ne iterativně) a následně se optimalizují parametry pro lepší shodu s naměřenou křivkou. V této práci byla pro optimalizaci použita metoda nejmenších čtverců.

Implementovaný model dokáže simulovat hysterezní smyčku při optimalizaci parametrů podle změřené křivky. Simulace hysterezních smyček a jejich porovnání je uvedeno v příloze D.3 pro feritový materiál, pro nanokrystalický pak v E.4 a E.5. Z výsledků je zřejmé, že použitá Langevinova funkce pro bezztrátovou magnetizaci poměrně dobře umožňuje simulovat hysterezní smyčku feritového materiálu. Při porovnání výsledků pro nanokrystalický materiál je shoda neuspokojivá. Jako vhodné řešení se ukázalo použít změřenou bezztrátovou křivku M_{an} , jak je uvedeno v kapitole 1.9.2. Z výsledků simulace je zřejmé, že shoda simulované a měřené křivky je výrazně lepší.

Uvedené křivky byly optimalizovány metodou nejmenších čtverců, kterou se sledoval součet kvadrátu odchylek v jednotlivých bodech křivky. Protože ztráty jsou dány její plochou, byl výpočet rozšířen o sledování rozdílů ploch naměřené a

simulované křivky. Jako přínosné se ukázalo optimalizovat parametry křivek na 2 změřených křivkách. Výsledky těchto simulací jsou v tabulce níže.

Tab. 6: Údaje o vlnutích pro měření dynamických křivek vzorků

H_{\max} [A/m]	Simulace 1 křivka		Simulace 2 křivky	
	$\sum \Delta B_{\text{sat2}}$ [T ²]	ΔS_{hyst} [%]	$\sum \Delta B_{\text{sat2}}$ [T ²]	ΔS_{hyst} [%]
30	0,445	17,5	0,434	5,2
40	0,295	13,7	0,302	3,9
100	0,010	2,3	0,015	-5,5

Při simulaci je sledována odchylka plochy a mag. indukce. Výsledky v prvním sloupci byly optimalizovány pro křivku změřenou při $H_{\max} = 100$ A/m. Následně byly simulovány křivky pro maximum 30 a 40 A/m. V druhém sloupci byly optimalizovány parametry modelu pro změřenou křivku při $H_{\max} = 100$ A/m a $H_{\max} = 30$ A/m. Porovnáním chyb v obou sloupcích je vidět, že použití 2 křivek vedlo ke zlepšení simulace.

Model simuluje pouze statickou křivku, pokud se však požaduje simulace pouze na daném kmitočtu, lze model použít pro simulaci různého buzení jádra. Tento model měl být dále rozšířen o plně dynamickou simulaci, ve které by bylo možné simulovat křivky pro různé kmitočty, případně i pro různou teplotu. Závislost na teplotě představuje především pokles magnetizace nasycení. Závislost na kmitočtu lze podle [1] simulovat LG nebo LR sítí, která bude rozšiřovat tvar hysterezní smyčky ve směru osy H . Jinou možností je použít postup, který je uveden v [23]. Ten řeší aproximaci parametrů modelu v závislosti na hodnotách známých z jejich optimalizace pro změřené křivky při různých teplotách.

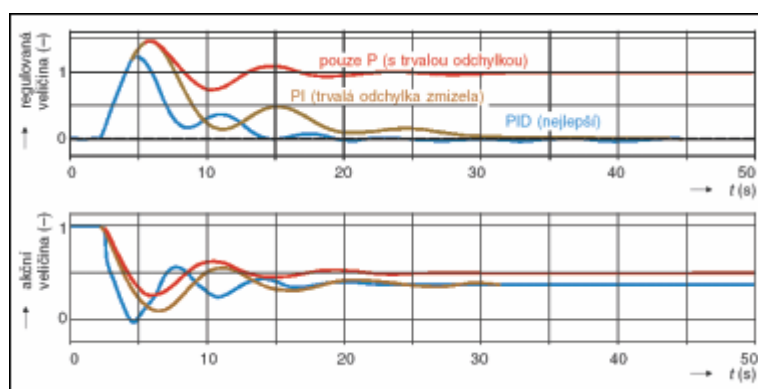
Vzhledem k tomu, že se nepodařilo dostatečně proměřit dynamické křivky, nebyla simulace dále rozšířena a návrhový program tak využívá postup podle kap. 1.9. V něm je tak ze změřených křivek možné použít amplitudovou permeabilitu, indukci nasycení a remanentní indukci. Změřené křivky dále dobře ilustrují změny chování feromagnetických materiálů v závislosti na kmitočtu a buzení. Je také možné názorně porovnat materiály mezi sebou.

5 ŘÍZENÍ A REGULACE

V této kapitole jsou představeny základy řízení spínaného zdroje. Nejprve je stručně popsána regulační smyčka a následně je provedena analýza vhodného výběru mikrokontroléru. Na závěr jsou uvedeny některé jeho důležité parametry a popis řízení měniče.

5.1 PID regulátor

Základem většiny regulačních obvodů je PID regulátor, který je tvořen proporcionální, integrační a derivační částí. Smyslem každého regulátoru je sledování odchylky požadované a skutečné hodnoty sledované veličiny a vytvoření vhodné reakce na její změnu tak, aby následoval ideálně hladký přechod do stavu, kdy bude odchylka nulová.



Obr. 5.1: PID regulátor (převzato z [24])

Na Obr. 5.1 je vidět reakce regulátoru na změnu odchylky sledované veličiny při použití regulátoru P, PI a PID. Proporcionální část představuje reakci v podobě násobení odchylky zesílením K podle vztahu

$$u_p(t) = K \cdot e(t) , \quad (5.1)$$

kde $e(t)$ je regulační odchylka, tedy rozdíl mezi aktuální a požadovanou veličinou. Použití pouze této regulace způsobí trvalou odchylku, viz Obr. 5.1.

Integrační část je dána integrační časovou konstantou T_i , která sleduje vývoj odchylky v čase a obecně zavádí do regulace zpoždění. Je podle [24] definována jako

$$u_i(t) = u_0 + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau . \quad (5.2)$$

Naproti tomu derivační část a její derivační časová konstanta T_d sleduje rychlost změny v čase a umožňuje tak stabilizaci obvodu; její definice je dána vztahem:

$$u_D(t) = T_D \frac{de(t)}{dt}. \quad (5.3)$$

Výstup regulátoru je pak dán součtem všech tří částí regulátoru.

5.2 Volba mikrokontroléru

Regulační smyčku popsanou v předchozí kapitole zpravidla zajišťuje analogové zapojení v podobě speciálního integrovaného obvodu, který sleduje výstup zdroje a reguluje podle něj střidu spínání. Tyto obvody jsou jednoúčelové a často vyžadují minimum externích součástek. V této práci bylo zvoleno použít pro řízení mikrokontrolér, který bude umožňovat sledovat výstupní napětí nebo proud a pomocí PID regulace měnit střidu řídicího signálu. Výhodou tohoto řešení je, že lze pouze pomocí změny programu doplnit řadu funkcí, například pomocí počítače měnit nastavení řízení nebo také sledovat chod zdroje.

Nabízí se více možností, jak vytvořit vhodné řízení. Nejlepším řešením by byla dobrá dostupnost mikrokontroléru s přesným PWM generátorem. Ten ale však zpravidla obsahují až 32bitové procesory, což již je pro zbývající obsluhu řízení docela zbytečné. Další možností by bylo použití FPGA architektury, která obsahuje násobičku kmitočtu a umožnila by tak vytvoření vlastního čítače s PWM generátorem. Jako hlavní nedostatek lze vytknout jednak cenu zařízení a také obtížnost ladění softwaru.

Nejprve bylo uvažováno použití procesoru ATmega16U4. Tato verze mikrokontroléru obsahuje totiž oproti základní verzi násobičku kmitočtu využitelnou pro generaci PWM signálu s vyšším rozlišením a to až 11 bitů. Nevýhodou ale zůstává relativně pomalý AD převodník s převodem maximálně 15 kps. Všechny další parametry obvodu lze nalézt v [25].

Jako nejvhodnější lepší náhrada byl vybrán mikroprocesor ATxmega16D4. V porovnání s předchozím pracuje tento procesor s napájecím napětím 3,3 V oproti 5 V. Také umožňuje pracovat na vyšší frekvenci – 32 MHz s interním oscilátorem oproti 16 MHz. Hlavní výhodou je rychlý 12ti bitový AD převodník s převodem až 200 kps a pokročilé možnosti nastavení přerušení. Kompletní informace lze nalézt na webu výrobce [26].

Z dostupných periférií bude využit časovač/čítač ke generaci PWM signálu. AD převodník bude periodicky vzorkovat výstupní napětí. Pro galvanické oddělení výstupu a vstupu se použije optočlen. Hodnota získaná z AD převodu se odečte od požadované a vypočte se tak regulační odchylka, která se použije v PID regulátoru podle kapitoly 5.1. Dále bude využit analogový komparátor ke sledování proudu spínacími tranzistory. V případě překročení nastaveného proudového limitu se vyvolá přerušení, vypne budič tranzistorů a zastaví generování PWM. Lze také využít jednotku USART pro komunikaci mikroprocesoru s počítačem, např. pro sledování střídání.

Vzhledem k tomu, že jsou obě topologie pro propustný i blokující měnič se dvěma tranzistory v primární oblasti shodné, bylo by jedním z řešení navrhnout vývojovou desku tak, aby umožňovala testování jak propustného tak blokujícího měniče. Nevýhodou pro konstrukci uvedeného zapojení v primárním obvodu se 2 tranzistory je, že jeden z tranzistorů pracuje jako „horní“ spínač a bude tedy třeba vhodně vyřešit jeho spínání. Druhý tranzistor je uzemněn, což situaci značně zjednodušuje. Z tohoto pohledu by byla vhodná topologie push-pull měniče, který má uzemněn oba spínače. Z praktického hlediska by ale byl problém s dostupností vhodných spínačů pro napájení zdroje z rozvodné sítě a s řízením jejich spínání. Proto se používá toto zapojení zpravidla až pro vyšší výkony [1].

Jako vhodný obvod pro řízení spínacích tranzistorů se jeví obvod NCP5181 od firmy ON-Semi použitý v kvazirezonančním měniči, viz [27]. Tento obvod obsahuje řízení pro dva N-MOS tranzistory zapojené jako horní a dolní spínač. Obsahuje také eliminaci zpoždění mezi spínáním obou tranzistorů. Při návrhu ale bylo zjištěno, že tento obvod je špatně dostupný, proto byl zvolen náhradní obvod s obdobnou funkcí a to budič IR2110 od firmy International Rectifier [28]. Blíže bude popsán tento obvod a jeho zapojení v kapitole 6.5.

6 NÁVRH ZKUŠEBNÍHO PŘÍPRAVKU

V následující části je popsán návrh jednotlivých částí přípravku, který bude sloužit k ověření návrhu programem v *Matlabu*, v kterém byl proveden návrh pro síťový zdroj se vstupním napětím 230 V, tolerancí 10 % a výstupem 30 V při odběru proudu 8 A. Výsledky návrhu jsou uvedeny v příloze B. Zapojení vychází z blokového schématu uvedeného na Obr. 1.1. Přípravek tedy bude sloužit jako zkušební síťový spínaný zdroj. Schéma zapojení silové části je v příloze F.2, schéma řídicí části v příloze F.3 a seznam součástek v F.1. Informace o všech součástkách zde uvedených lze nalézt na webu prodejců [29], [30] a [31]. V další části je ukázka návrhu jednotlivých částí.

6.1 Vstupní část

Tato část slouží k připojení přípravku do rozvodné sítě. Na vstupu za přípojnou svorkovnicí je nejprve tavná pojistka, která slouží jako ochrana při poruše spínaného zdroje. Volí se hodnota vyšší než je střední hodnota proudu vzhledem k pulznímu charakteru proudu nabíječícimu vstupní kondenzátory. Kapacita kondenzátorů se určí podle postupu v kap. 2.3. Nejprve se určí potřebná energie E_c podle (2.13), dosadí se předpokládaná účinnost vypočtená programem a výstupní výkon; dále se určí minimální hodnota kondenzátoru při uvažovaném poklesu napětí na 90 % (tj. $\delta_c = 0,1$) špičkové hodnoty minimálního vstupního napětí podle (2.14):

$$E_{c_min} = \frac{P_0}{2 \cdot f \cdot \eta} = \frac{30 \cdot 8}{2 \cdot 50 \cdot 0,87} = 2,7586 \text{ [Ws]}$$

$$C_{1_min} = \frac{2 \cdot E_{c_min}}{U_{c_max}^2 - U_{c_min}^2} = \frac{2 \cdot 2,7586}{(\sqrt{2} \cdot 230 \cdot 0,9)^2 - (\sqrt{2} \cdot 230 \cdot 0,9 \cdot 0,9)^2} = 339 \text{ [\mu F]}.$$

Vypočte se doba t_1 podle (2.15) a maximální vstupní proud ze vztahu (2.16)

$$t_1 = \frac{\arcsin(1 - \delta_c)}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{\arcsin(1 - 0,1)}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 3,56 \text{ [ms]},$$

$$I_{n_max} = C \cdot U_n \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_1)$$

$$I_{n_max} = 339 \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{2} \cdot 230 \cdot 0,9 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,00356) = 13,6 \text{ [A]}.$$

Určí se střída nabíjení a maximální vybíjecí proud podle (2.17) a (2.18):

$$s_c = \frac{1}{2} - \frac{2 \cdot t_1}{T} = 0,5 - \frac{2 \cdot 3,56 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-3}} = 0,144 \text{ [-]},$$

$$I_{v_max} = \frac{1}{2} \cdot I_{n_max} \cdot \frac{s_c}{(1 - s_c)} = 0,5 \cdot 13,6 \cdot \frac{0,144}{(1 - 0,144)} = 1,14 \text{ [A]}.$$

Efektivní hodnota proudu při nabíjení I_{n_ef} , vybíjení I_{v_ef} a celkový efektivní proud kondenzátorem I_{c_ef} se vypočte podle (2.19):

$$\begin{aligned} I_{n_ef} &= I_{n_max} \cdot \sqrt{\frac{s_c}{3}} = 13,6 \cdot \sqrt{\frac{0,144}{3}} = 2,980 \\ I_{v_ef} &= I_{v_max} \cdot \sqrt{s_c} = 1,14 \cdot \sqrt{0,144} = 0,433 \quad \text{[A]} \\ I_{c_ef} &= \sqrt{I_{n_ef}^2 + I_{v_ef}^2} = \sqrt{2,980^2 + 0,433^2} = 3,011 \end{aligned}$$

Kondenzátorem bude protékat efektivní proud vypočtený na posledním řádku. Vzhledem k požadované velikosti kondenzátoru bylo zvoleno paralelní spojení 2 kondenzátorů, které jsou podle výrobce dimenzovány na efektivní proud 1,8 A. Celková kapacita bude tedy téměř dvojnásobná než je požadováno, což způsobí snížení poklesu napětí na kondenzátorech.

Pro omezení proudu při zapnutí, když jsou zcela vybité, slouží termistor. Jeho hodnota byla zvolena tak, aby jeho odpor při provozu byl minimální (protékající proud způsobuje ztráty) a současně aby co nejlépe omezil proud při zapínání. Byl vybrán termistor s odporem 5Ω při pokojové teplotě. Maximální efektivní proud tímto termistorem je 4,2 A, což vyhovuje. Není vhodné volit termistor na příliš vysoké proudy, protože se dostatečně neohřeje a nezmenší tak svůj odpor. Pojistka byla zvolena rychlá se jmenovitým proudem 4 A. Dále je ve vstupní části odrušovací filtr, který omezuje šíření rušení vzniklé spínáním tranzistorů ze zdroje a také rušení zdroje ze sítě. Na jeho výstupu je varistor, který funguje jako přepěťová pojistka. Zvolen byl typ s mezním ef. napětím 275 V. Diodový můstek pro usměrnění vstupního napětí je dimenzován na střední proud 4 A, špičkově až 150 A a napětí 600 V. Filtrační kondenzátory jsou dva s kapacitou $330 \mu\text{F}$ každý na maximální napětí 400 V.

6.2 Výkonová část

Výkonové dimenzování polovodičů bylo vypočteno podle kapitoly 2.4. Těmto výpočtům vyhověl tranzistor IRF830A. Jeho vlastnosti jsou výrazně lepší než pro verzi IRF830. Nulová primární dioda byla vybrána HER308 se střední hodnotou proudu 3 A a výstupní usměrňovač tvoří dvojitá dioda MBR30H100 se závěrným napětím 100 V a středním proudem 15 A na jednu diodu.

6.3 Výstupní filtr

Indukčnost výstupní tlumivky a požadavky na výstupní kondenzátor vypočetl program podle kap. 2.2. Výstupní tlumivka má mít minimální indukčnost 224 μH při proudu 8 A. Tyto požadavky splňuje tlumivka s označením DTMSS47. Při výběru tlumivky je třeba nalézt podrobné informace o její indukčnosti. Uvedená tlumivka totiž má od výrobce uvedenu indukčnost 330 μH a maximální proud 10 A. Hodnota indukčnosti se však vztahuje k téměř nulovému proudu. Pro maximální proud dosahuje indukčnost přibližně poloviční hodnoty. Jiný výrobce pak uvádí indukčnost při maximálním proudu. Výstupní kondenzátory byly zvoleny z řady s nízkým ekvivalentním sériovým odporem. Pro dosažení vypočtené hodnoty $ESR_{\min} = 33 \text{ m}\Omega$ se použije paralelní zapojení třech kondenzátorů o kapacitě 1000 μF na napětí 63 V.

6.4 Pomocný zdroj napětí pro regulaci

Protože řídicí obvody jsou na primární straně transformátoru, je třeba získat zdroj napětí pro řízení a regulaci. Jeho zapojení vychází z principu uvedeném v [1]. Pomocný zdroj tvoří tranzistor Q5 (případně Q6, který má jiné pouzdro), který má na svém hradle připojenou Zenerovu diodu D9 přes rezistory R7 a R6. Dioda vytváří napětíovou referenci, kterou se otevře tranzistor Q5. Proud přes tranzistor je omezen rezistory R1 a R2. Tímto proudem se nabíjí kondenzátor C3 a roste na něm napětí tak dlouho, dokud se nezačne zmenšovat napětí U_{GS} tranzistoru Q5, které tak začne tranzistor zavírat. Dioda D3 brání průchodu proudu v případě napájení z pomocného zdroje na svorkách X2 do filtračních kondenzátorů C1 a C2. Během ožívání byl změřen celkový odběr řídicí části přibližně 35 mA. Rezistory R1 a R2 budou dimenzovány na průchod proudu 40 mA při jmenovitém napětí na vstupních kondenzátorech ze vztahu

$$R1 + R2 = \frac{230 \cdot \sqrt{2} - 10}{0,04} = 7880 \Omega, \text{ tedy každý z nich má hodnotu } 3,9 \text{ k}\Omega. \text{ Odpory } R6 \text{ a}$$

R7 omezují proud diodou D9 na přibližně 30 μA . Po zapnutí měniče je tento zdroj nahrazen vinutím W3, které svými pulzy dobíjí kondenzátor C3. Dioda D3 pak omezuje maximální napětí na něm na 13 V.

Tento zdroj napájí budič tranzistorů a stabilizátor napětí LD1117V33, který snižuje napětí na 3,3 V pro napájení mikrokontroléru.

6.5 Budič výkonových tranzistorů

Úkolem tohoto bloku je řízení výstupních tranzistorů PWM signálem generovaným mikrokontrolérem. Tuto funkci plní obvod IR2110, který umožňuje řídit nezávisle dvojici tranzistorů pracujících jako horní a spodní spínač. Zapojení ve schématu bylo převzato z doporučení výrobce [32] pro řízení jednočinného propustného měniče. Tranzistor Q3 spolu s rezistorem R10 pracuje jako invertor signálu řídicího výkonový tranzistor. Výstup invertoru spíná tranzistor Q4, jehož funkcí je uzemnit pin VS spínacího obvodu a tím umožnit nabití kondenzátoru C13 z pomocného zdroje. Tímto kondenzátorem je následně spínán horní tranzistor Q1.

6.6 Zapojení mikrokontroléru

Mikrokontrolér je zapojen podle doporučení výrobce [26]. Jedná se především o použití blokovacích keramických kondenzátorů u každé dvojice napájecích pinů a použití filtru pro napájení analogové části obvodu, který tvoří feritové jádérko L3. Programování procesoru je podporováno pouze přes rozhraní PDI, které využívá pin pro reset. Aby v době odpojení programátoru byl definován jeho stav, doporučuje se použít pull-up rezistor minimálně 10 k Ω . Mikrokontrolér obsahuje vnitřní zdroj hodin o kmitočtu 32 MHz, který bude použit i v této aplikaci.

Na pinu PA0 je připojena napěťová reference pro AD převodník s napětím

$$U_{ref} = 3,3 \cdot \frac{R24}{R24 + R25} = 3,3 \cdot \frac{18000}{4700 + 18000} = 3,3 \cdot 0,793 = 2,61 \text{ V.}$$

Dělič je doplněn opět

o blokovací kondenzátor jak doporučuje výrobce. Obvod sice obsahuje vnitřní napěťové reference odvozené od napájecího napětí, ale maximálně o velikosti napájecího napětí děleného koeficientem 1,6, tedy přibližně 2,1 V. Maximální napětí na vstupu AD převodníku je dáno napětím U_{ref} , které nesmí být překročeno. Jeho velikost pak nemá překročit hodnotu o 0,6 V menší než je napájecí napětí, tedy 2,7 V v případě napájení 3,3 V. Na portu A je dále připojen přes dělič a operační zesilovač výstup optočlenu. Ten bude blíže popsán v další kapitole. Pin číslo 7 je připojen na SD pin budiče, který pokud je ve vysoké úrovni vypne výstup budiče a přestane spínat tranzistory. Záměrně je tato funkce připojena k mikrokontroléru na pin, kde je možné aktivovat výstup analogového komparátoru. Vstup komparátoru lze připojit k vnitřnímu 6ti bitovému DA převodníku, jehož výstup je odvozen od napájecího napětí. Druhý vstup komparátoru je připojen na pin 3, kde je připojen bočník. Tento bočník snímá proud primárním obvodem a umožňuje tak využít komparátor jako programovatelnou proudovou pojistku. Pro omezení napěťových špiček a nepřekročení napájecího napětí procesoru je k bočníku připojena Zenerova dioda D11 omezující napětí na 2,4 V. Bočník tvoří dvojice výkonových rezistorů R3 a R4 zapojená paralelně o výsledném odporu 0,5 Ω .

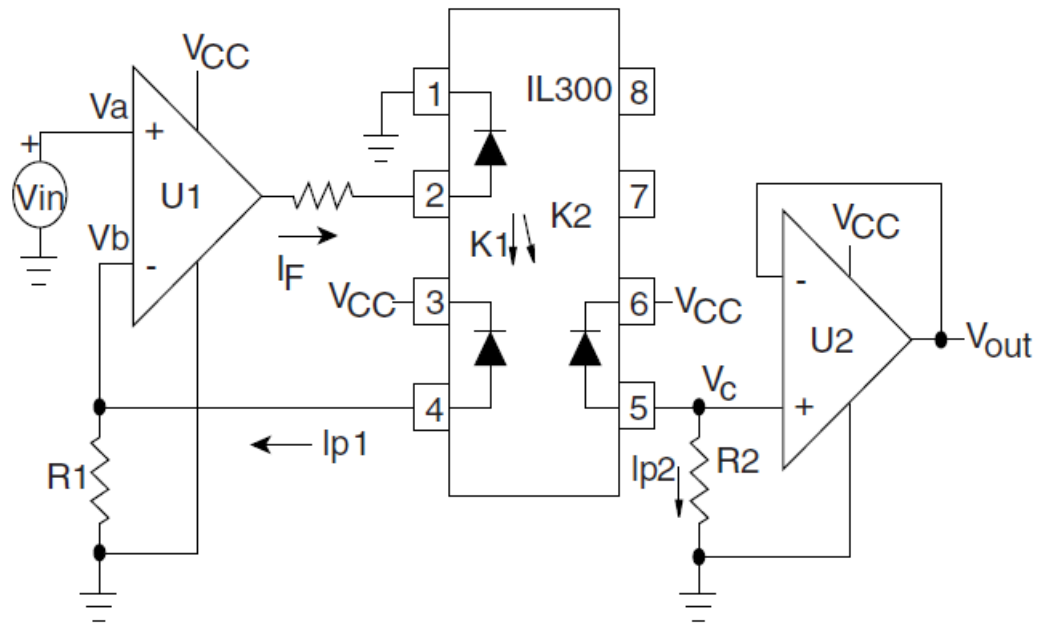
Port C je využit pro výstup čítače/časovače při dosažení nastavené úrovně, tedy ke generaci PWM signálu. Na pinech 0 a 1 je připojeno pole se třemi propojkami. V režimu propustného jednočinného měniče bude osazena propojka 1 a 2; oba tranzistory budou řízeny stejným signálem. Propojka 3 je připravena pro možné budoucí použití (např. pro zdroj v zapojení push-pull), ve kterém je třeba generovat komplementární signály pro spínací tranzistory; byly by ovšem nutné úpravy ve výkonové části zdroje. Na portu C jsou dále připojeny signály pro příjem a vysílání dat jednotkou USART. Ta je využita pro komunikaci s počítačem pomocí modulu.

Port D je osazen lištou a je připraven pro další možné využití. K signalizaci chodu zdroje jsou připojeny LED diody na portu E. Diody jsou nízkopříkonové, proto bylo uvažováno s odebíraným proudem přibližně 2,3 mA.

6.7 Snímání výstupního napětí

Při požadavku na galvanické oddělení výstupu od rozvodní sítě je třeba zajistit i izolovaný přenos informace o výstupním napětím. Pro tento účel byl vybrán lineární optočlen IL300 [33]. Linearita je zajištěna díky zpětné vazbě tvořené operačním zesilovačem a

přijímací diodou. Druhá přijímací dioda je pak na primární straně. Použité zapojení vychází z doporučení výrobce, které je na Obr. 6.1



Obr. 6.1: Doporučené zapojení lineárního optočlenu IL300, převzato [33]

Maximální proud svítivou diodou je omezen rezistorem a výstupním napětím operačního zesilovače. Nejlepší linearity se dosáhne v rozmezí 5 až 20 mA. Operační zesilovače MCP6001R jsou použity na vstupu i výstupu. Jejich výhodou je unipolární napájení 1,6 až 6 V, rail-to-rail vstup i výstup a smd provedení. Pro napájení operačního zesilovače na sekundární straně je použit obvod TL431, který je zapojen jako 2,5 V napěťový regulátor. Zbývající úbytek napětí je vyzářen na rezistoru R5. Dioda D12 je nahrazena propojkou; veškeré ztráty procházejícím proudem tak vyzáří rezistor R5. Snímání výstupního napětí je provedeno přes dělič R17 a R18. Pokud se dále uvažuje rozsah výstupního napětí 20 až 40 V, bude na jeho výstupu napětí 1,25 až 2,5 V. Výstupní napětí závisí na rezistorech R1 a R2 na Obr. 6.1 vztahem :

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \cdot \frac{K2 \cdot R2}{K1 \cdot R1} = V_{\text{in}} \cdot K3 \cdot \frac{R2}{R1} \text{ [V]},$$

kde K1 je zpětnovazební, K2 výstupní a K3 přenosové zesílení. Jeden z rezistorů se zvolí podle požadované hodnoty proudu diodou [33]. R1 se dopočetlo pro zvolený proud diodou. Aby bylo dosaženo dobré přesnosti, jsou optočlenu prodávány v řadách odstupňovaných podle parametru K3. Objednaný optočlen je z řady H a pro něj je K3 = 1,175 až 1,304. Protože na výstupu je zapojen ještě dělič z rezistorů R22 a R23 s převodem 0,8 (aby nebyla překonána U_{ref} AD převodníku), bude napětí vzorkované převodníkem

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \cdot K3 \cdot \frac{R2}{R1} \cdot 0,8 = 2,5 \cdot 1,25 \cdot \frac{R2}{R1} \cdot 0,8 = 2,5 \cdot \frac{R2}{R1} \text{ [V]}.$$

Vzhledem k limitu U_{ref} je zvolen celkový přenos 1 a rezistory R2, R1 (ve schématu jsou to rezistory R21 a R20) jsou shodně 68 kΩ.

6.8 Komunikace s počítačem

Pro komunikaci s počítačem byl zvolen převodník USART-USB; tuto funkci plní obvod FT230X. Podrobné informace o všech možnostech včetně doporučeného zapojení lze nalézt v [34]. Pro případ poruchy zdroje je vstup a výstup mikrokontroléru a tohoto čipu opticky izolován dvěma optočleny. Kontakty PWR_USB slouží k tomu, je-li potřeba napájet mikroprocesor z připojeného USB kabelu. Propojení se provede spojením krajních pinů konektorů JP4 a JP5 mezi sebou. Prostřední vývod těchto konektorů je úmyslně neosazen. Pokud by došlo k náhodnému zasunutí propojky, nedojde ke zkratování napájení procesoru nebo USB.

7 OŽIVENÍ ZKUŠEBNÍHO PŘÍPRAVKU

Pro kompletní schéma skládající se z části silové (F.2) a řídicí (F.3) byl vytvořen návrh plošného spoje, jehož náčrt pro stranu spojů je v příloze F.4. Plošný spoj na straně součástek v příloze F.5 pak představuje několik propojek, které bylo nutné použít především pro rozvod napájení po plošném spoji. V přílohách F.6 a F.7 je náčrt rozmístění součástek. Desky byly vyrobeny ve dvou totožných vyhotoveních; pro první z nich se použije nanokrystalické jádro, pro druhou pak jádro feritové. Po osazení desek součástkami následovalo ověření funkce jednotlivých částí. Náhled osazené desky je v příloze G.1.

Nejprve se ověřovala funkce snímání výstupního napětí a její lineární převod přes optočlen. Zdroj pomocného napětí 2,5 V na sekundární straně z počátku kmital. Z katalogové listu se zjistilo, že hodnota kondenzátoru C19 10 nF, který měl plnit blokovací funkci, způsobila nestabilitu obvodu TL431. Proto byl nahrazen tantalovým kondenzátorem 10 μF, pro který je již napájecí obvod stabilní. Zenerova dioda D12 byla nahrazena propojkou, čímž se zvětšil odběr pomocného zdroje.

V dalším kroku se připojil na výstup přípravku regulovatelný zdroj a také se připojil pomocný zdroj 5 V na primární stranu pomocí konektoru X2. Postupně se zvětšovalo výstupní napětí a sledovala se hodnota napětí přenášená na vstup AD převodníku – bod TP7. Vlivem zpětné vazby se rozkmital operační zesilovač IO6 na výstupu. Jako postačující řešení se ukázalo přepojení kondenzátoru C20 mezi výstup a invertující vstup. Převod výstupního napětí již byl v předpokládaném rozsahu 1,25 – 2,5 V pro výstupní napětí 20 – 40 V.

Kontrola komunikačního modulu proběhla připojením modulu k počítači. Převodník UART-USB se automaticky nainstaloval jako sériový port. Pomocí

Hyperterminálu bude probíhat komunikace s procesorem, především k výpisu obsahu proměnných a registrů.

Následně se připojil programátor přes konektor X5 k desce. Programování mikrokontroléru probíhalo v prostředí *Atmel Studio 6*. Po založení nového projektu se postupně oživovaly jednotlivé funkce. Velkou výhodou tohoto prostředí je průvodce nazvaný *Atmel Software Framework Wizard*, dostupný ze záložky *Project*. Umožňuje totiž vybrat potřebné periferie a nahrát do projektu předpřipravené knihovny s funkcemi pro jejich obsluhu. Také je ke každé z periférií návod popisující význam jednotlivým implementovaných funkcí. Další množství dokumentů je přístupné na webu výrobce [26] Jako první byla zprovozněna jednotka USART, aby bylo možné posílat data do *Hyperterminálu*. Poté byl pomocí knihovny pro generaci PWM signálu spuštěn časovač/čítač s generací výstupního signálu. Pro generaci signálu o frekvenci 30 kHz bylo třeba nejprve přepnout takt procesoru na vnitřní oscilátor 32 MHz.

Po nastavení AD převodníku na nejvyšší rozlišení a rychlost byl v nekonečné smyčce prováděn převod napětí na výstupu lineárního optočlenu. Výsledek se vypisoval v okně *Hyperterminálu* a bylo tak možné sledovat získanou hodnotu odpovídající výstupnímu napětí. Převodník byl nastaven na rozlišení 12 bitů a neznaménkový převod, tzn. že rozsah výstupních hodnot byl 0 až 4095, přičemž hodnota 200 odpovídá vstupní nulové hodnotě. Maximální hodnota odpovídá napětí shodnému s referenčním, které je nastaveno externí 2,6 V. Při změně výstupního napětí pomocí regulovatelného zdroje v rozsahu 20 až 40 V se získají odpovídající hodnoty přibližně 2000 až 4000, tzn. že rozlišení je 10mV výstupního napětí.

Při spínání tranzistorů PWM signálem vznikají především při přepínání pulzy, které se šíří po napájení a mezi signálovými cestami. Dochází tak i k rušení signálu, který je vzorkován. Proto je vhodné, když je AD převodník spouštěn automaticky v době, kdy je tranzistor sepnutý a již odezněly počáteční zákmity. Tento proces je zajištěn pomocí událostí (*Event*), která se nastaví, aby spouštěla AD převod. Dále se nastaví, že spouštěcím signálem je shoda / přetečení komparačního registru čítače a časovače. Nastavením této úrovně lze zajistit start vzorkování ve vhodný okamžik.

Převedený vzorek se odečte od požadované hodnoty a získá se tak regulační odchylka pro PI regulátor. Ten byl implementován podle aplikační poznámky výrobce [35]. Dále byla omezena maximální střída na 48% a minimální na 1%.

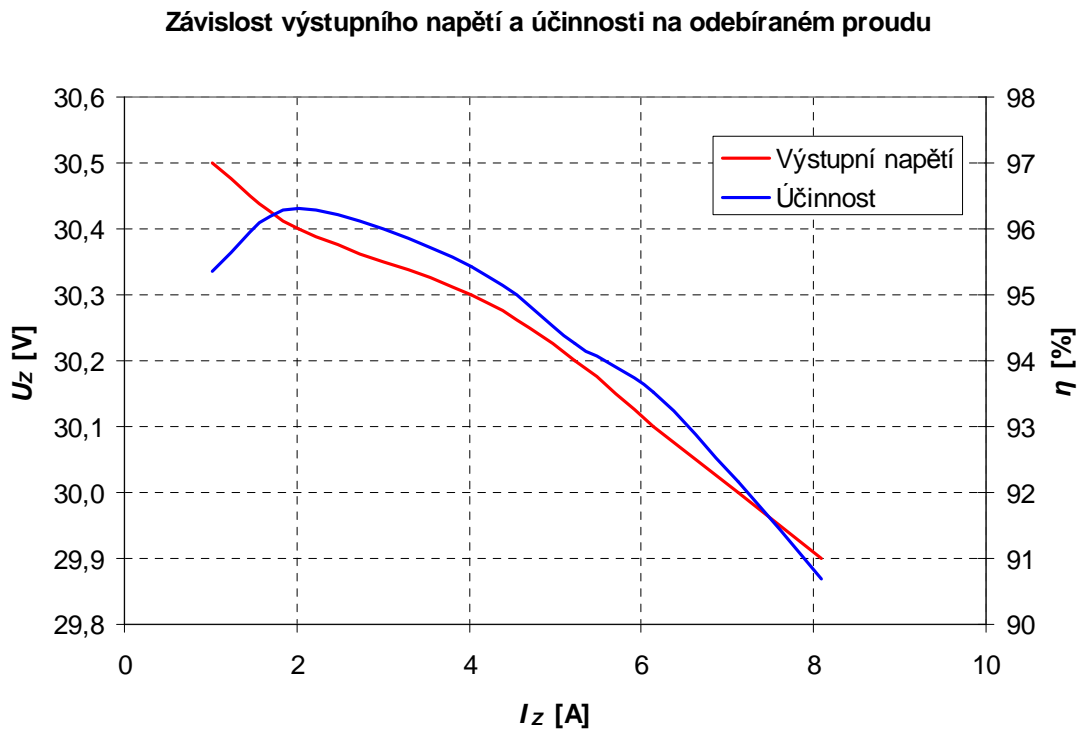
Poslední periférií využitou pro základní funkce zdroje je analogový komparátor. Ten se nepodařilo nastavit tak, aby jeho výstup přímo ovládal výstupní pin. Jak bylo zjištěno z manuálu, některé revize použitého mikrokontroléru mají s tímto použitím potíže. Proto bylo nastaveno, aby se při náběžné hraně překračující nastavený limit provedla obsluha přerušení s nejvyšší prioritou. V něm se nejprve zapíše na pin PA7 hodnota 1 a tím se pomocí pinu SD budiče vypne spínání výstupních tranzistorů. Následně se zastaví generace PWM signálu a rozsvítí se červená LED4 signalizující překročení maximálního proudu. Následující LED3 signalizuje přítomnost napájení, LED2 indikuje dosažení minimální střídy spínání a LED1 pak dosažení maximální střídy spínání.

Po oživení popsaných částí byl vstup přípravku připojen na zdroj s napětím 50 V. Ověřila se funkčnost budiče tranzistorů a jejich správné spínání. V poslední části se připojil zdroj pomocného napětí. Nefungovala však spolehlivě, při přiložení napětí na vstup zdroje se náhodně pomocné napětí dostalo pouze na necelých 5 V. Tuto část

zdroje se nepodařilo uspokojivě oživit, proto bylo použito pomocné napájení z externího zdroje 12 V na svorkách X2.

Zdroj se připojil následně k regulovatelnému izolovanému zdroji s výstupem 0 až 250 V s kmitočtem 50 Hz. S připojenou zátěží se vstupní napětí postupně zvyšovalo. Dále probíhalo nastavení parametrů regulátoru podle [35]. Nepodařilo se ale nastavit integrační část regulátoru tak, aby spolehlivě fungovala. Proto byla použita k dalšímu měření pouze P regulace. Náhled měřícího pracoviště je v příloze G.2.

Pro změření účinnosti zdroje je třeba změřit výkon dodávaný do zátěže a příkon odebíraný z napájecího zdroje. Výstupní napětí a proud se měřil pomocí multimetrů. Na vstup měniče byla připojena vysokonapěťová sonda, kterou se snímalo vstupní napětí. Vstupní proud se získal použitím proudové sondy připojené do druhého kanálu osciloskopu. Průběh napětí a proudu je v příloze G.3. Násobením průběhu napětí a proudu v osciloskopu se získal časový průběh odebíraného výkonu; pro určení účinnosti se měřila jeho střední hodnota. Výsledky pro závislost výstupního napětí a účinnosti na odebíraném proudu jsou na Obr. 7.1



Obr. 7.1: Změřená závislost výstupního napětí a účinnosti na zátěži

Seznam použitých přístrojů:

- Reostat METRA BLANSKO 13 Ω , 6,5 A, č. 2508704
- Reostat METRA BLANSKO 30 Ω , 4,5 A, č. 2508653
- Regulovatelný zdroj Agilent E3631A 0+-25 V, 1 A, 0-6 V, 5 A, č. MY40040388
- Regulovatelný oddělovací transformátor Trennstell Trafo LTS 606, 0-250 V, 6 A, č. 3643
- Proudová sonda Agilent N2774A, 50 MHz, 15 A peak, 0,1 V/A
- Multimetr UT60A 3060372002 – jako ampérmetr
- Multimetr UT70A – jako voltmetr

8 ZÁVĚR

V úvodu této práce jsou představeny vhodné topologie spínaných zdrojů. Dále je řešena problematika účinnosti, tedy analýza zdrojů ztrát v měniči a možnosti jejich omezení. V další části byla provedena rešerše magnetických materiálů. Návrhem propustného měniče se vybrala jádra, pro která se změřily magnetizační křivky. Následně byl představen princip modelu hystereze, který byl implementován v *Matlabu*, provedena simulace a porovnání se změřenými křivkami. Pro vybraný mikrokontrolér byl navrhnout kompletní přípravek pro ověření funkce propustného měniče.

V rámci této práce byly podrobně proměřeny magnetizační křivky feritového vzorku materiálu 3C90 a nanokrystalický materiál VITROPERM 500F ve dvou vzorcích; jeden z nich je určen pro návrh tlumivek a druhý právě pro transformátory spínaných zdrojů. Z naměřených křivek vyplývá, že pro výkonové aplikace nelze doporučit jádro určené pro filtry, protože má vyšší ztráty. V porovnání dynamických křivek feritového a nanokrystalického materiálu je vidět, že křivky feritového materiálu se s rostoucím kmitočtem rozšiřují méně než křivky nanokrystalického materiálu. To je způsobeno větší měrnou rezistivitou feritů. Výhoda nanokrystalického materiálu se tedy s rostoucím kmitočtem zmenšuje v důsledku zvětšování ztrát vířivými proudy.

Ověření návrhu programu bylo potvrzeno sestavením a oživením funkčního vzorku s transformátorem, jehož jádro je z nanokrystalického materiálu. Dosažená účinnost je pro maximální výstupní výkon podle Obr. 7.1 přibližně 90,5%. V porovnání se simulovanou hodnotou 88,3% podle přílohy B tak bylo dosaženo ještě o více než 2% lepší účinnosti. Shoda návrhu a realizace je tedy dostatečná. Pro podrobné zjištění ztrát by bylo nutné provést měření na jednotlivých komponentech zdroje a porovnat je se simulací. Zvolený operační zesilovač k lineárnímu optočlenu se doporučuje nahradit v další aplikaci jiným z důvodu jeho nestability.

Výhodou použití nanokrystalického materiálu je velký rozkmit pracovní indukce z důvodu nízkých ztrát. Pro navržený měnič dosahuje rozkmit pracovní indukce 0,9 T. Podle rovnice (2.2) pro teoretický přenášený výkon tak lze dosáhnout většího přenášeného výkonu při stejných rozměrech a frekvenci než při použití feritových materiálů, což je výhoda. Jinou možností je pro měnič s feritovým jádrem použít téměř trojnásobnou frekvenci oproti jádru nanokrystalickému. Pak je ale nevýhodou, že z návrhu vytvořeným programem vyplývá, že ztráty v tranzistorech dosahují téměř poloviny ztrát v celém měniči. Při trojnásobném kmitočtu vzrostou třikrát i ztráty spínáním tranzistorů. Použití nanokrystalického jádra tedy v tomto směru vede na optimalizaci ztrát ve zdroji a dosažení vyšší účinnosti.

Před odevzdáním této práce se podařilo oživit pouze jeden ze zdrojů. Vzhledem k tomu, že jsou obě desky totožné a zdroj pro běžně nepoužívaný nanokrystalický materiál funguje, lze předpokládat funkčnost i u zdroje s feritovým materiálem.

LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 243 s. ISBN 80-860-5691-0.
- [3] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M., *Napájení elektronických zařízení* Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004
- [4] *Strip Wound Cores* [online]. Magnetics, 2006 [cit. 2012-09-25]. Dostupné z: <http://www.mag-inc.com/File%20Library/Product%20Literature/Strip%20Wound%20Core%20Literature/StripWoundCoresCatalog2006.pdf>
- [5] *Powder Core Catalog* [online]. Magnetics, 2011 [cit. 2012-09-25]. Dostupné z: <http://www.mag-inc.com/File%20Library/Product%20Literature/Powder%20Core%20Literature/MagneticsPowderCoreCatalog2011.pdf>
- [6] TISCHER, Z. a V. ŠIMÍK. *Amorfni a mikrokystalické kovové materiály*. Panenské Břežany: VÚK, 1987. Novinky v kovohutnictví: 4-5, 1987.
- [7] HERZER, Giseler. Nanocrystalline Soft Magnetic Alloys. In: BUSCHOV, K. H. J. *Handbook of Magnetic Materials*. Elsevier Science, 1997, s. 48. Vol. 10. Dostupné z: http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/documents/pdf/fipublikationen/Nano_1997.pdf
- [8] VACUUMSCHMELZE GMBH & CO. KG. *Soft Magnetic Materials and Semi-finished Products* [online]. Hanau, 2002 [cit. 2012-09-25]. Dostupné z: <http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/documents/broschueren/htbrosch/Pb-pht-1.pdf>
- [9] VACUUMSCHMELZE GMBH & CO. KG. *NANOCRYSTALLINE VITROPERM: EMC PRODUCTS* [online]. Hanau, 2010 [cit. 2012-12-10]. Dostupné z: http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/Medienbiliothek_2010/Downloads/KB/Vitroperm_EMV_EN_full.pdf
- [10] VACUUMSCHMELZE GMBH & CO. KG. *VITROPERM 500 F VITROVAC 6030 F: Tape-Wound Cores in Power Transformers for Switched Mode Power Supplies* [online]. Hanau, 2003 [cit. 2012-12-10]. Dostupné z: <http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/documents/broschueren/kbbrosch/Pk003.pdf>
- [11] EPCOS AG. *Ferrites and accessories: Application notes*. 2006. Dostupné z: http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/RMCores/PDF/PDF_Application.property=Data_en.pdf;PDF_Application.pdf
- [12] NOVÁK, Miroslav. *Přechodový děj při zapnutí transformátoru: Způsoby omezování zapínacího proudu*. Liberec, 2003. Dostupné z: http://www.mti.tul.cz/files/disertace_Miroslav_Novak.pdf. Disertační práce. Technická univerzita v Liberci.
- [13] JILES, D. C., THOELKE, J., DEVINE, M. Numerical Determination of Hysteresis Parameters for the Modeling of Magnetic Properties Using the Theory of Ferromagnetic

- Hysteresis. *IEEE Transaction on Magnetics*. 1992, Vol. 28, No. 1, s. 9.
- [14] INFINEON TECHNOLOGIES AG. *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*. Germany, 2006. Dostupné z: <http://www.scribd.com/doc/34308439/MOSFET-Power-Losses-Calculation-Using-the-Data-Sheet-Parameters>
- [15] EPCOS AG. *Ferrites and accessories: E cores General information*. 2006. Dostupné z: http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/EELPCores/PDF/PDF__ECoresGeneralInformation,property=Data__en.pdf;PDF__ECoresGeneralInformation.pdf
- [16] FERROXCUBE. *ETD cores and accessories: ETD49/25/16*. 2008. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/prod/assets/etd49.pdf>
- [17] FERROXCUBE. *Material specification: 3C90*. 2008. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/prod/assets/3c90.pdf>
- [18] VAC. *Specification for Soft Magnetic Cores: T60004-L2030-W376-04-*. 2004. Dostupné z: <http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/documents/pdf/kbproduktblaetter/2030-W376.pdf>
- [19] VAC. *Specification for Soft Magnetic Cores: T60006-L2030-W358-03*. 2010. Dostupné z: http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/Medienbibliothek_2010/Produkte/Kerne_und_Bauelemente/Anwendungen/Kerne/Kerne_SKDs_Kunststoff/W358.pdf
- [20] GESCHEIDTOVÁ, Eva, Miloslav ČEJKA, Jiří REZ a Miloslav STEIBAUER. *Měření v elektrotechnice* [online]. Brno: VUT, 241 s. [cit. 2012-12-04].
- [21] DUFEK, Milan, Jaroslav HRABÁK a Zdeněk TRNKA. *Magnetická měření*. Praha, 1964, 406 s.
- [22] LEDERER, D. On the Parameter Identification and Application of the Jiles-Atherton Hysteresis Model for Numerical Modelling of Measured Characteristics. *IEEE Transaction on Magnetics*. 1999, Vol. 35, No. 3, s. 1211 - 1214.
- [23] WILSON, P. R., ROSS, J. N, BROWN, A. D. Simulation of Magnetic Component Models in Electric Circuits including Dynamic Thermal Effects. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, vol. 17, no. 1
- [24] Automa :: Co znamená PID. [online]. [cit. 2012-12-13]. Dostupné z: http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=28768
- [25] ATMEL CORPORATION. *ATmega16U4 ATmega32U4: 8-bit AVR Microcontroller with 16/32K Bytes of ISP Flash and USB Controller*. USA, 2010. Dostupné z: <http://www.atmel.com/Images/7766s.pdf>
- [26] ATxmega16D4. ATMEL CORPORATION. *Atmel Corporation - Microcontrollers, 32-bit, and touch solutions* [online]. 2013 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: <http://www.atmel.com/devices/ATXMEGA16D4.aspx?tab=documents>
- [27] VAŠINA, P. *Rezonanční a quasi-rezonanční spínané zdroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2009. 37 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Milan Murina, CSc.
- [28] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF: HIGH AND LOW SIDE DRIVER*. California, [2005]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2110.pdf>
- [29] TME CZECH REPUBLIC S.R.O. *TME Czech Republic s.r.o. - Elektronické součástky*

- [online]. 2013 [cit. 2013-05-20]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/cz/>
- [30] GES-ELECTRONICS, a.s. *GES-ELECTRONICS – Internetový obchod s elektronickými součástkami* [online]. 2013 [cit. 2013-05-20]. Dostupné z: <http://www.ges.cz/cz/>
- [31] GM ELECTRONIC, spol. s r. o. *GM electronic - elektronika, kterou znáte...* [online]. 2013 [cit. 2013-05-20]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/>
- [32] INTERNATIONAL RECTIFIER. *Application Note AN-978: HV Floating MOS-Gate Driver ICs*. California, [2009]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf>
- [33] VISHAY SEMICONDUCTORS. *IL300: Linear Optocoupler, High Gain Stability, Wide Bandwidth*. Germany, 2012. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/83622/il300.pdf>
- [34] FUTURE TECHNOLOGY DEVICES INTERNATIONAL LTD. *FT230X: (USB to BASIC UART IC)*. 2013. Dostupné z: http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT230X.pdf
- [35] ATMEL CORPORATION. *AVR221: Discrete PID controller*. USA, 2006. Dostupné z: <http://www.atmel.com/Images/doc2558.pdf>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

U napětí

I proud

B mag. indukce

H intenzita mag. pole

M magnetizace

J mag. polarizace

mag. magnetický

hyst. hysterezní

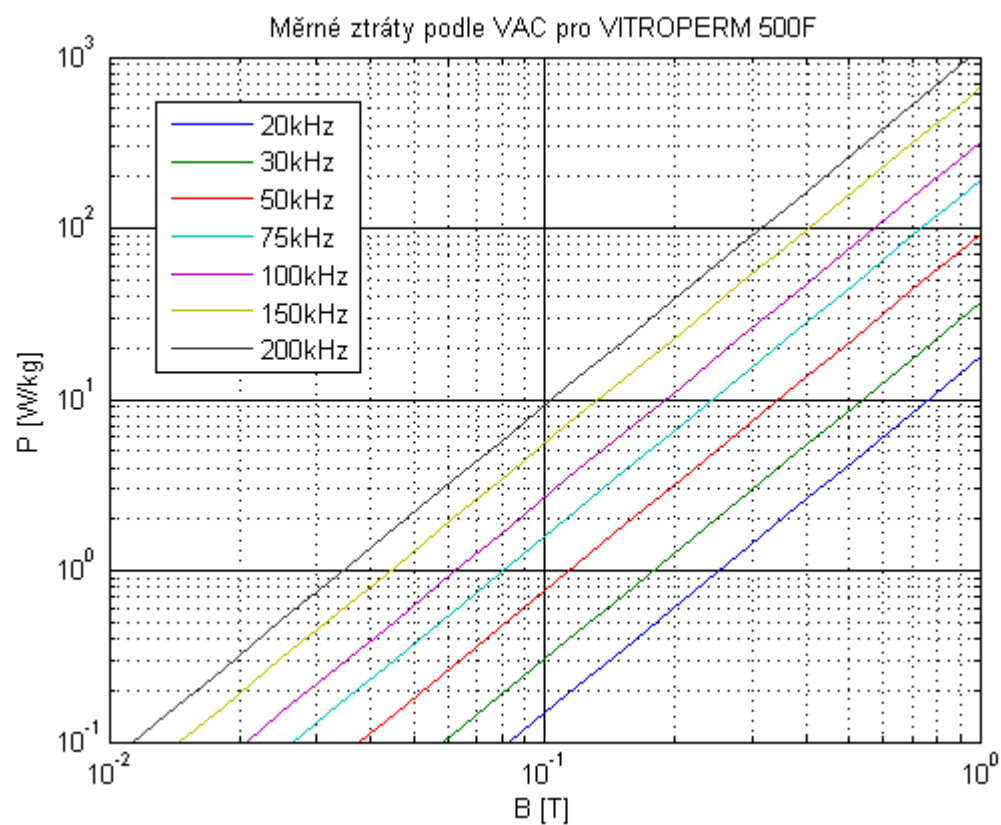
AC střídavý

PWM Pulse Width Modulation, pulzně šířková modulace

SEZNAM PŘÍLOH

A	Příklad křivek měrných ztrát	57
B	Návrh transformátorů	58
C	Vzorky pro měření	59
C.1	ETD 49/25/16 – ferit 3C90 – statická křivka.....	59
C.2	W358 – nanokrystal VITROPERM 500F – statická k.	59
D	Křivky pro ferit 3C90	60
D.1	Statické hysterezní smyčky.....	60
D.2	Dynamické hysterezní smyčky – závislost na frekvenci	61
D.3	Hysterezní smyčky – porovnání se simulací.....	62
E	Materiál VITROPERM 500F	63
E.1	Statické hysterezní smyčky.....	63
E.2	Porovnání naměřených křivek obou jader	65
E.3	Dynamické hysterezní smyčky – závislost na frekvenci	66
E.4	Závislost na B_{\max} při frekvenci 30 kHz.....	67
E.5	Porovnání měření a simulace pro vzorek materiálu VITROPERM 500F –	
FILTRY	68	
F	Zkušební přípravek	70
F.1	Seznam součástí	70
F.2	Schéma zapojení – část 1 – silová část	73
F.3	Schéma zapojení – část 2 – řízení, regulace, komunikace.....	74
F.4	Deska plošného spoje – strana BOTTOM (strana spojů)	75
F.5	Deska plošného spoje – strana TOP (strana součástek).....	76
F.6	Osazovací plán – strana BOTTOM (strana spojů).....	77
F.7	Osazovací plán – strana TOP (strana součástek)	78
G	Fotografie přípravku	79
G.1	Osazená deska s nanokrystalickým jádrem	79
G.2	Měření účinnosti	79
G.3	Naměřené průběhy	80

A PŘÍKLAD KŘIVEK MĚRNÝCH ZTRÁT



B NÁVRH TRANSFORMÁTORŮ

SWISUP - Program pro návrh jednočinného propustného měniče

Výběr mag. obvodu:
 Materiál: VITROPERM 500F
 Proklady [mm]: 0.063
 Mezi vrstvami: 0.2
 Prim / sek: 0.2
 T60004-L2030-W376
 Rozměry [mm]: 30 x 20 x 15

Výběr diod pro Graetz. m.: 2KBP06M
 Urr max 600 [V]
 Uf max 0.96 [V]
 Ifav max 2 [A]
 Ifsm max 60 [A]
 Ir max 0.005 [mA]

Výběr tranzistoru: IRF830A
 Rthc-a [K/W]: 2.5
 Uds max 500 [V]
 Id max 3.2 [A]
 Ron max 1.4 [Ohm]
 Ug [V]: 13
 Rg [Ohm]: 10
 P budiče = 0.019W
 Tj = 81.9°C

Výběr sek. usměrňovače: MBR30100-cold diod.
 Rthc-a [K/W]: 3.5
 Urr max 100 [V]
 Uf max 0.88 [V]
 Ifav max 30 [A]
 Ifsm max 30 [A]
 Ir max 60 [mA]
 Tj = 78.0°C

Vstupní údaje:
 Uef vstupní 230 V +/- 10 % Střída max 47 %
 Max. teplota 80 °C, okolí 40 °C Ostatní ztráty 3 W
 Frekvence min/krok/max 30 / 1 / 40 kHz Někrokovat

Výstup:
 Počet výstupů 1 Zvlnění v %
 U na C1 min. 90 %

	U [V]	I [A]	dU [V]	dI [A]	RL [Ohm]
1	30	8	0.1000	3	0.0540

Návrh transformátoru

	N [-]	Ieff [A]	Rozměry vodiče [mm]	Průřez vodiče [mm ²]	Délka vodiče [m]	Odpor vinutí [Ohm]	J vodiče [A/mm ²]	L [mH]	C2 [uF]	ESR max [Ohm]
1	79	1.481	0.63x1	0.31172	4.17	0.320	4.75			
2	21	5.485	0.63x3	0.93517	1.26	0.032	5.86	0.224	125.0	0.033

Rozložení ztrát ve zdroji [W]

Vstupní usměrňovač	2.56
Tranzistory - vedení	8.83
Tranzistory - spínání	3.68
Transformátor - jádro	1.78
Transformátor - vinutí	1.67
Výstupní usměrňovače	6.91
Výstupní tlumivky	3.50
Ostatní ztráty	3.02

Parametry zdroje

Frekvence [kHz]	30.0
Rozkmit prac. B [T]	0.89
Mag. proud max [mA]	67.1
Plnění okénka [%]	23.1
Max. teplota transf. [°C]	78.0
Účinnost [%]	88.25
Střída - max/typ/min [%]	46.2/36.2/32.9

SWISUP - Program pro návrh jednočinného propustného měniče

Výběr mag. obvodu:
 Materiál: FERIT 3C90
 Proklady [mm]: 0.063
 Mezi vrstvami: 0.2
 Prim / sek: 0.2
 ETD 49/25/16
 Rozměry [mm]: 49x25x16

Výběr diod pro Graetz. m.: 2KBP06M
 Urr max 600 [V]
 Uf max 0.96 [V]
 Ifav max 2 [A]
 Ifsm max 60 [A]
 Ir max 0.005 [mA]

Výběr tranzistoru: IRF830A
 Rthc-a [K/W]: 2.5
 Uds max 500 [V]
 Id max 3.2 [A]
 Ron max 1.4 [Ohm]
 Ug [V]: 13
 Rg [Ohm]: 10
 P budiče = 0.019W
 Tj = 82.9°C

Výběr sek. usměrňovače: MBR30100-cold diod.
 Rthc-a [K/W]: 3.5
 Urr max 100 [V]
 Uf max 0.88 [V]
 Ifav max 30 [A]
 Ifsm max 30 [A]
 Ir max 60 [mA]
 Tj = 78.0°C

Vstupní údaje:
 Uef vstupní 230 V +/- 10 % Střída max 47 %
 Max. teplota 80 °C, okolí 40 °C Ostatní ztráty 3 W
 Frekvence min/krok/max 30 / 1 / 40 kHz Někrokovat

Výstup:
 Počet výstupů 1 Zvlnění v %
 U na C1 min. 90 %

	U [V]	I [A]	dU [V]	dI [A]	RL [Ohm]
1	30	8	0.1000	3	0.0540

Návrh transformátoru

	N [-]	Ieff [A]	Rozměry vodiče [mm]	Průřez vodiče [mm ²]	Délka vodiče [m]	Odpor vinutí [Ohm]	J vodiče [A/mm ²]	L [mH]	C2 [uF]	ESR max [Ohm]
1	72	1.503	0.5x1	0.19634	4.53	0.553	7.65			
2	19	5.485	0.5x4	0.78539	1.36	0.041	6.98	0.223	125.0	0.033

Rozložení ztrát ve zdroji [W]

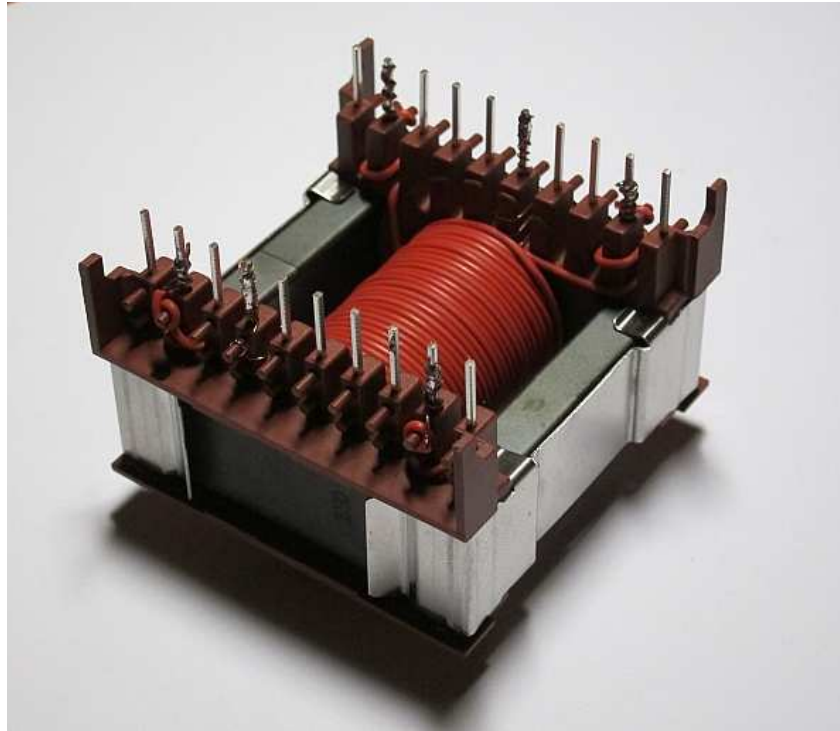
Vstupní usměrňovač	2.60
Tranzistory - vedení	9.14
Tranzistory - spínání	3.67
Transformátor - jádro	2.23
Transformátor - vinutí	2.50
Výstupní usměrňovače	6.91
Výstupní tlumivky	3.50
Ostatní ztráty	3.02

Parametry zdroje

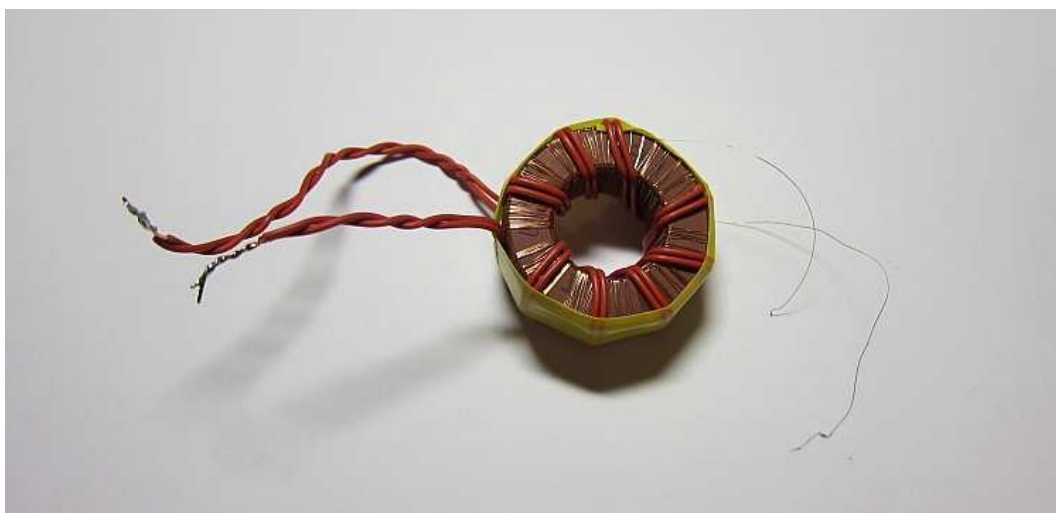
Frekvence [kHz]	30.0
Rozkmit prac. B [T]	0.26
Mag. proud max [mA]	157.4
Plnění okénka [%]	31.7
Max. teplota transf. [°C]	77.8
Účinnost [%]	87.73
Střída - max/typ/min [%]	46.7/36.6/33.2

C VZORKY PRO MĚŘENÍ

C.1 ETD 49/25/16 – ferit 3C90 – statická křivka

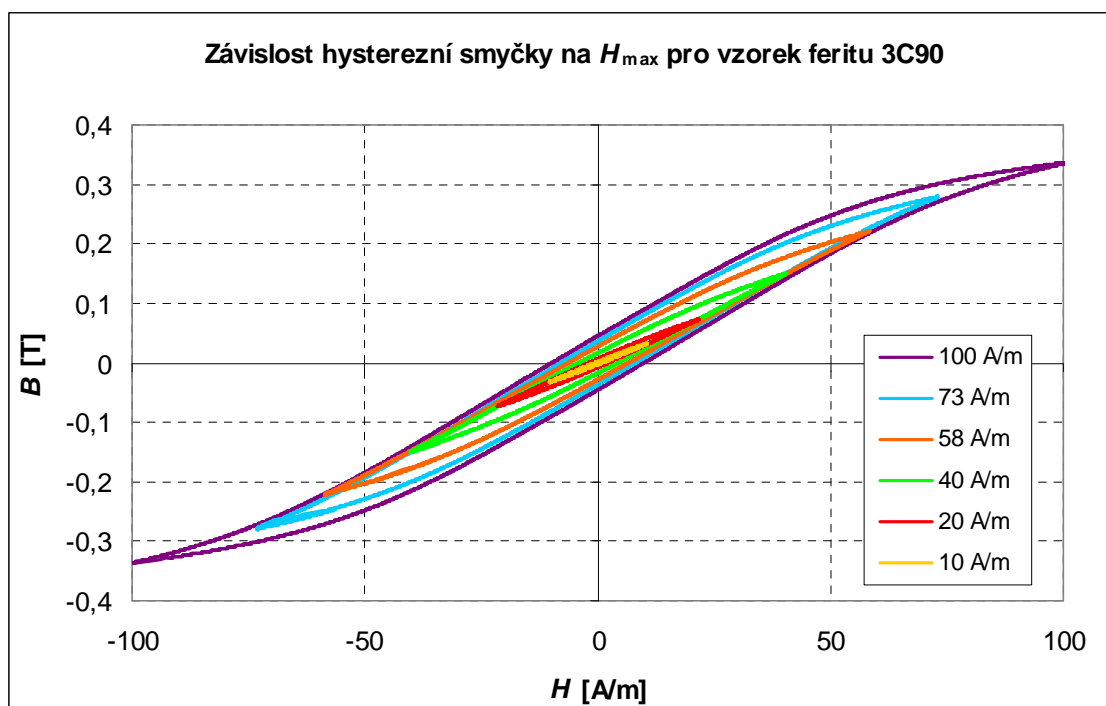
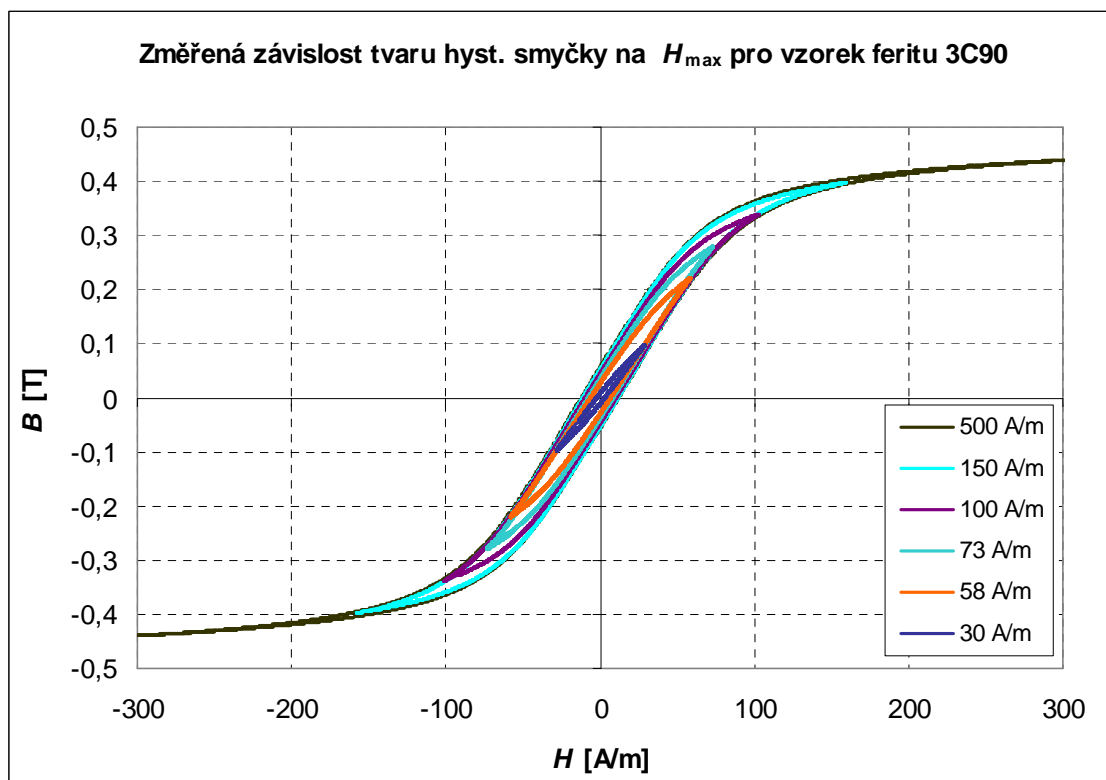


C.2 W358 – nanokrystal VITROPERM 500F – statická k.

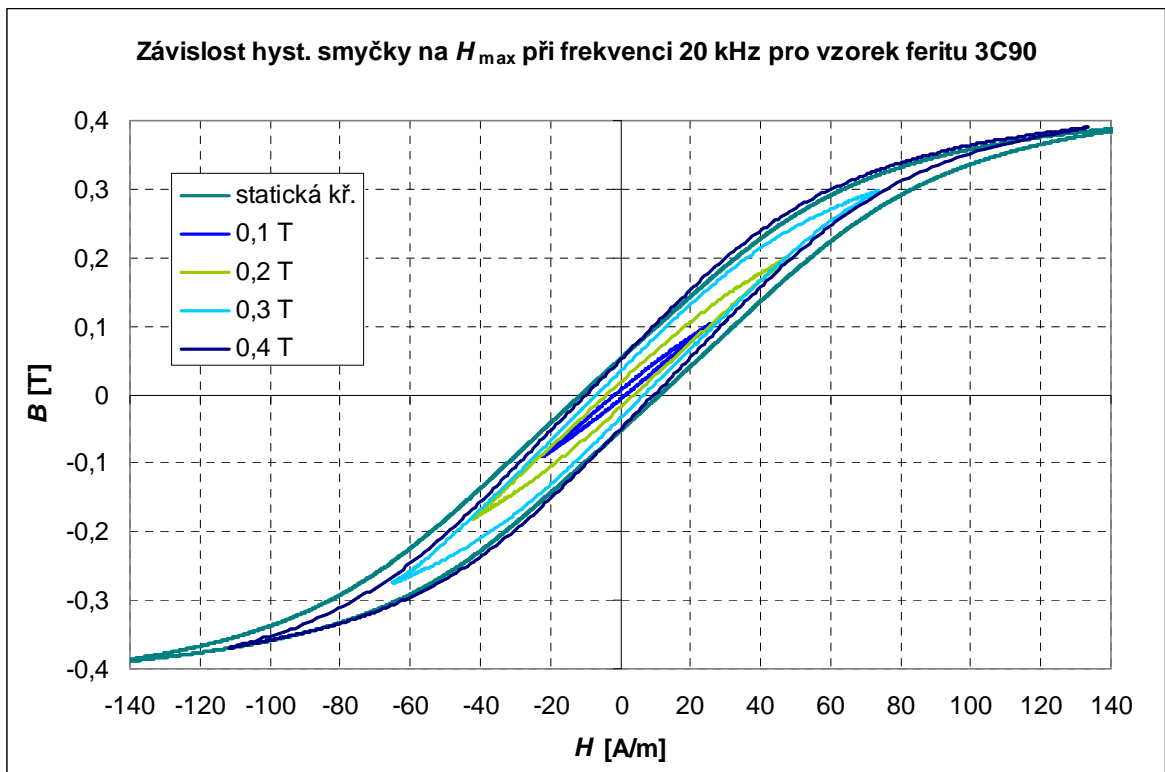
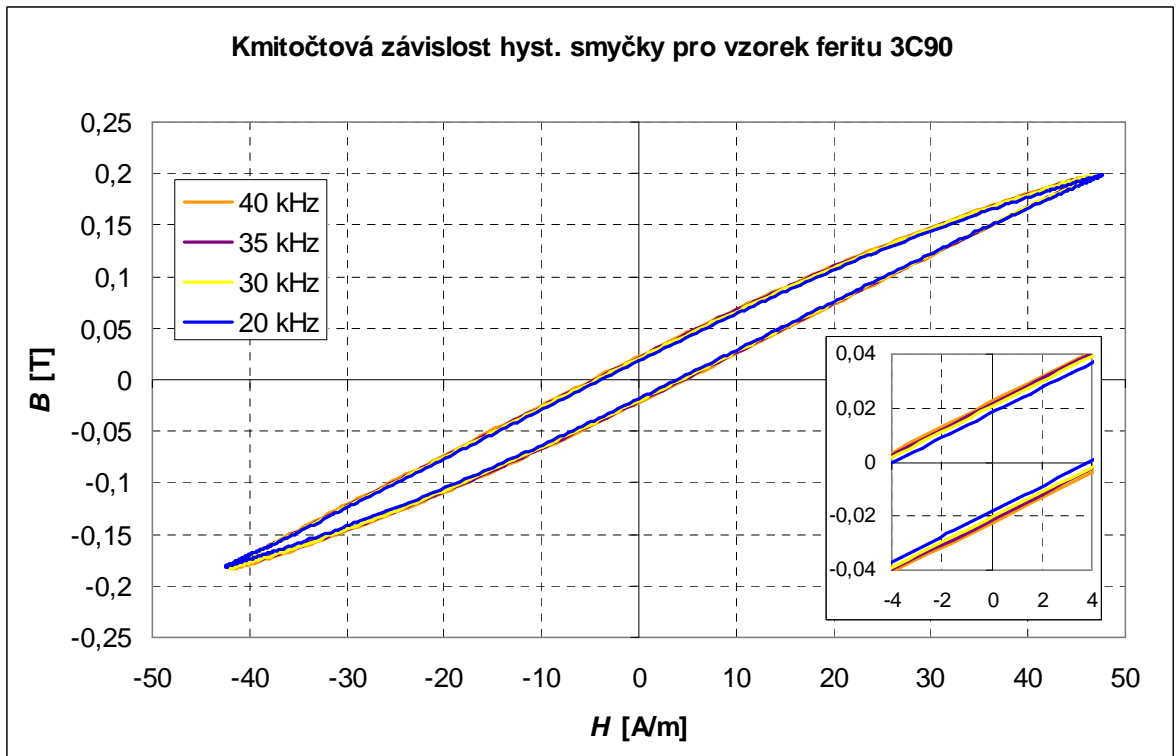


D KŘIVKY PRO FERIT 3C90

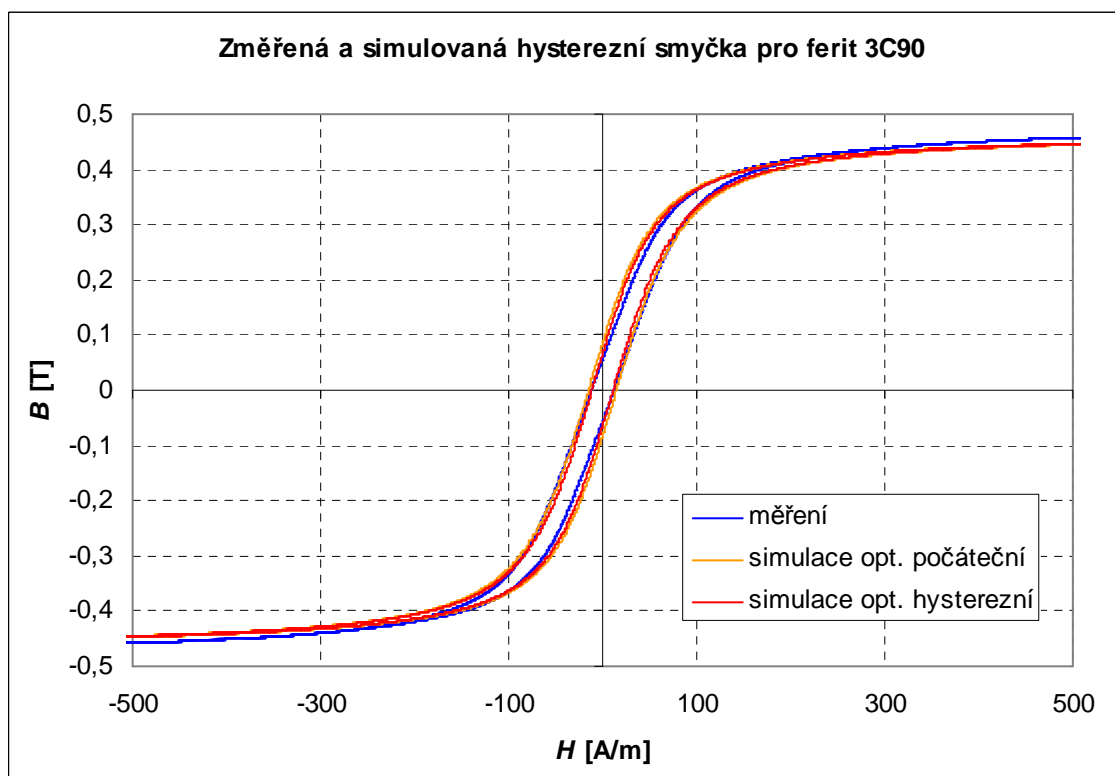
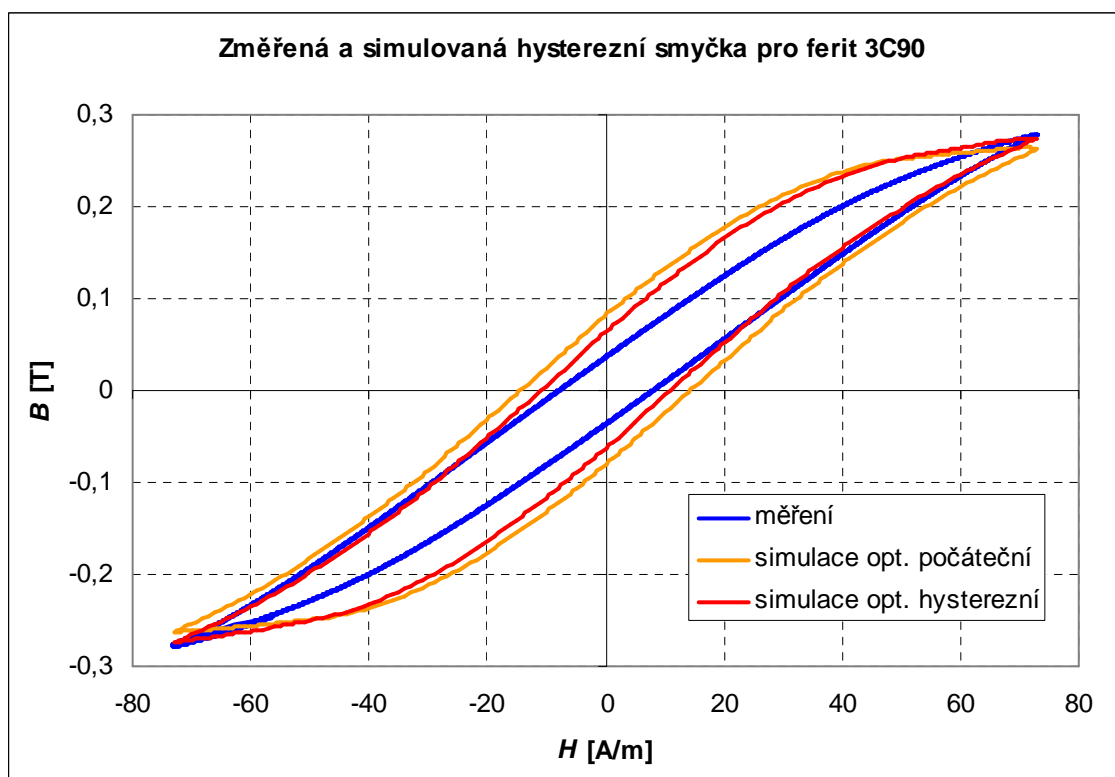
D.1 Statické hysterezní smyčky



D.2 Dynamické hysterezní smyčky – závislost na frekvenci

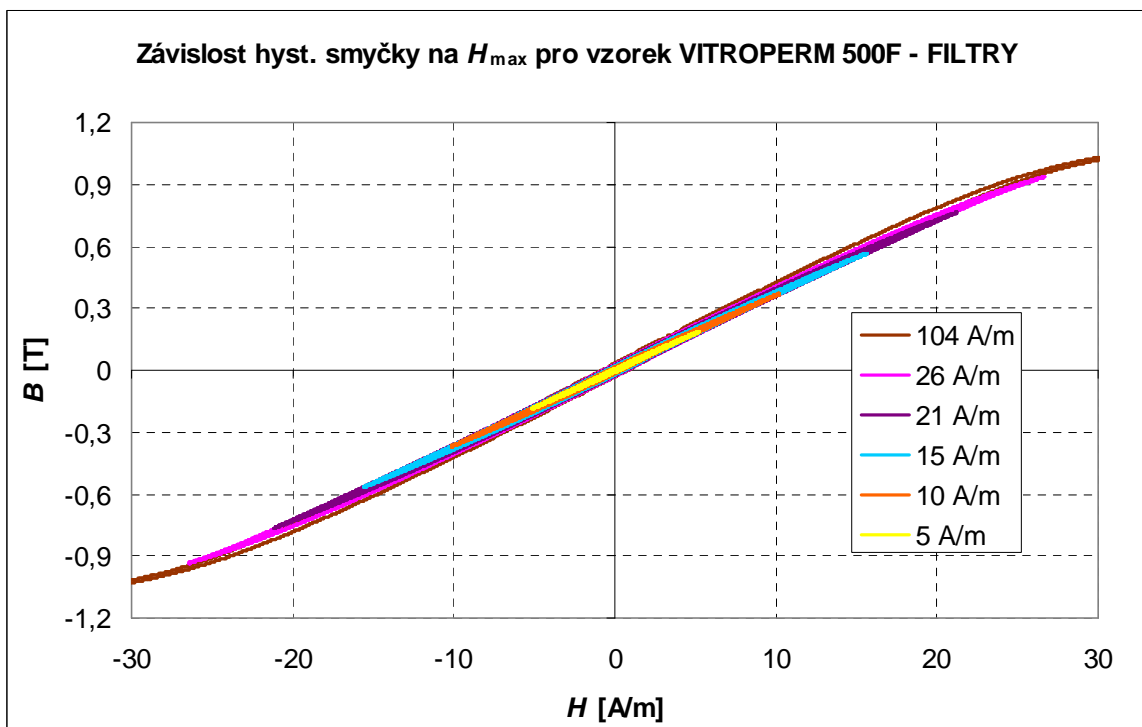
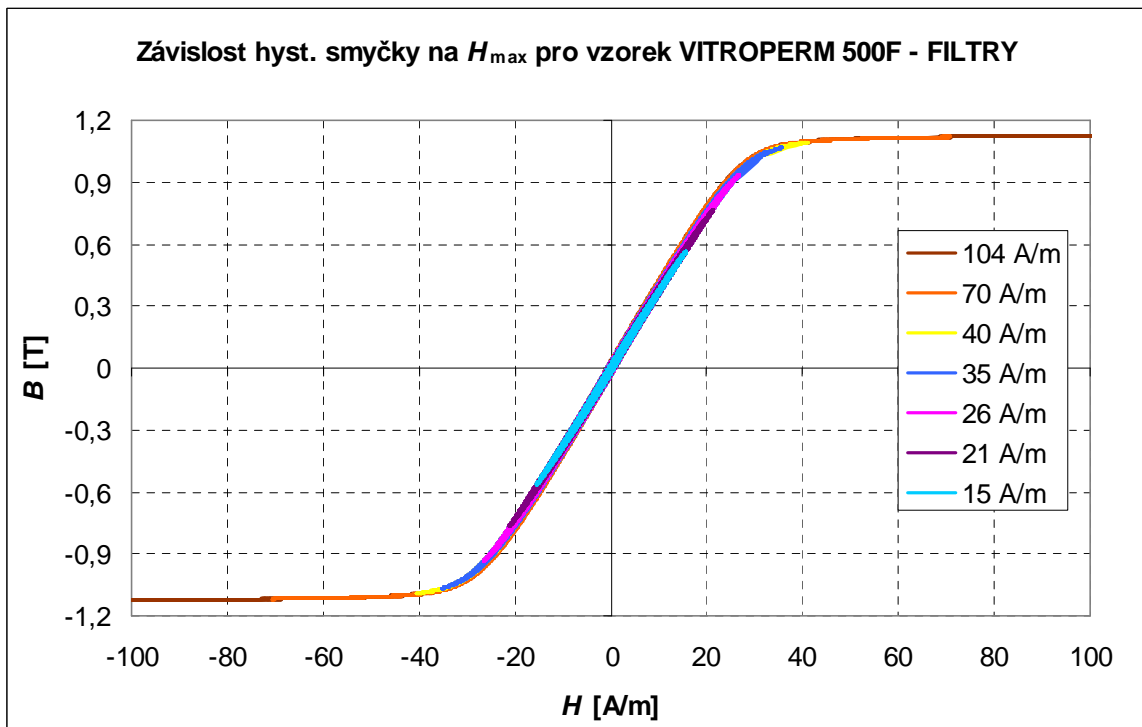


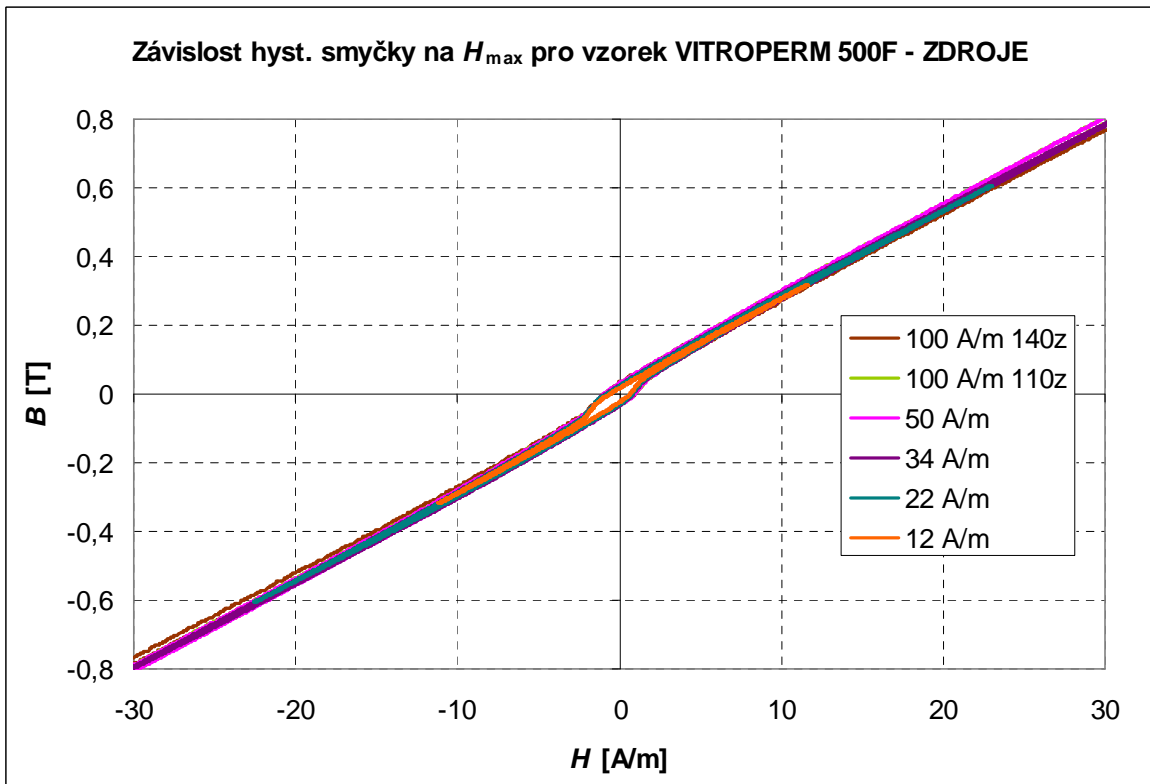
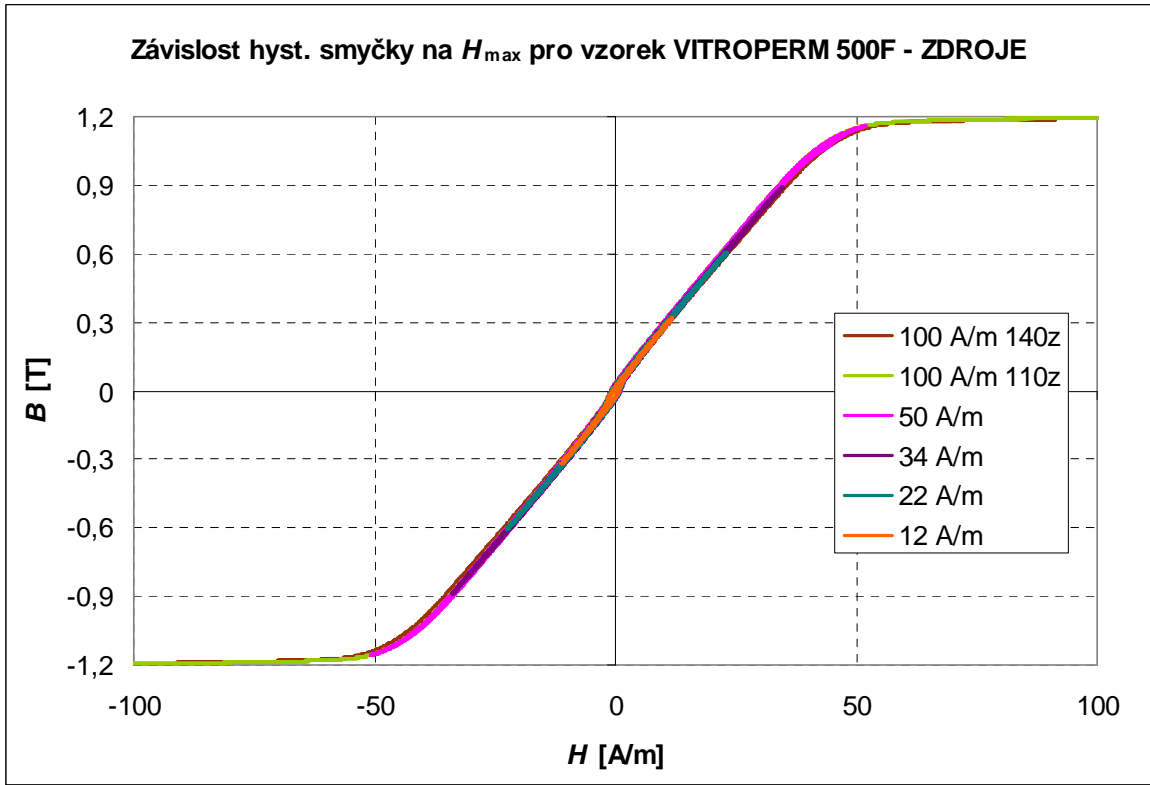
D.3 Hysterezní smyčky – porovnání se simulací



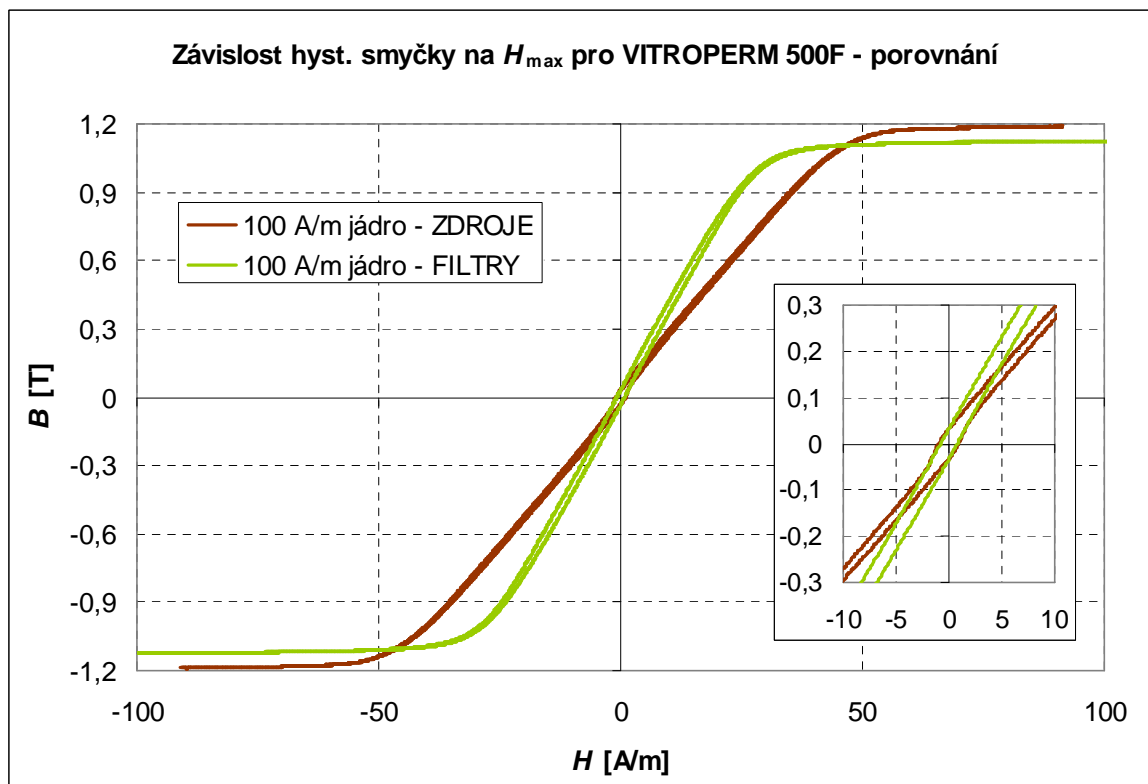
E MATERIÁL VITROPERM 500F

E.1 Statické hysterezní smyčky

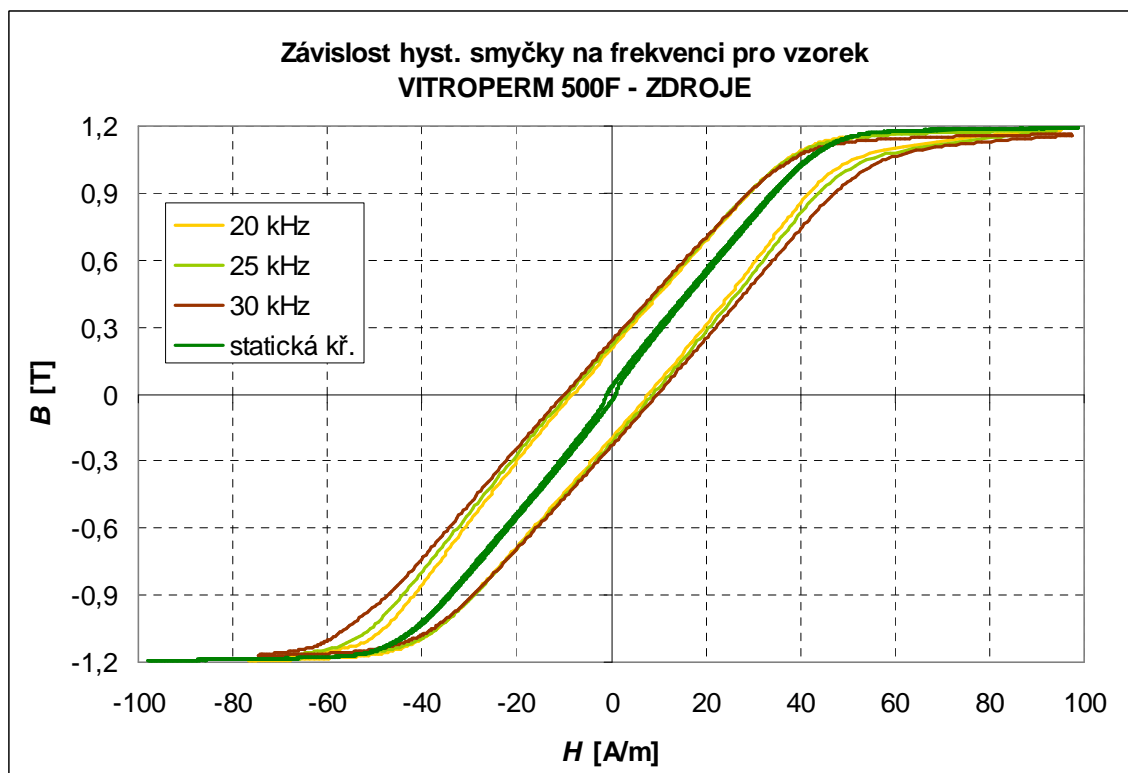
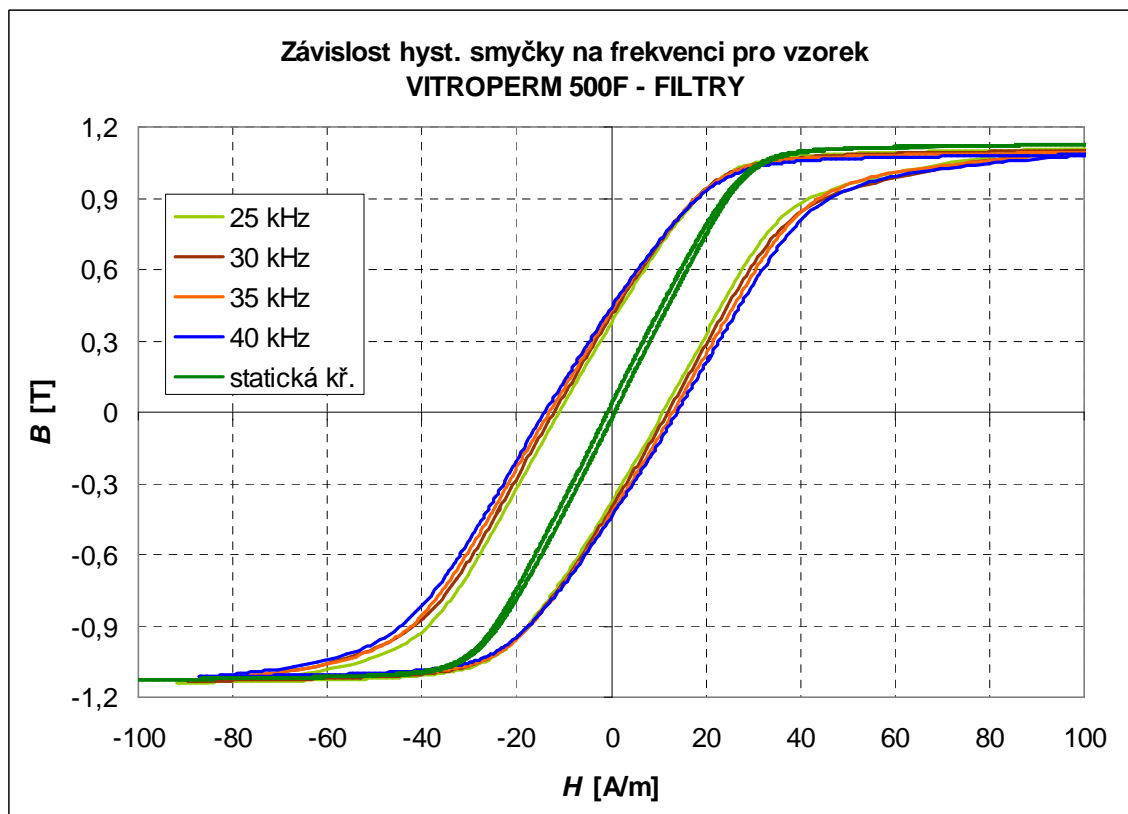




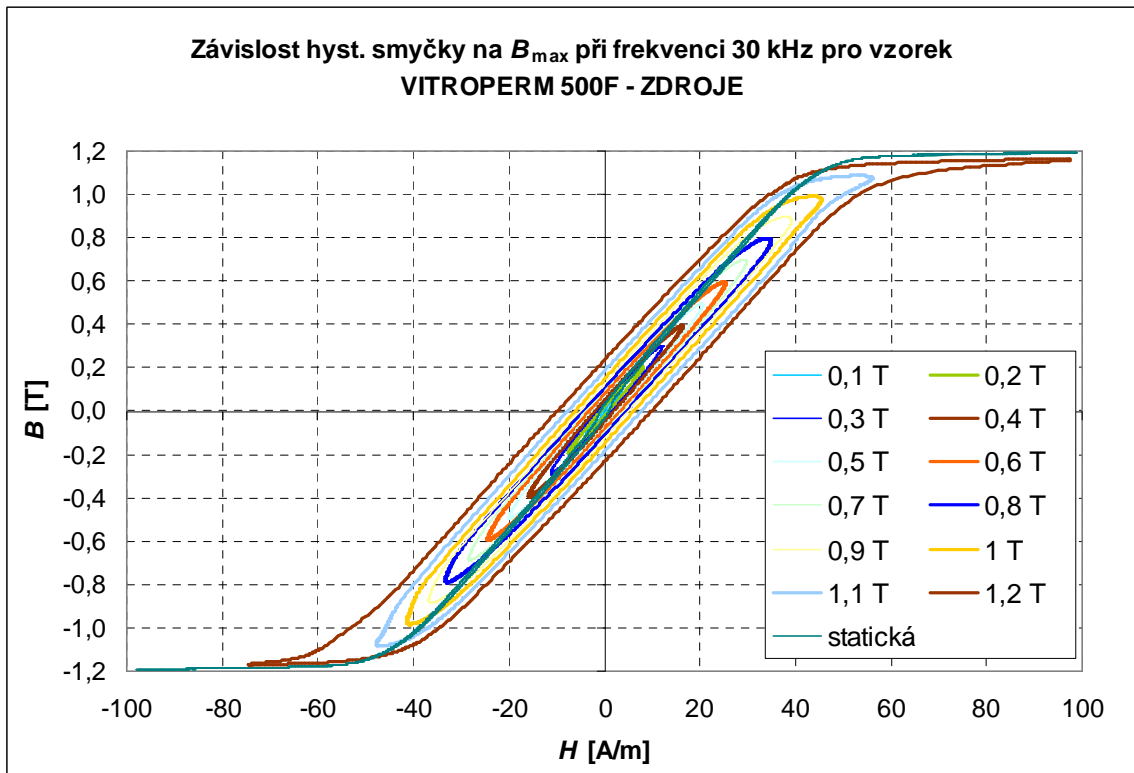
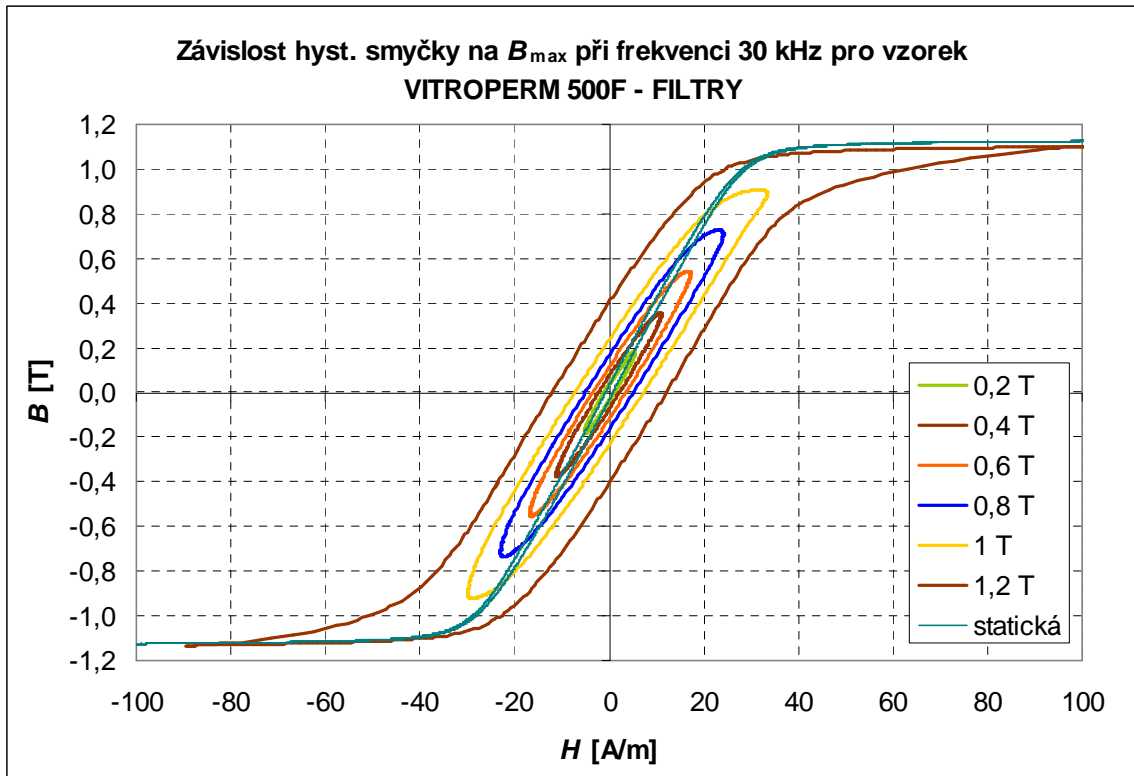
E.2 Porovnání naměřených křivek obou jader



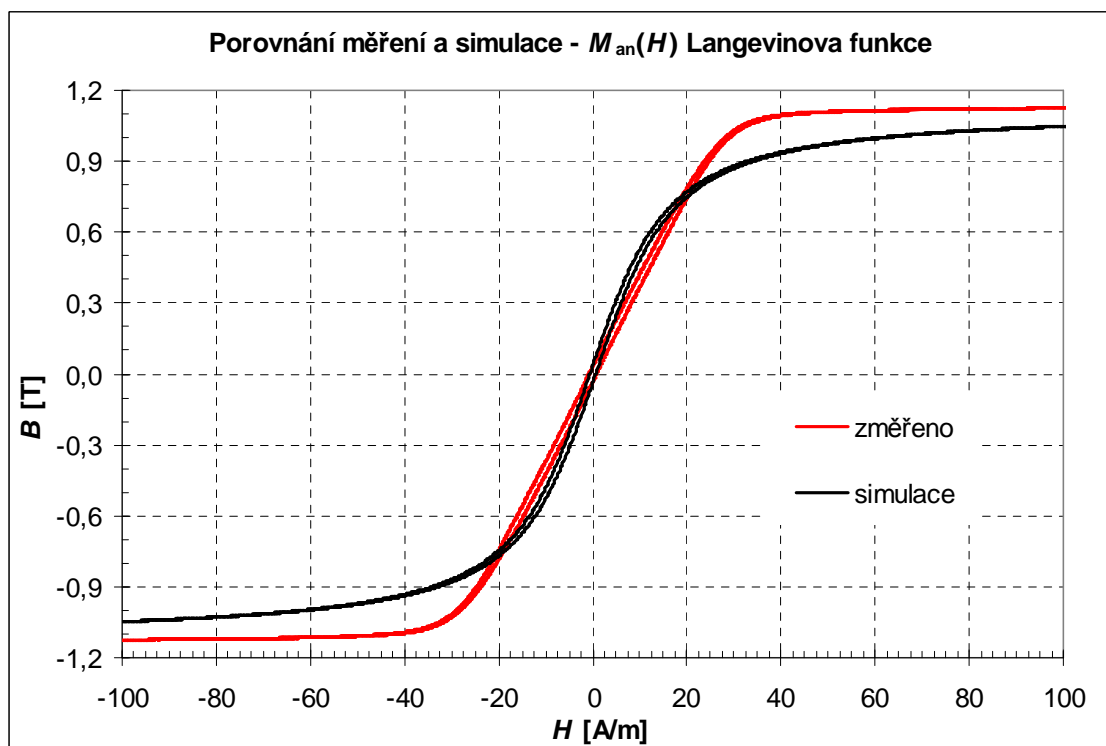
E.3 Dynamické hysterezní smyčky – závislost na frekvenci



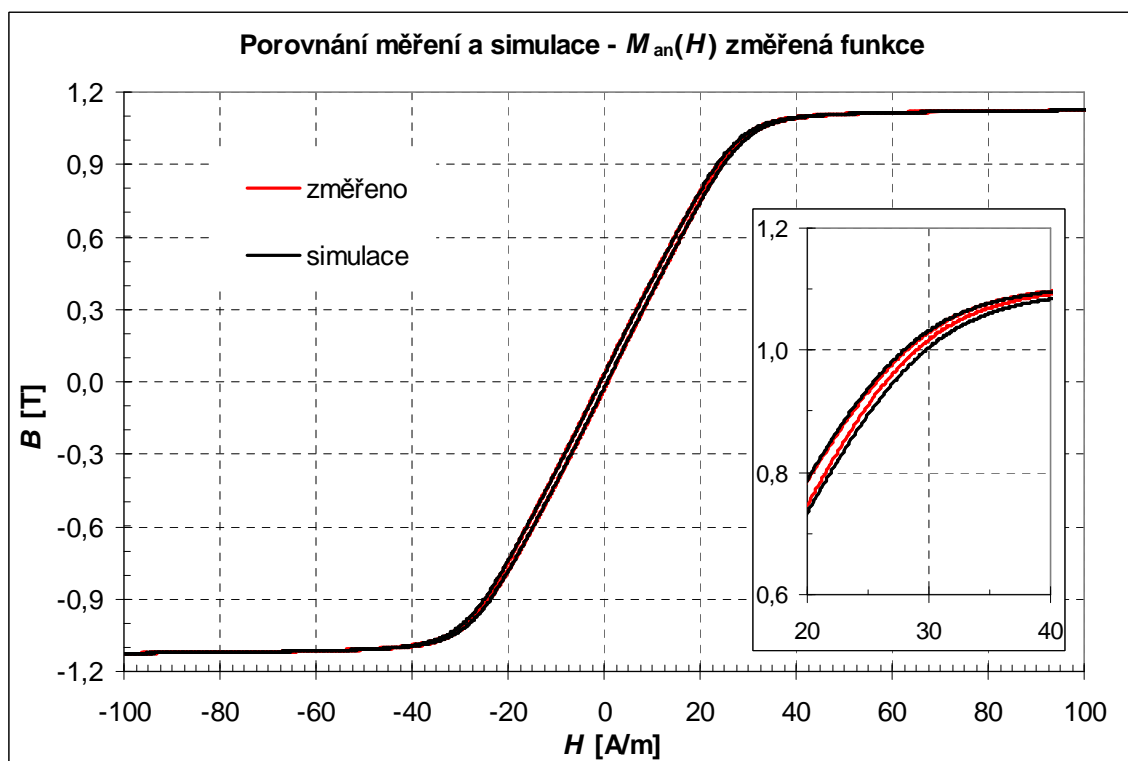
E.4 Závislost na B_{\max} při frekvenci 30 kHz



E.5 Porovnání měření a simulace pro vzorek materiálu VITROPERM 500F – FILTRY

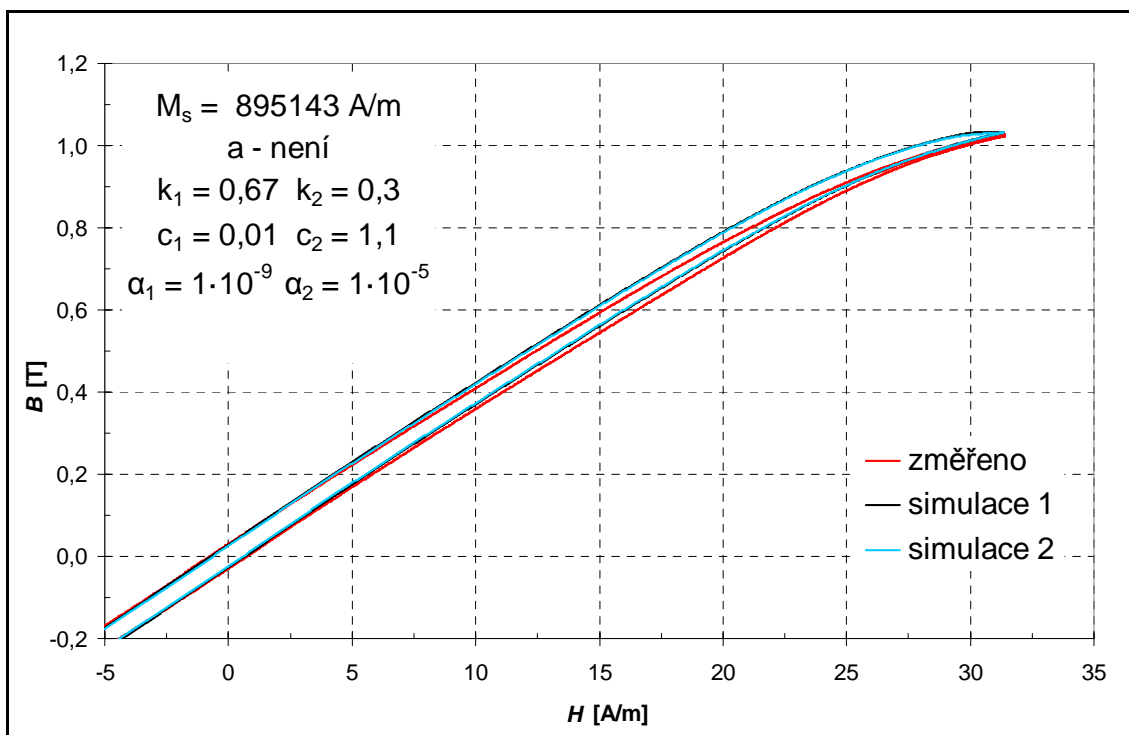
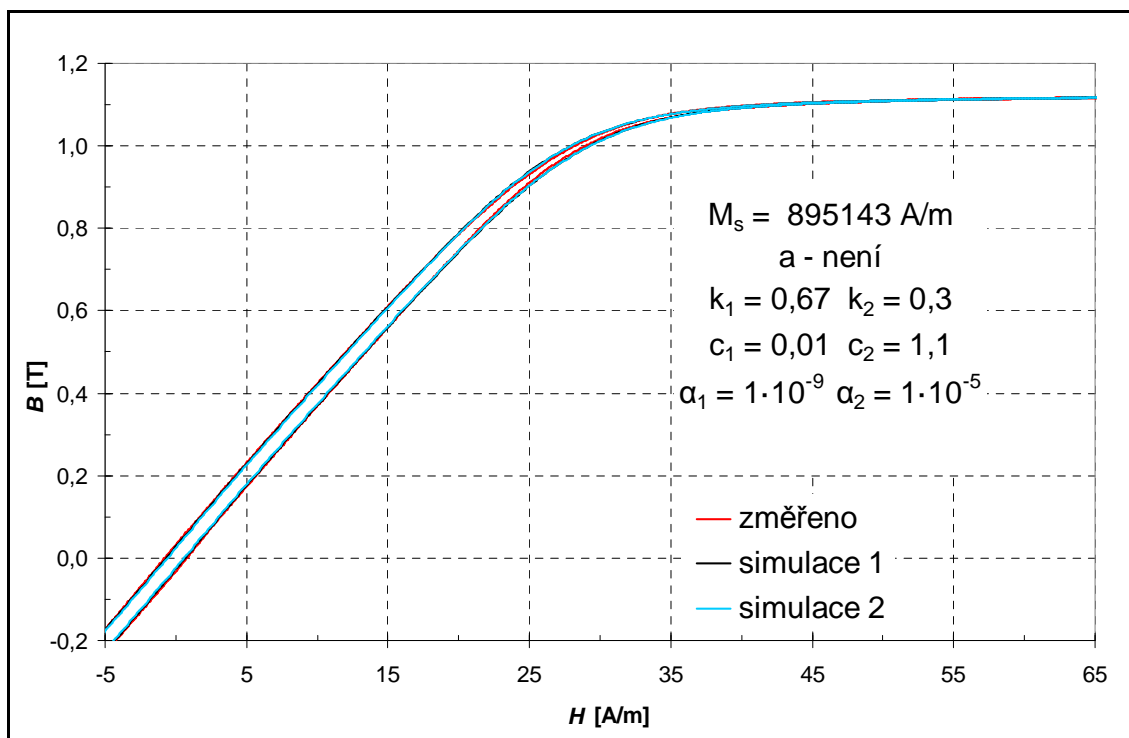


Parametry: $M_s = 895143$ A/m, $a = 7$, $k = 1$, $c = 0,38$, $\alpha = 2,15 \cdot 10^{-6}$



Parametry: $M_s = 895143$ A/m, a – není, $k = 0,67$, $c = 0,01$, $\alpha = 1 \cdot 10^{-9}$

Porovnání měření a simulace – optimalizace parametrů použitím 1 a 2 změřených křivek



Index 1 – optimalizováno pouze pro změřenou saturační křivku

Index 2 – optimalizováno pro 2 změřené křivky

F ZKUŠEBNÍ PŘÍPRAVEK

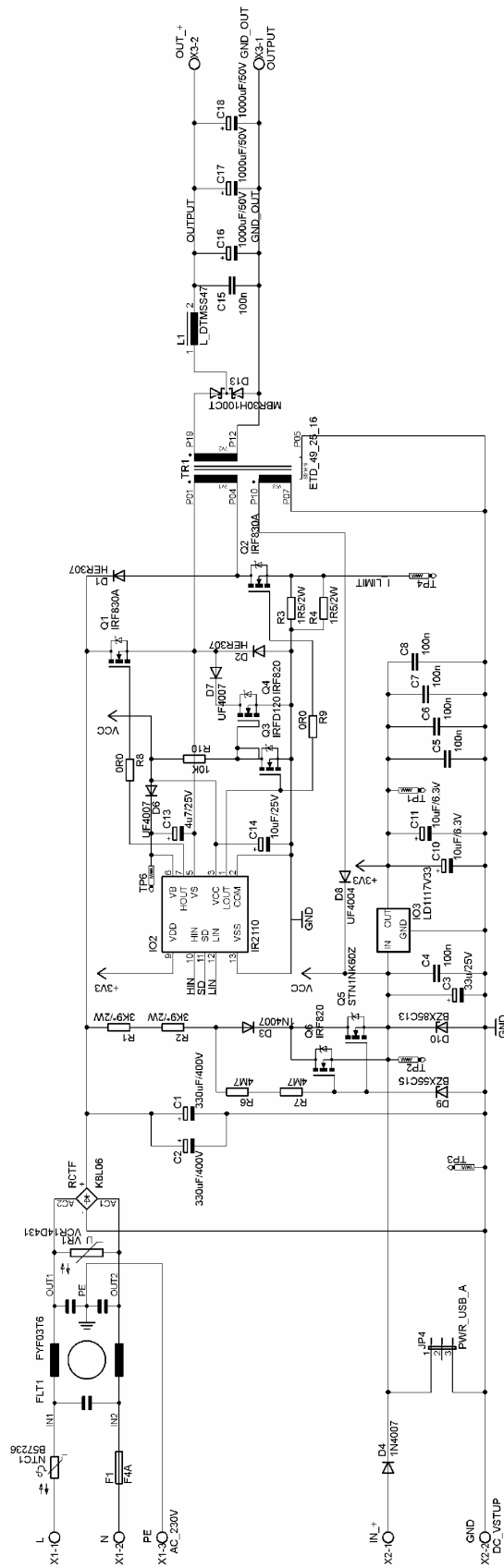
F.1 Seznam součástek

Symbol	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	330uF/400V	EB25D	Elektrolytický kondenzátor
C2	330uF/400V	EB25D	Elektrolytický kondenzátor
C3	33u/25V	E2-5	Elektrolytický kondenzátor
C4	100n	C1206	Keramický kondenzátor
C5	100n	C1206	Keramický kondenzátor
C6	100n	C1206	Keramický kondenzátor
C7	100n	C1206	Keramický kondenzátor
C8	100n	C1206	Keramický kondenzátor
C9	100n	C1206	Keramický kondenzátor
C10	10uF/6.3V	SMC_B	Tantalový kondenzátor
C11	10uF/6.3V	SMC_B	Tantalový kondenzátor
C12	10uF/6.3V	SMC_B	Tantalový kondenzátor
C13	4u7/25V	SMC_C	Tantalový kondenzátor
C14	10uF/25V	SMC_C	Tantalový kondenzátor
C15	100n	C050025X075	MKT kondenzátor min. 50 V
C16	1000uF/50V	E5-13	Elektrolytický kondenzátor
C17	1000uF/50V	E5-13	Elektrolytický kondenzátor
C18	1000uF/50V	E5-13	Elektrolytický kondenzátor
C19	10n*	C1206	Nahrazen tantalovým 10uF/6,3V – viz text
C20	20p*	C1206	Keramický kondenzátor – změna zapojení viz text
C21	100n	C1206	Keramický kondenzátor
C22	100n	C1206	Keramický kondenzátor
C23	100n	C1206	Keramický kondenzátor
C24	4u7/10V	SMC_A	Tantalový kondenzátor
C25	47p	C1206	Keramický kondenzátor
C26	47p	C1206	Keramický kondenzátor
C27	10n	C1206	Keramický kondenzátor
D1	HER307	DO201-15	Rychlá dioda 3A/700V
D2	HER307	DO201-15	Rychlá dioda 3A/700V
D3	1N4007	DO41-10	Usměrňovací dioda 1A/1000V
D4	1N4007	DO41-10	Usměrňovací dioda 1A/1000V
D5	1N4007	DO41-10	Usměrňovací dioda 1A/1000V
D6	UF4007	DO41-10	Rychlá dioda 1A/1000V
D7	UF4007	DO41-10	Rychlá dioda 1A/1000V
D8	UF4004	DO41-10	Rychlá dioda 1A/400V
D9	BZX55C15	DO35Z10	Zenerova dioda 15V

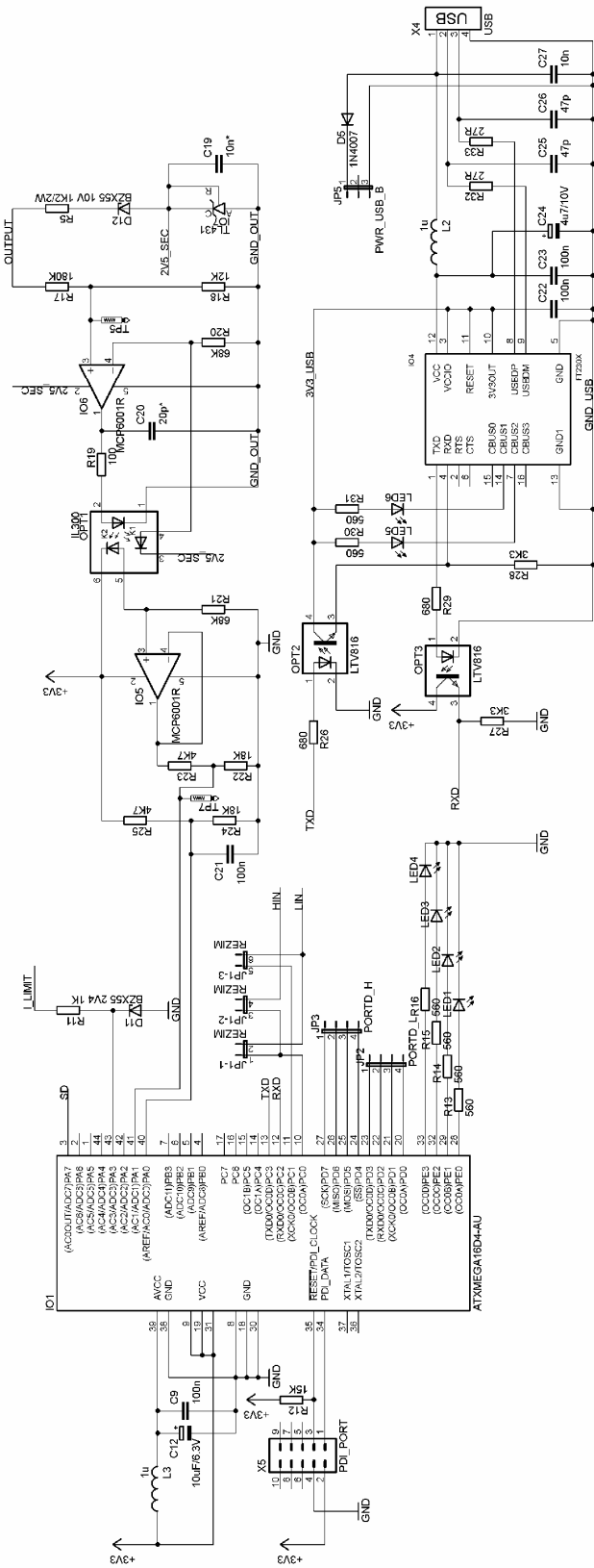
Symbol	Hodnota	Pouzdro	Popis
D10	BZX85C13	DO41Z10	Zenerova dioda 13V
D11	BZX55 2V4	DO35Z10	Zenerova dioda 2V4
D12	BZX55 10V	DO35Z10	Zenerova dioda 10V – nahrazena propojkou
D13	MBR30H100CT	TO220S	Dvojitá Schottky dioda
F1	F4A	SH25	Držák pojistky 5x20mm, grid 25 mm
FLT1	FYF03T6	FYFXXT6	Odrušovací filtr FYF03T6
IO1	ATXMEGA16D4-AU	TQFP44	Mikroprocesor Atmel ATxmega16D4
IO2	IR2110	DIL14	Budič MOS tranzistorů
IO3	LD1117V33	TO220S	Napěťový stabilizátor 3,3 V
IO4	FT230X	TSSOP16	Převodník USART/USB
IO5	MCP6001R	SOT23-5	OZ 2,7 V až 6,0 V Single Supply CMOS
IO6	MCP6001R	SOT23-5	OZ 2,7 V až 6,0 V Single Supply CMOS
IO7	TL431	TO92-CLP	Napěťová reference 2,5 V
JP1	REZIM	JP3Q	Lišta 3 × 2 pinů
JP2	PORTD_L	JP4	Lišta 4 × 1 pinů
JP3	PORTD_H	JP4	Lišta 4 × 1 pinů
JP4	PWR_USB_A	JP2	Lišta 3 × 1 pinů
JP5	PWR_USB_B	JP2	Lišta 3 × 1 pinů
L1	L_DTMSS47	SFT1247	Tlumivka 330uH / 10 A
L2	1u	L2012C	Feritová tlumivka 600 Ohm / 100 MHz
L3	1u	L2012C	Feritová tlumivka 600 Ohm / 100 MHz
LED1		LED3MM	Nízkopříkonová LED
LED2		LED3MM	Nízkopříkonová LED
LED3		LED3MM	Nízkopříkonová LED
LED4		LED3MM	Nízkopříkonová LED
LED5		LED3MM	Nízkopříkonová LED
LED6		LED3MM	Nízkopříkonová LED
NTC1	B57236	B57236	Termistor B57235S0509M 5 Ohm / 4,2 A
OPT1	IL300	DIL08	Lineární optočlen
OPT2	LTV816	DIL04	Optočlen
OPT3	LTV816	DIL04	Optočlen
Q1	IRF830A	TO220BV	N-kanál MOS FET 500 V / 4,5 A
Q2	IRF830A	TO220BV	N-kanál MOS FET 500 V / 4,5 A
Q3	IRFD120	DIL04	N-kanál MOS FET 100 V / 1,3 A
Q4	IRF820	TO220BV	N-kanál MOS FET 500 V / 2,5 A
Q5	STN1NK60Z	SOT223	N-kanál MOS FET 600V / 0,8 A
Q6	IRF820	TO220BV	N-kanál MOS FET - neosazen
R1	3K9*/2W	0411/15	Rezistor
R2	3K9*/2W	0411/12	Rezistor
R3	1R5/2W	0411/12	Rezistor – změna na 1R0/2W
R4	1R5/2W	0411/12	Rezistor – změna na 1R0/2W
R5	1K2/2W	0411/12	Rezistor
R6	4M7	0207/12	Rezistor

Symbol	Hodnota	Pouzdro	Popis
R7	4M7	0207/12	Rezistor
R8	0R0	0207/15	Propojka
R9	0R0	0207/12	Propojka
R10	10K	0207/10	Rezistor
R11	1K	0207/15	Rezistor
R12	15K	R1206	Rezistor
R13	560	R1206	Rezistor
R14	560	R1206	Rezistor
R15	560	R1206	Rezistor
R16	560	R1206	Rezistor
R17	180K	R1206	Rezistor
R18	12K	R1206	Rezistor
R19	100	R1206	Rezistor
R20	68K	R1206	Rezistor
R21	68K	R1206	Rezistor
R22	18K	R1206	Rezistor
R23	4K7	R1206	Rezistor
R24	18K	R1206	Rezistor
R25	4K7	R1206	Rezistor
R26	680	R1206	Rezistor
R27	3K3	R1206	Rezistor
R28	3K3	R1206	Rezistor
R29	680	R1206	Rezistor
R30	560	R1206	Rezistor
R31	560	R1206	Rezistor
R32	27R	R1206	Rezistor
R33	27R	R1206	Rezistor
RCTF	KBL06	KBL	Diodový můstek – 4 A / 600 V
TR1	ETD_49_25_16	ETD49	Transformátor – viz text
VR1	VCR14D431	S14K17	Varistor VCR14D431K
X1	AC_230V	W237-3E	Konektor se 3 šroubovacími svorkami
X2	DC_VSTUP	W237-132	Konektor se 2 šroubovacími svorkami
X3	OUTPUT	W237-132	Konektor se 2 šroubovacími svorkami
X4	USB	USB	USB konektor do DPS
X5	PDI_PORT	ML10	10pinový konektor

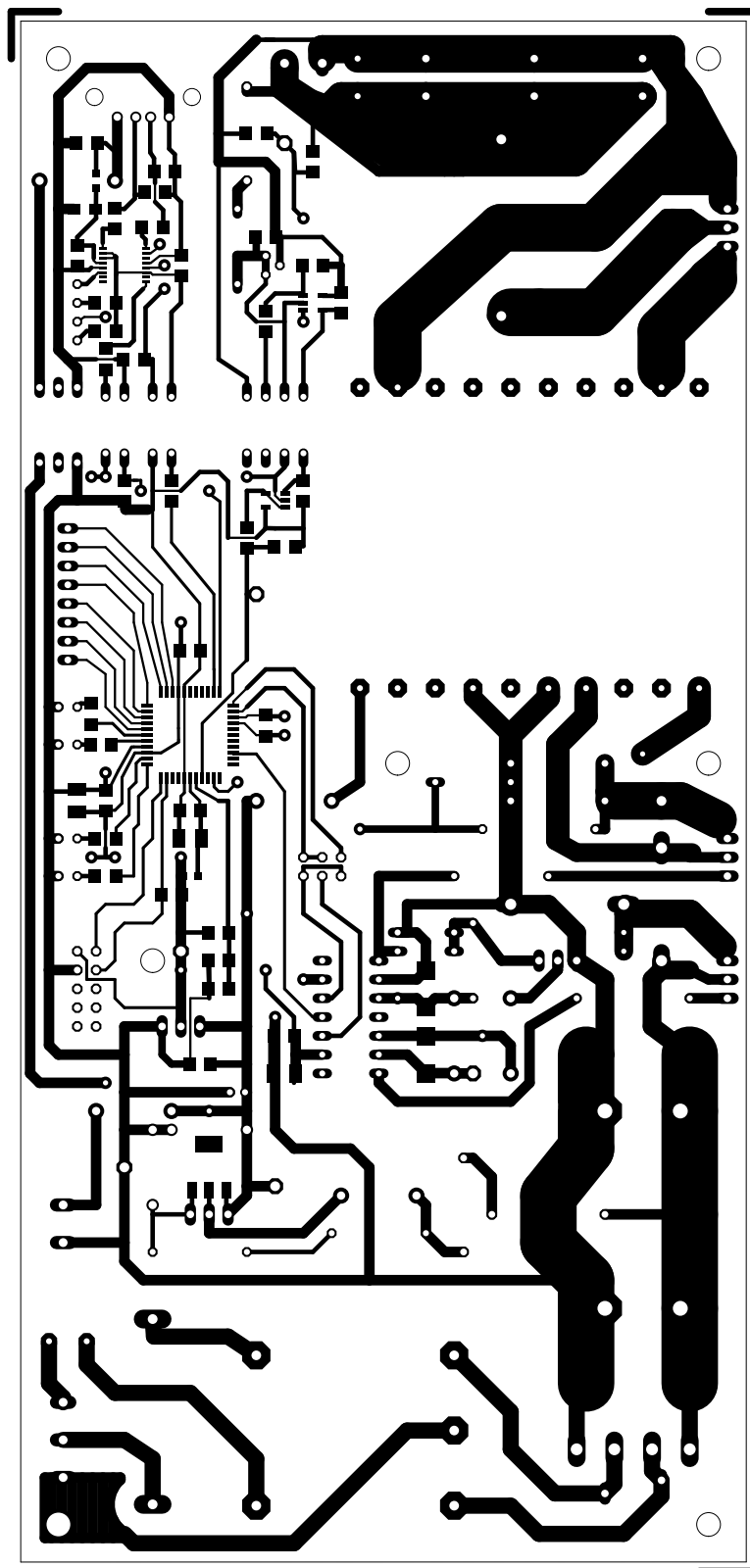
F.2 Schéma zapojení – část 1 – silová část



F.3 Schéma zapojení – část 2 – řízení, regulace, komunikace

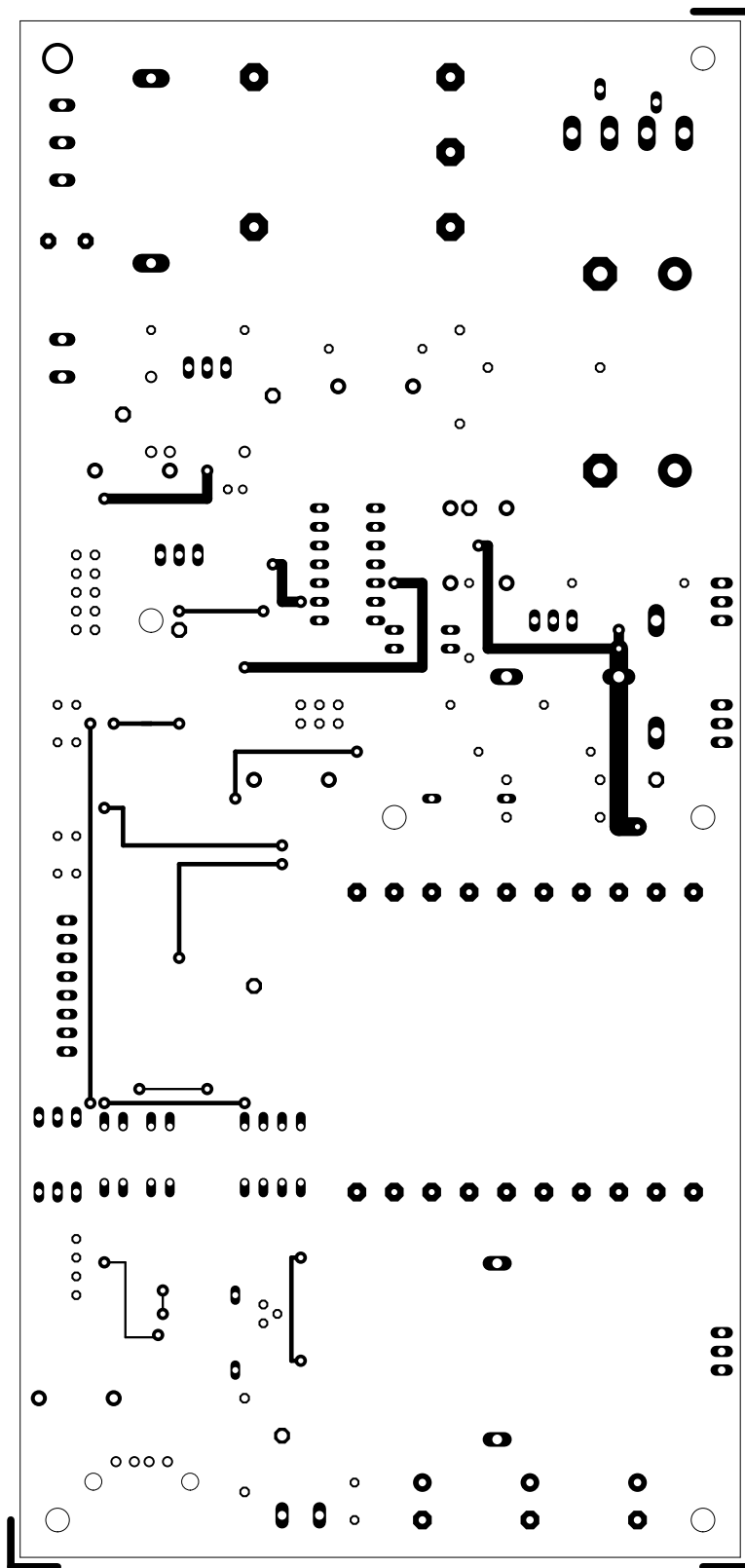


F.4 Deska plošného spoje – strana BOTTOM (strana spojů)



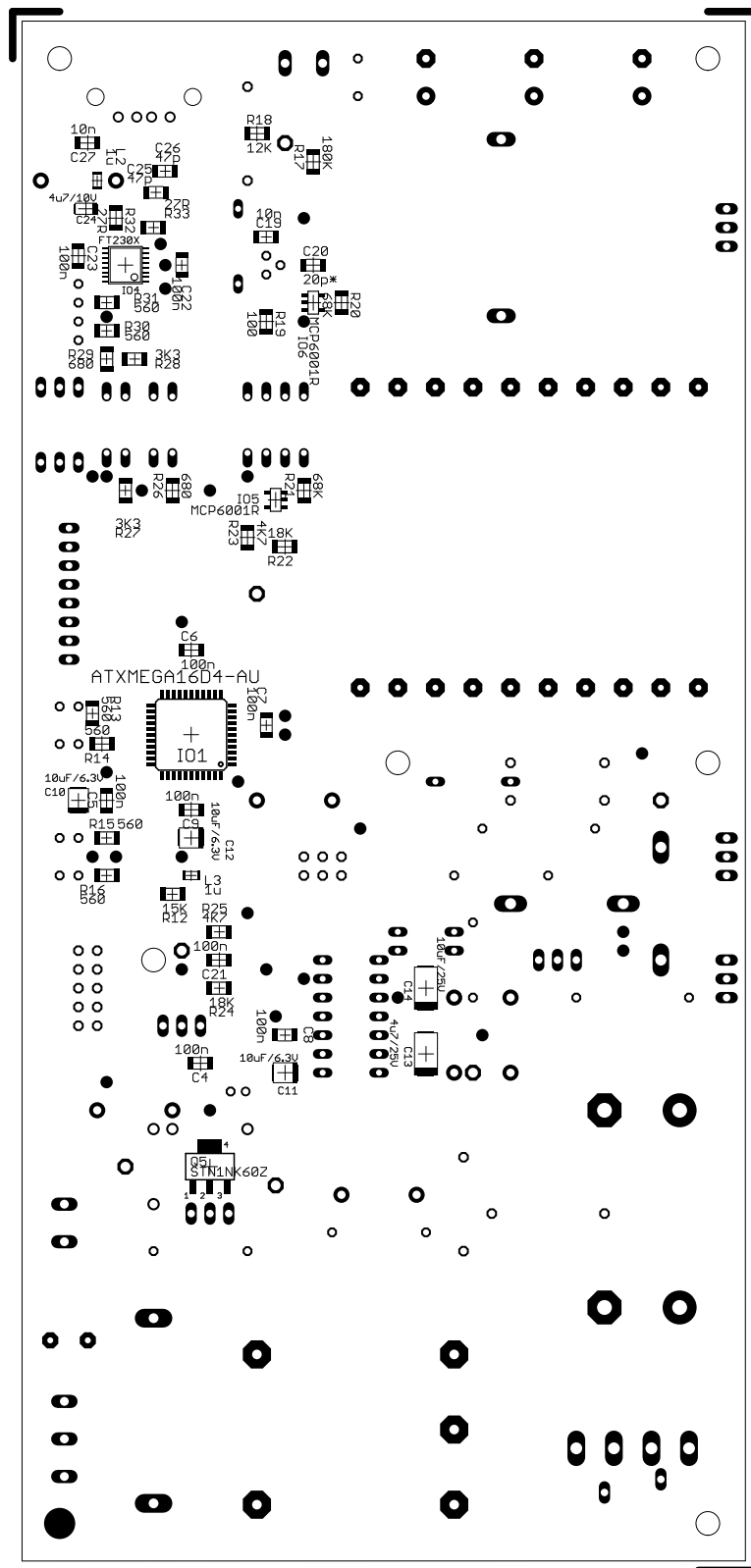
Rozměry desky: 20,8 cm × 9,8 cm, měřítko 1:1

F.5 Deska plošného spoje – strana TOP (strana součástek)



Rozměry desky: 20,8 cm × 9,8 cm, měřítko 1:1

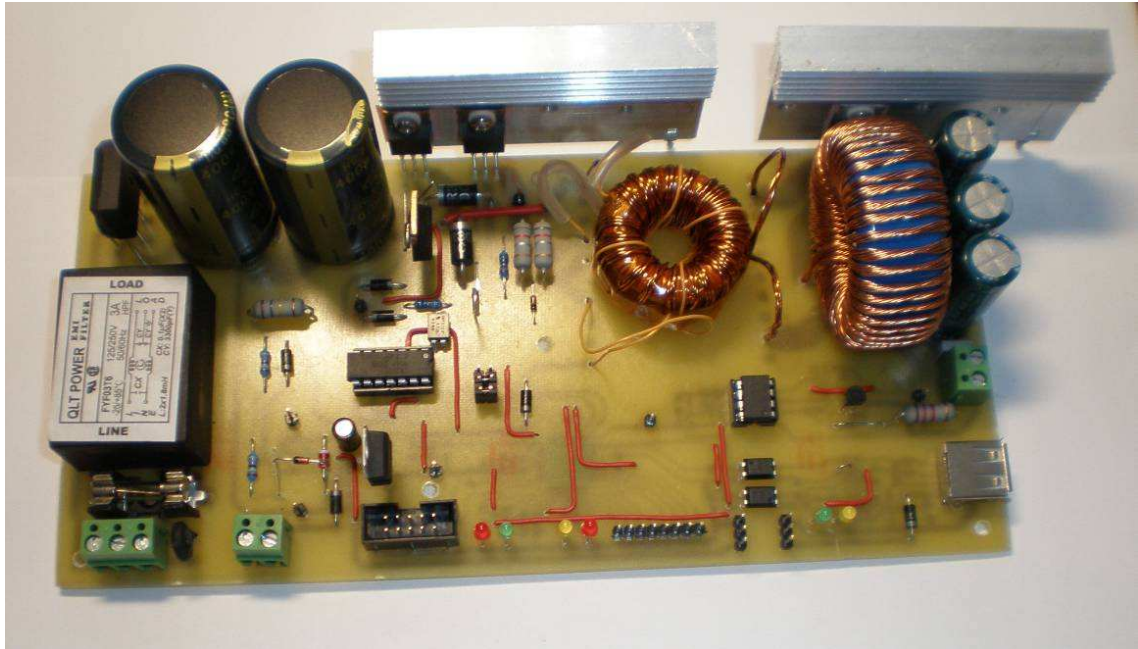
F.6 Osazovací plán – strana BOTTOM (strana spojů)



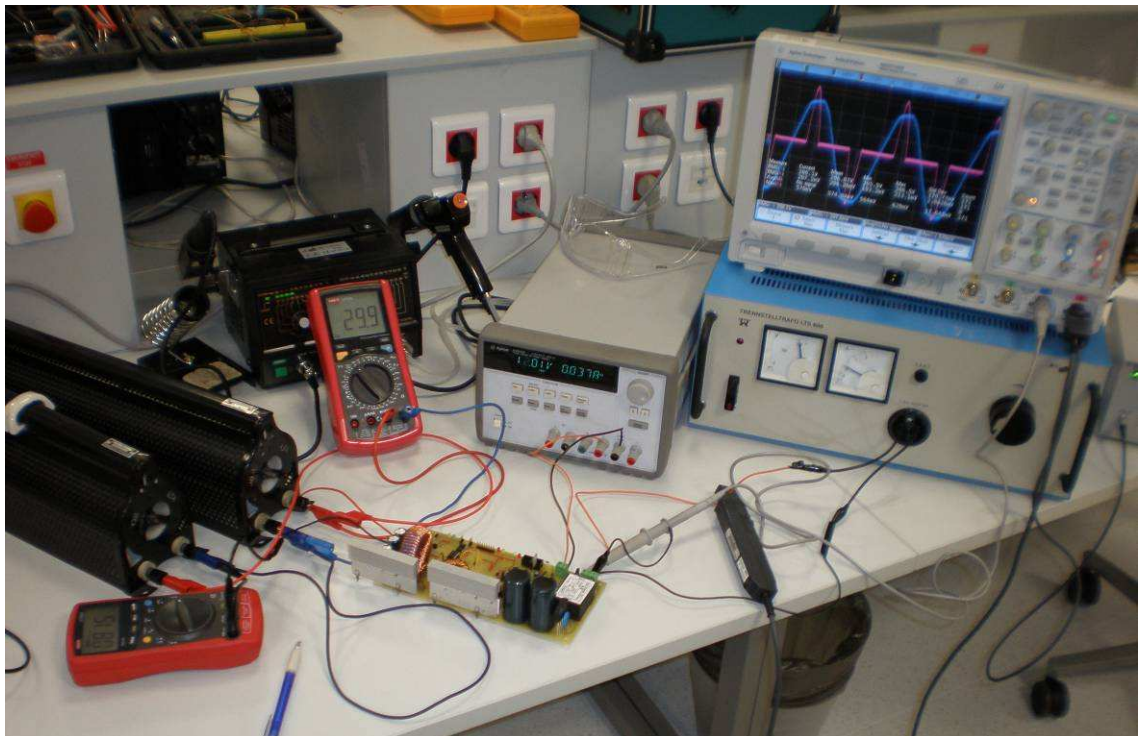
Rozměry desky: 20,8 cm × 9,8 cm, měřítko 1:1

G FOTOGRAFIE PŘÍPRAVKU

G.1 Osazená deska s nanokrystalickým jádrem

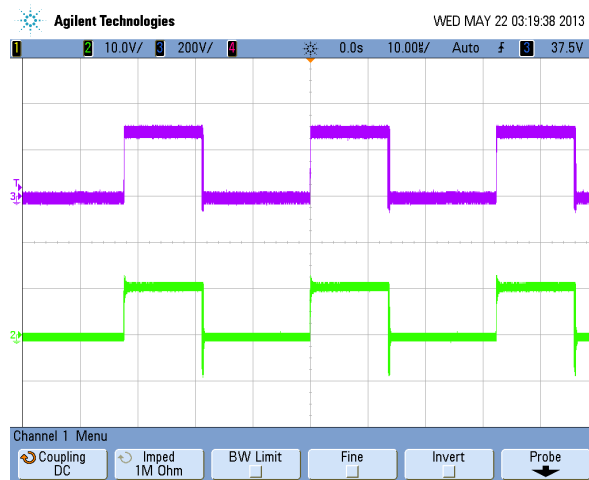


G.2 Měření účinnosti

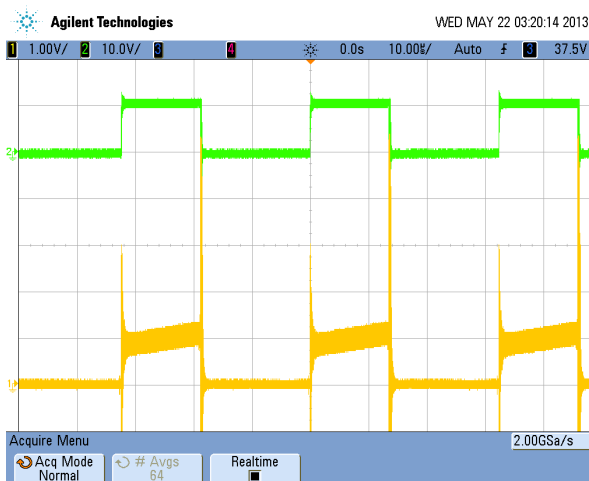


G.3 Naměřené průběhy

Spínání tranzistorů – gate tranzistoru Q1 – fialová, gate tranzistoru Q2 - zelená



Průběh napětí na gate tranzistoru Q2 (zelená) bočníku snímajícím proud (žlutá)



Průběh napětí (fialová) a proudu (ružová) na vstupu měniče

