

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Katedra:

Akademický rok: 2006/2007

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Jméno a příjmení: Pavel Chvátlina

studijní program: B 2612 – Elektrotechnika a informatika

obor: 2612R011 – Elektronické informační a řídicí systémy

Vedoucí katedry Vám ve smyslu zákona o vysokých školách č.111/1998 Sb. určuje tuto bakalářskou práci:

Název tématu: **Optimalizace řízení transformátoru se ss. vazbou**

Zásady pro vypracování:

1. Seznamte s navrženým systémem, který řídí výstupní napětí transformátoru pomocí stejnosměrné složky magnetické indukce.
2. Optimalizujte hardware navrženého systému.
3. Optimalizujte řídicí algoritmus.
4. Ověřte funkci celého systému a chování celého systému podrobně popište.
5. K vytvořenému systému vytvořte přehlednou technickou dokumentaci.

Rozsah grafických prací: dle potřeby dokumentace

Rozsah průvodní zprávy: cca 40 stran

Seznam odborné literatury:

[1] Krejčířík, Alexandr. Spínané napájecí zdroje s obvody TOPSwitch. 1. vyd. Praha : BEN, 2002. 397 s. ISBN 80-7300-031-8

[2] Faktor, Zdeněk. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. 1. vyd. Praha : BEN, 2002. 243 s. ISBN 80-86056-91-0

[3] Petrov G. N. Elektrické stroje 1, Úvod - Transformátory. 3. dopl. vyd. Praha: Academia, 1980.

[4] Janeček J. Projektování mikropočítačových systémů. 1. vyd. Praha: ČVUT, 1996. 131 s. ISBN 80-01-01289-1

[5] List V. a kol., Technický průvodce – Elektrotechnika III, Elektrické stroje. Druhé přepracované vydání, Praha, 1963. 04-505-64.

Vedoucí bakalářské práce: Ing. Leoš Beran

Konzultant: Ing. Martin Diblík

Zadání bakalářské práce:

2. 10. 2006

Termín odevzdání bakalářské práce:

18. 5. 2007

L.S.

.....
Vedoucí katedry

.....
Děkan

V Liberci dne 2.10.2006

Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé BP, a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé bakalářské práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom toho, že užít své bakalářské práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Bakalářskou práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum:

Podpis:

Abstrakt

Klíčová slova: transformátor, přesycení jádra, sytící cívka, stabilizace napětí

V této práci je popsána funkce a optimalizace metody řízení transformátoru stejnosměrnou vazbou. Tato metoda je použita z důvodu stabilizace efektivní hodnoty napětí 230 V na sekundárním vinutí jednofázového transformátoru při kolísání síťového napětí. Primární a sekundární cívka je navinuta tak, aby měl transformátor převod 1,085 a výstupní napětí tak bylo vždy vyšší než napětí na vstupu. Na požadovanou hodnotu 230 V je výstupní napětí snižováno přesycováním jádra pomocí tzv. sytící cívky, která je navinuta na středním sloupku téhož jádra.

Sycení či přesycování je možné provádět díky tvaru hysterezní smyčky jádra, která vyjadřuje závislost mezi magnetickou indukcí a intenzitou magnetického pole. Průchodem stejnosměrného proudu sytící cívkou se intenzita magnetického pole zvětší a hysterezní smyčka se posune. Díky tomu vzroste magnetický odpor jádra, napětí indukované v sekundární cívce se utlumí a jeho efektivní hodnota se tak sníží. Vlivem přesycení jádra dojde ke zkreslení výstupního napětí a proudu, což je hlavní nevýhodou této metody.

Efektivní hodnota 230 V je na výstupu transformátoru udržována pomocí zpětnovazebního obvodu, který je řízen mikrokontrolérem. Řízení je prováděno změnou velikosti proudu, tekoucího do sytící cívky. Střední hodnota tohoto proudu je regulována spínáním tranzistoru, který je zapojen mezi zdrojem stejnosměrného napětí a sytící cívkou. Obvod byl optimalizován tak, aby byl stejnosměrný zdroj připojen na sekundární vinutí transformátoru. Zdroj je tedy součástí stejnosměrné zpětné vazby, takže transformátor napájí svoji vlastní sytící cívku.

Vývoj celého zpětnovazebního obvodu je v této práci podrobně popsán, stejně jako funkce jednotlivých elektronických prvků, které jsou v obvodu použity.

Abstract

Key words: transformer, oversaturation of core, saturating coil, stabilization of voltage

In this thesis there is described a function and optimalization of the method of controlling a transformer with a direct-current coupling. This method is adopted to ensure a stabilization of the effective value voltage of 230 V on a secondary winding of a single-phase transformer at a supply voltage fluctuation. Primary and secondary coil is wound so that the transformer ratio is 1,085 and an output voltage is always higher than a voltage on input. The output voltage is reduced to the desired value of 230 V by oversaturation of a transformer core by means of so-called saturating coil that is wound on the middle column of a core.

The saturation or oversaturation can be performed due to the shape of a hysteresis loop of a core that represents a dependence between the magnetic induction and the magnetic field strength. With a direct current flowing through the saturating coil the magnetic field strength increases and the hysteresis loop moves. Due to this fact a reluctance of a core increases, generated voltage in a secondary coil suppresses and its effective value is reduced. Because of the fact of the oversaturation of the core there comes to a distortion of both the output voltage and current which is the main disadvantage of this method.

The effective value of 230 V on the output of the transformer is kept by means of the feedback circuit that is controlled by a microcontroller. This control is performed by changing the current flowing to the saturating coil. The average value of this current is regulated by switching the transistor which is connected between the source of the direct voltage and the saturating coil. The circuit was optimised - the direct source had been connected to the transformer secondary winding. Now the source is a part of the direct feedback so that the transformer supplies its own saturating coil.

In this thesis the development of the whole feedback circuit as well as the function of single electronic elements used in the circuit have been described in detail.

Obsah

ABSTRAKT	6
ABSTRACT.....	7
OBSAH	8
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	9
ÚVOD.....	11
1. ŘÍZENÍ PŘEVODU TRANSFORMÁTORU	12
1.1 ŘÍZENÍ PŘEVODU TRANSFORMÁTORU ZMĚNOU POČTU ZÁVITŮ	12
1.2 ŘÍZENÍ PŘEVODU TRANSFORMÁTORU PŘESYCOVÁNÍM JÁDRA	14
2. KONSTRUKCE TRANSFORMÁTORU.....	20
2.1 TRANSFORMÁTOR S JÁDREM TYPU EI.....	21
2.2 PŘESYCOVÁNÍ JÁDRA POMOCÍ SYTÍČÍHO VINUTÍ	24
3. ZPĚTNOVAZEBNÍ OBVOD.....	27
4. OPTIMALIZACE ŘÍZENÍ STEJNOSMĚRNÉ ZPĚTNÉ VAZBY	31
4.1 ANALOGOVÁ VERZE ZPĚTNOVAZEBNÍHO OBVODU	31
4.2 ZPĚTNOVAZEBNÍ OBVOD ŘÍZENÝ MIKROKONTROLÉREM.....	37
4.3 OPTIMALIZACE PROGRAMU MIKROKONTROLÉRU	44
4.3.1 Úpravy snímacího obvodu.....	47
4.4 DOBA ODEZVY ZPĚTNOVAZEBNÍHO OBVODU	51
5. KONEČNÁ VERZE ZPĚTNOVAZEBNÍHO OBVODU	54
5.1 OVĚŘENÍ FUNKCE ZPĚTNOVAZEBNÍHO OBVODU	56
5.1.1 Průběhy měřených veličin.....	59
ZÁVĚR	68
LITERATURA.....	70

Seznam použitých symbolů a zkratek

A_U	[-]	napěťové zesílení operačního zesilovače
B	[T]	magnetická indukce
$B_{\max}$	[T]	maximální indukce nasycení jádra
E_m	[A]	magnetomotorické napětí
ESR	[Ω]	ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru
f	[Hz]	frekvence
f_{vz}	[Hz]	vzorkovací frekvence
f_{sp}	[Hz]	spínací frekvence tranzistoru
f_{osc}	[Hz]	frekvence mikrokontroléru
H	[A/m]	intenzita magnetického pole
$H_{1\max}, H_{2\max}$	[A/m]	maximální intenzita magnetického pole
H_{SS}	[A/m]	intenzita magnetického pole stejnosměrné složky toku
I_1, I_2	[A]	primární a sekundární proud
$I_S, I_{S\max}$	[A]	syťící proud a maximální syťící proud
I_D	[A]	proud tranzistoru
$I_{F(RMS)}$	[A]	propustný proud diody
I_{V0}	[A]	proud tekoucí nulovou diodou V0
L	[H]	indukčnost
l_s	[m]	střední délka indukční čáry
N	[-]	počet vzorků
p	[-]	převod transformátoru
P_D	[W]	ztrátový výkon tranzistoru
$P_{S\max}$	[W]	maximální výkon zdroje pro syťící cívkou
R	[Ω]	činný odpor
R_S	[Ω]	odpor syťícího vinutí
$r_{DS(ON)}$	[Ω]	odpor tranzistoru v sepnutém stavu
R_m	[H/m]	magnetický odpor
$RZ_{\max}$	[-]	maximální počet regulačních zásahů
S	[m ²]	plocha daná průřezem magnetického obvodu (jádra)
S_1, S_2	[-]	střed souřadného systému
$S_{T2\max}$	[VA]	maximální výkon transformátoru T2
t	[s]	čas

t_{rr}	[s]	doba zotavení diody v závěrném směru
T, T_{50Hz}	[s]	doba jedné periody vzorkovaného napětí
U_1, U_2	[V]	napětí na primárním a sekundárním vinutí
U_{2RMS}	[V]	efektivní hodnota napětí na sekundárním vinutí
U_{2max}	[V]	amplituda napětí na sekundárním vinutí
U_{R3max}	[V]	amplituda napětí na odporu R3
U_S, U_{Smax}	[V]	sytící napětí a maximální sytící napětí
U_{P1}	[V]	napětí na potenciometru P1
U_{R1+P1}	[V]	napětí na děliči R1, P1
U_{DSS}	[V]	průrazné napětí tranzistoru
U_{GS}	[V]	spínací napětí tranzistoru
U_{RRM}	[V]	opakovatelné špičkové závěrné napětí diody
U_{ZD2}	[V]	napětí Zenerovy diody ZD2
U_C	[V]	napětí na kondenzátorech C1, C2
U_{C9}	[V]	napětí na kondenzátoru C9
U_{CC}	[V]	napájecí napětí mikrokontroléru
U_D	[V]	úbytek napětí na stabilizátoru
U_{IN}	[V]	vstupní napětí stabilizátoru
U_{RMS}	[V]	efektivní hodnota vzorkovaného napětí
$u_{0.....N}$	[V]	okamžité hodnoty vzorkovaného napětí
u_i	[V]	indukované napětí
X_L	[Ω]	indukční reaktance
Z	[Ω]	impedance
μ	[H/m]	permeabilita
μ_0	[H/m]	permeabilita vakua
μ_r	[-]	relativní permeabilita
τ	[s]	časová konstanta
Φ	[Wb]	magnetický tok
Φ_1, Φ_2	[Wb]	magnetický tok primárního a sekundárního vinutí
Φ_S	[Wb]	magnetický tok sytící cívky
Φ_{1P}	[Wb]	magnetický tok primárního vinutí v pravém sloupku jádra
Φ_{1L}	[Wb]	magnetický tok primárního vinutí v levém sloupku jádra
Φ_{SP}	[Wb]	magnetický tok sytícího vinutí v pravém sloupku jádra
Φ_{SL}	[Wb]	magnetický tok sytícího vinutí v levém sloupku jádra

Úvod

Cílem této bakalářské práce je optimalizace řízení jednofázového transformátoru stejnosměrnou vazbou, která umožňuje stabilizaci efektivní hodnoty napětí 230 V na sekundárním vinutí. Stabilizace výstupního napětí jakéhokoli zdroje začíná být v dnešní době nutností. Různé spínací pochody točivých i netočivých elektrických strojů větších výkonů nebo řízení polovodičových měničů (odběr proudu nesinusového průběhu, komutace u usměrňovačů apod.), které jsou dnes již skoro v každém elektronickém zařízení, ať už v domácnostech nebo v průmyslu, to vše jsou procesy, které mají velmi nepříznivý vliv na rozvodnou síť. Dochází zde totiž k různým deformacím a poklesům síťového střídavého napětí a následkem toho se mění také jeho efektivní hodnota, jejíž velikost by měla být v ideálním případě samozřejmě konstantní.

Hlavním problémem při realizaci tohoto zařízení je to, že jde o stabilizaci napětí, které má střídavý průběh, nikoli stejnosměrný vyhlazený jak tomu bývá u klasických stabilizátorů, které jsou běžně dostupné, ať už se jedná o integrované obvody či obvody složené z diskretních součástek. Pro stabilizaci efektivní hodnoty již zmiňovaného střídavého napětí na sekundárním vinutí byla zvolena metoda řízení přenosu transformátoru pomocí přesycování jeho feromagnetického jádra. Princip této metody byl v loňském roce ověřen studentem Technické univerzity. Řízení metody je realizováno zápornou zpětnou vazbou, která pro regulaci využívá stejnosměrného napětí, jehož zdrojem je obvod napájený z téhož transformátoru. Hodnotu regulačního napětí určuje mikrokontrolér zapojený ve stejnosměrné zpětné vazbě.

Tento stabilizovaný zdroj střídavého napětí by měl být využíván při výstupní kontrole pro napájení transformátorů vyráběných firmou Bohemia trafo s r. o., která je také zadavatelem této práce. Díky stále efektivní hodnotě napájecího napětí bude měření transformátorů v chodu naprázdno přesnější.

1. Řízení převodu transformátoru

1.1 Řízení převodu transformátoru změnou počtu závitů

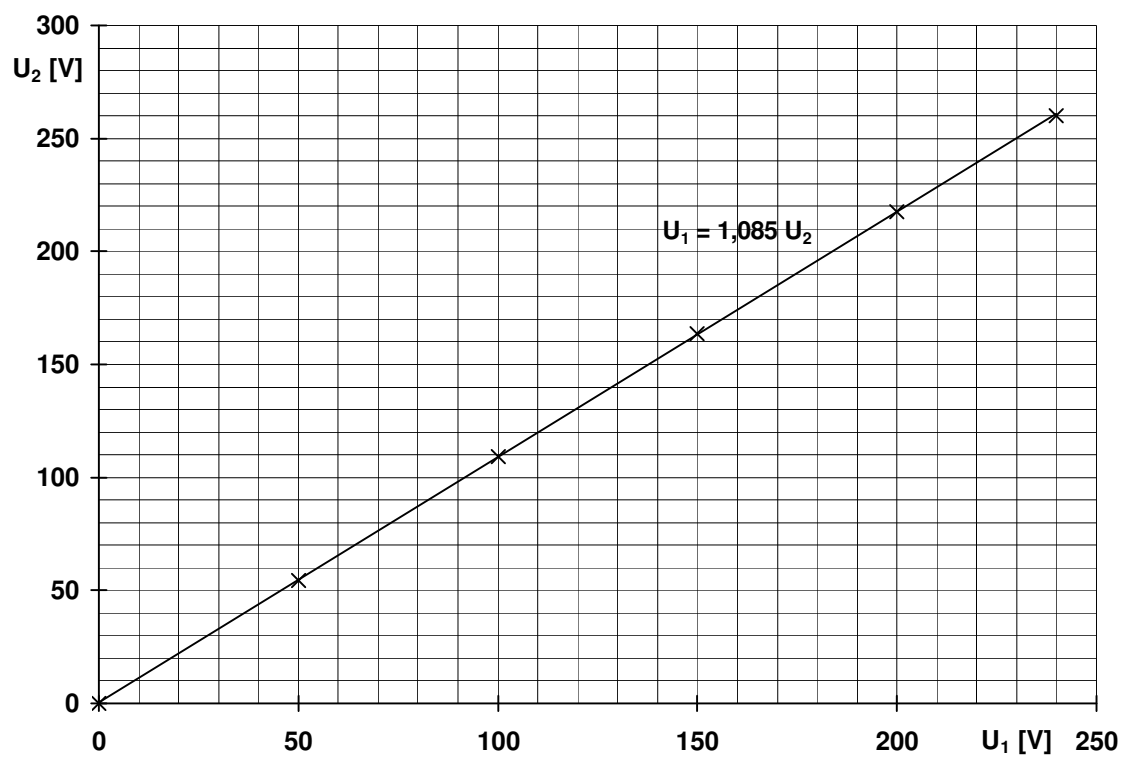
Pokud u transformátoru budeme chtít měnit efektivní hodnotu napětí na sekundárním vinutí při konstantní hodnotě napětí na jeho primárním vinutí, pravděpodobně dojdeme k závěru, že nejsnazší cesta povede k regulaci změnou počtu závitů. Poměr počtu závitů primární a sekundární cívky vyjadřuje jedna ze základních vlastností transformátoru, kterou je převod. Převod říká, že závislost mezi vstupním a výstupním napětím je lineární podle rovnice 1.

$$p = \frac{U_1}{U_2} \Rightarrow U_1 = p \cdot U_2 \quad (1)$$

Jinými slovy, čím vyšší je vstupní napětí U_1 , tím vyšší je výstupní napětí U_2 a naopak (graf 1). To vše platí za předpokladu, že je převod konstantní, tzn. počet závitů obou cívek je stále stejný.

Pokud ovšem začneme při konstantní hodnotě napětí U_1 měnit počet závitů na sekundárním vinutí, začne se s tímto počtem měnit také napětí U_2 . Takovýto regulátor střídavého napětí sice bude v praxi bez větších problémů fungovat např. při nastavování požadované hodnoty napětí pro nějaké elektrické zařízení, ale pro stabilizaci výstupního napětí je toto řešení velice nevhodné.

Uvažujme nyní případ, že se nebude měnit napětí na sekundárním vinutí, ale na vinutí primárním s tím, že efektivní hodnota výstupního napětí bude muset být stále stejná. V tomto případě se tedy nejedná pouze o regulátor napětí, ale jde o stabilizátor napětí. Pokud bude požadována konstantní efektivní hodnota výstupního napětí i za předpokladu, že se vstupní napětí bude měnit v relativně krátkých časových intervalech (kolísání síťového napětí apod.), tak již není možné tuto stabilizaci provádět změnou počtu závitů.



graf 1 – měření naprázdno jednofázového transformátoru s převodem $p = 1,085$

1.2 Řízení převodu transformátoru přesycováním jádra

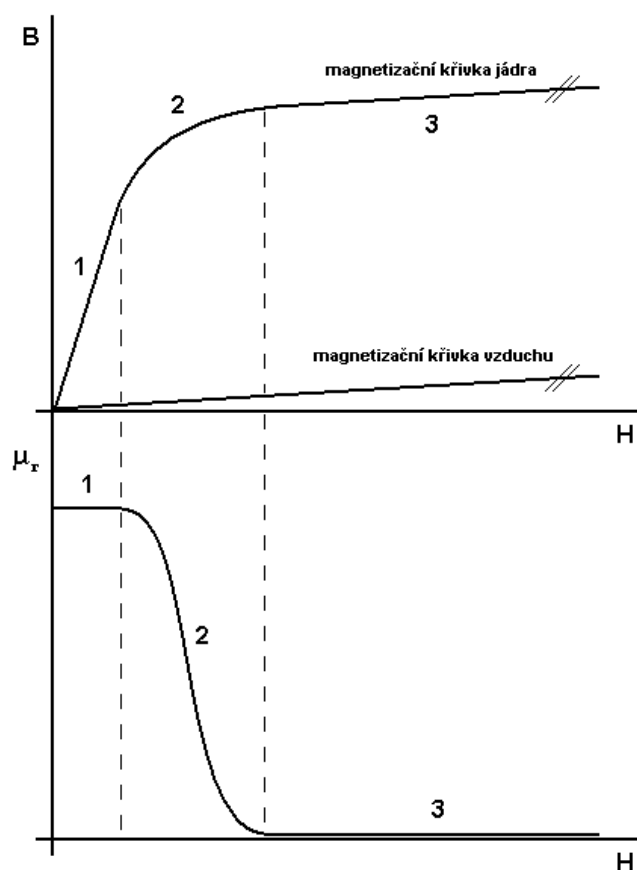
Pro stabilizaci napětí na sekundárním vinutí tedy nebyla zvolena metoda změny počtu závitů, ale převod je zde měněn díky metodě řízení přenosu transformátoru pomocí přesycování jeho feromagnetického jádra. Metoda vychází z toho, že je převod závislý nejen na poměru počtu závitů, ale také na nasycení či přesycení jádra transformátoru. Hlavní roli zde hraje hysterezní smyčka spolu s relativní permeabilitou feromagnetického materiálu, ze kterého je toto jádro vyrobeno.

Hysterezní smyčka vyjadřuje závislost mezi magnetickou indukcí B a intenzitou magnetického pole H . V některých oblastech je tato závislost téměř lineární a velikost relativní permeability je tak konstantní. V určitých oblastech však závislost $B = f(H)$ lineární není, a hodnota relativní permeability se tak značně mění. Relativní permeabilita μ_r je totiž dána vztahem 2,

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 = \frac{B}{H} \quad (2)$$

kde μ_0 je konstanta, která vyjadřuje permeabilitu vakua a součinem $\mu_0 \cdot \mu_r$ je pak dána celková permeabilita μ konkrétního materiálu. Pro jednoduchost je funkce tohoto vztahu dále vysvětlena na tzv. křivce prvotní magnetizace neboli komutační křivce (obr. 1), bez které by hysterezní smyčka nikdy nemohla vzniknout.

Ze vzorce 2 je tedy vidět, že pokud se bude v určitém úseku magnetická indukce B měnit stejně rychle spolu s intenzitou magnetického pole H (lineární závislost), bude relativní permeabilita μ_r konstantní, což je vidět v oblasti č. 1. Pokud se však křivka začne přibližovat oblasti nasycení, bude se indukce B zvyšovat s rostoucí intenzitou H již podstatně pomaleji, a hodnota μ_r se tak začne nelineárně snižovat (úsek č. 2). Za oblastí nasycení tvoří charakteristiku $B = f(H)$ opět přímka, která je v ideálním případě rovnoběžná s křivkou prvotní magnetizace vzduchu, takže relativní permeabilita μ_r je opět konstantní a její hodnota je rovna přibližně jedné, což je znázorněno v oblasti č. 3.



obr. 1 – závislost hodnoty μ_r na průběhu komutační křivky jádra

Veličiny jako je magnetická indukce a intenzita magnetického pole jsou závislé na velikosti elektrického proudu, který protéká vinutím cívky. Přesněji řečeno, se zvyšujícím se střídavým proudem roste intenzita magnetického pole H , a tím se podle křivky dané hysterezní smyčkou zvyšuje také magnetická indukce B . Hodnota μ_r je závislá na tom, v jaké části charakteristiky se nacházíme, a právě podle hodnoty μ_r se mění také velikost magnetického odporu R_m jádra transformátoru, což je vidět ze vztahu 3.

$$R_m = \frac{1}{\mu_r \cdot \mu_0} \cdot \frac{l_s}{S} \quad (3)$$

l_s zde vyjadřuje střední délku indukční čáry a S je plocha daná průřezem magnetického obvodu (jádra). Za předpokladu, že má jádro stále stejnou velikost, lze tento vzorec zjednodušit do tvaru 4,

$$R_m = \frac{1}{\mu_r} \cdot \frac{l_s}{\mu_0 \cdot S} \rightarrow \frac{1}{\mu_r} \cdot k \Rightarrow R_m = \frac{k}{\mu_r} \quad (4)$$

kde k je konstanta, nahrazující rozměry jádra a permeabilitu vakua. Z tohoto zjednodušeného vztahu je tedy patrné, že s klesající relativní permeabilitou se bude magnetický odpor jádra zvyšovat, a díky tomu se bude naopak snižovat magnetický tok Φ , který je dán vztahem 5,

$$\Phi = \frac{E_m}{R_m} \quad (5)$$

kde E_m je magnetomotorické napětí. Protože je hodnota střídavého napětí u_i indukovaného v sekundární cívce transformátoru úměrná velikosti změny toku Φ , bude se podle vzorce 6

$$u_i = \frac{d\Phi}{dt} \quad (6)$$

snižovat také indukované napětí u_i .

Pokud tedy bude jádro transformátoru pracovat v oblasti částečného nasycení, úplného nasycení či přesycení, bude se v těchto oblastech s klesající relativní permeabilitou snižovat také efektivní hodnota výstupního napětí. Nabízí se zde hned několik možností, jak lze tento jev realizovat. Permeabilitu lze snížit např. vytvořením vzduchové mezery u jádra, díky které se zvětší magnetický odpor R_m , a magnetický obvod se tak přesytí při podstatně menší intenzitě magnetického pole než stejný obvod bez vzduchové mezery. Regulace výstupního napětí by pak mohla být prováděna plynulou změnou tloušťky vzduchové mezery.

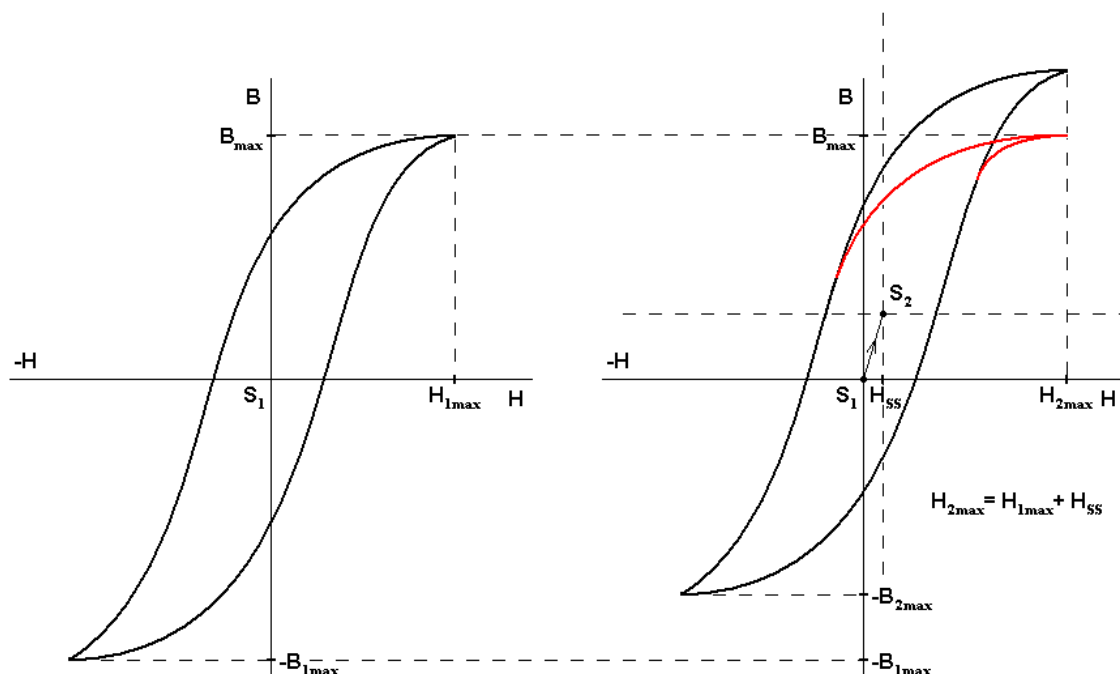
Další možností je použití tzv. magnetického bočníku, jehož vhodným umístěním způsobíme to, že se bude dráha magnetického toku uzavírat i mimo vinutí transformátoru, a tím dojde k umělému zvětšení jeho rozptylového toku. V konečném důsledku se pak tento transformátor může při určité hodnotě proudu chovat stejně, jako kdyby měl jádro přerušené vzduchovou mezerou.

Tyto dva zmiňované principy pro změnu výstupního napětí využívají především mechanické úpravy jako jsou změny rozměrů a tvaru magnetického obvodu. Takto konstrukčně upravená jádra se v praxi používají např. u svářecích transformátorů, u kterých se jmenovitý proud rovná téměř proudu zkratovému, což je dáno jejich měkkou zatěžovací charakteristikou, jejíž tvar lze dosáhnout právě pomocí výše uvedených principů. Pro regulaci efektivní hodnoty výstupního napětí jsou však tyto metody velice nevhodné a co se týká celkové konstrukce také zbytečně složité.

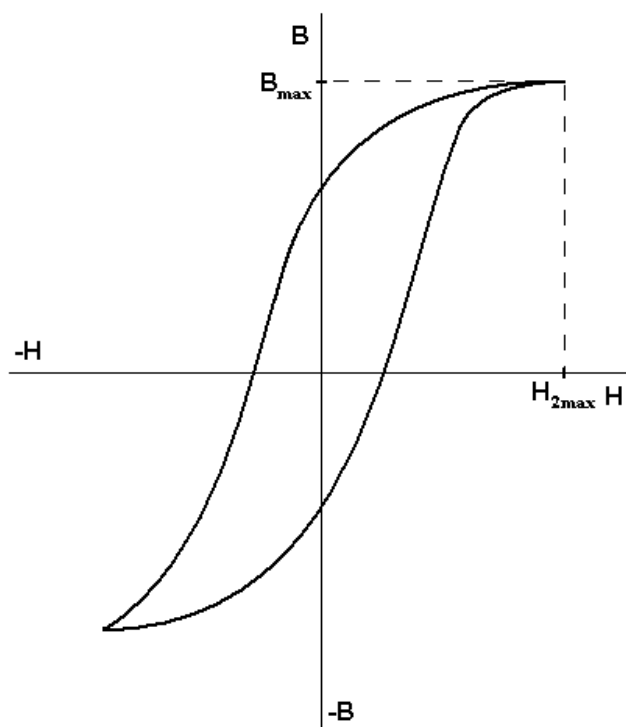
Pro regulaci a stabilizaci výstupního napětí je tedy nutné, abychom tento problém řešili elektrickou cestou, nikoli cestou mechanickou. Další možností jak snížit permeabilitu jádra a tím i efektivní hodnotu napětí na sekundárním vinutí, je podložení střídavého magnetického toku Φ stejnosměrnou složkou. Vlivem působení této složky se hysterezní smyčka jádra posune směrem nahoru, jak je naznačeno na obr. 2.

Takovéto posunutí vznikne díky tomu, že se střed smyčky pohybuje po křivce prvotní magnetizace, takže se smyčka přemístí ze souřadného systému se středem S_1 do pomyslného systému souřadnic se středem S_2 , který je na obrázku nakreslen čárkovanou čarou. Protože je maximální indukce nasycení jádra B_{max} stále stejná, dojde k tomu, že se vrchní část horní poloviny smyčky více zalomí, a jádro se tak během průchodu kladné půlvlny magnetického toku přesyťí výrazněji než u průchodu půlvlny záporné.

Hodnoty závislosti $B = f(H)$ se tedy nebudou pohybovat po původní křivce, jako tomu je u grafu na levé straně obrázku, ale po křivce červené, která bude mít koncový bod posunutý směrem doprava o hodnotu H_{SS} , což je intenzita magnetického pole odpovídající stejnosměrné složce toku. Maximální intenzita v kladném směru H_{2max} tedy bude dána součtem původní koncové hodnoty H_{1max} a složky H_{SS} . Výsledná hysterezní smyčka bude potom vypadat jako na obr. 3.

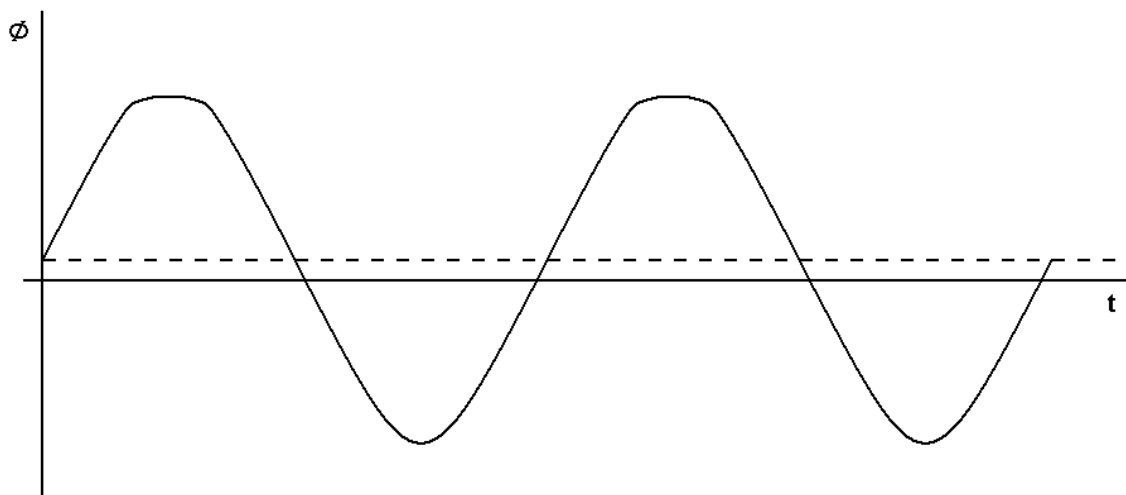


obr. 2 – posunutí hysterezní smyčky



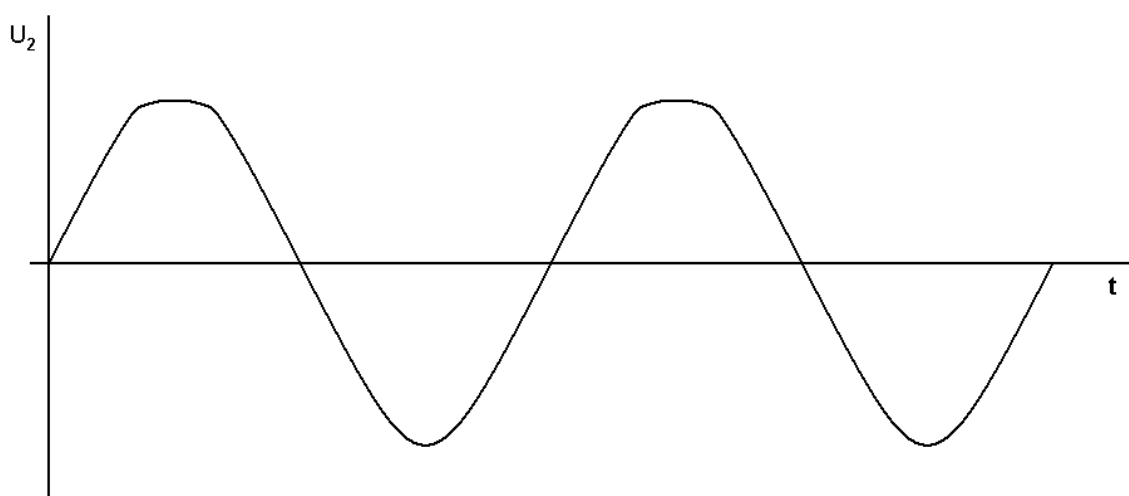
obr. 3 – zkreslená hysterezní smyčka

Díky deformaci tvaru hysterezní smyčky nedojde pouze ke snížení toku Φ , ale spíše k jeho zkreslení a požadované snížení hodnoty magnetického toku je pouze následkem tohoto zkreslení. Při zvyšování stejnosměrné složky tedy vlivem výraznějšího přesycování dochází k útlumu maximálních hodnot, kterých tok Φ dosahuje během každé kladné půlvlny. Takto utlumený průběh magnetického toku je vidět na obr. 4. Stejnosměrná složka, o kterou je průběh toku Φ posunut, je na obrázku naznačena čárkovanou čarou. Protože tvar napětí indukovaného v sekundárním vinutí odpovídá tvaru magnetického toku, který jej vyvolal (vzorec 6), bude průběh tohoto napětí ve svých maximech utlumený stejně jako průběh magnetického toku Φ , což je hlavní nevýhoda oproti metodě realizované změnou počtu závitů.



obr. 4 – posunutý a utlumený průběh magnetického toku Φ

Stejnosemnnou složku magnetického toku lze vytvořit např. pomocným vinutím, na které se připojí stejnosměrné vyhlazené napětí. Tím začne pomocnou cívku protékat stejnosměrný proud, který v jádře vyvolá požadovanou složku toku, jejíž hodnota bude úměrná velikosti tohoto proudu. Transformátor je díky principu elektromagnetické indukce schopen přenášet pouze časově proměnné průběhy napětí, takže se stejnosměrné napětí z pomocné cívky na sekundárním vinutí neobjeví. Průběh sekundárního napětí U_2 tedy bude vypadat jako na obr. 5. Takový princip změny převodu se již zdá být vhodný pro regulaci efektivní hodnoty výstupního napětí, a proto byl také zvolen jako metoda řízení přenosu transformátoru pomocí přesycování jeho feromagnetického jádra.

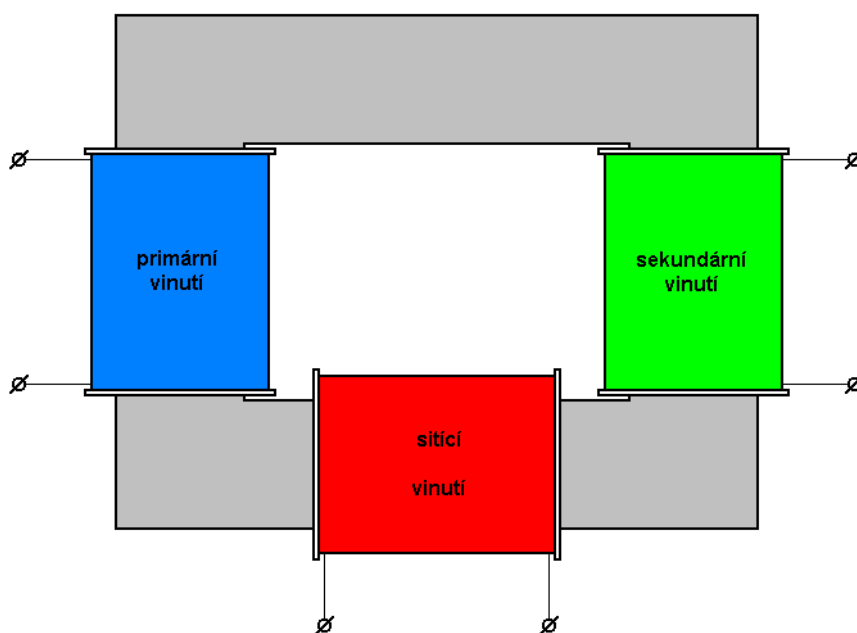


obr. 5 – utlumený průběh sekundárního napětí U_2

2. Konstrukce transformátoru

Hlavní částí tohoto regulačního celku je jednofázový oddělovací transformátor, jehož konstrukce je navržena speciálně pro tuto metodu. Aby mohlo být použito řízení pomocí stejnosměrné vazby, musí se transformátor skládat ze tří vinutí, a to: primárního vinutí, sekundárního vinutí a pomocného, tzv. sytícího vinutí. Na primární vinutí se přivádí síťové napětí, které je na sekundární vinutí přenášeno s převodem 1,085. To znamená, že v chodu naprázdno bude výstupní napětí vždy větší než napětí na vstupu, jak je možné vidět z grafu 1. Takto upravený převod se u oddělovacích transformátorů používá z důvodu poklesu sekundárního napětí, způsobeného ztrátami v železe, úbytky napětí na vinutích a rozptylovým tokem, při zatěžování. U této metody má však převod 1,085 ještě jeden účel, který je popsán v následujících kapitolách.

Hlavní problematikou této kapitoly je konstrukce jádra a zapojení použitých vinutí. Pokud by byl transformátor v jádrovém provedení a cívky všech tří vinutí byly na jeho jádře upevněny tak, jak je naznačeno na obr. 6, docházelo by k tomu, že by se do sytící cívky vlivem střídavého magnetického toku indukovalo napětí, jehož velikost by byla dána poměrem počtu závitů primárního a sytícího vinutí. V tomto případě by se tedy nejednalo o sytící vinutí, ale o druhé sekundární vinutí, které v žádném případě nelze použít pro připojení zdroje stejnosměrného napětí a vytvoření pomocné složky toku v jádře.

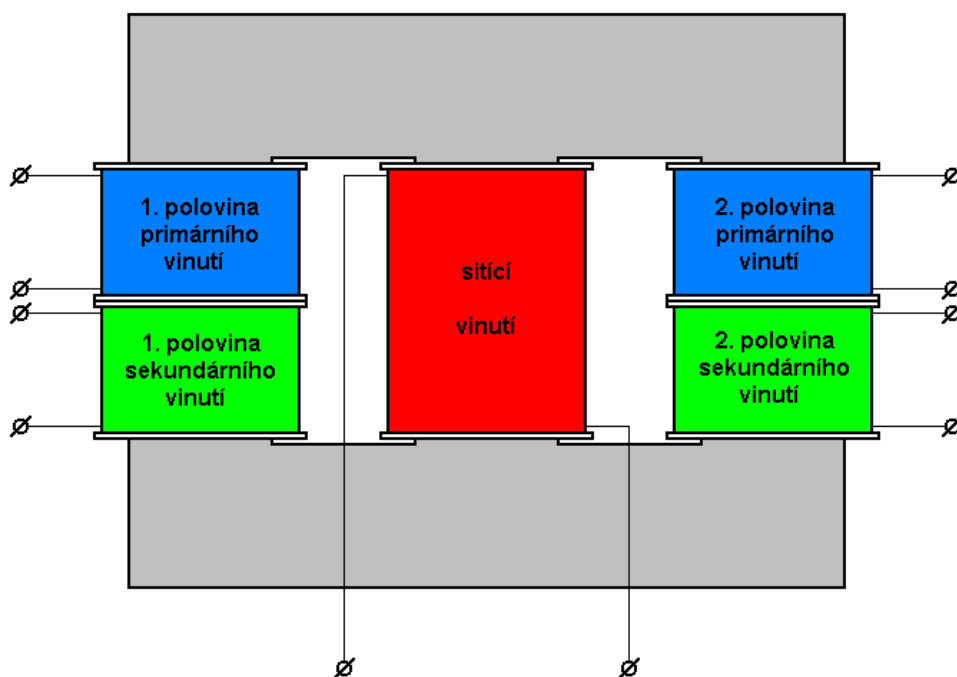


obr. 6 – cívky transformátoru v jádrovém provedení

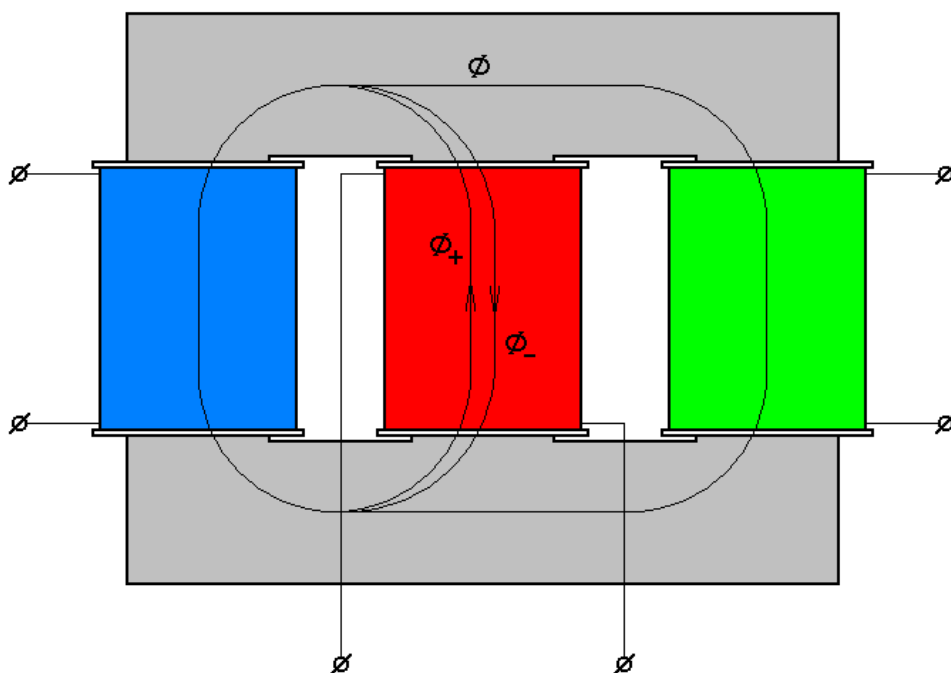
2.1 Transformátor s jádrem typu EI

Jednou z možností jak tento problém řešit je vytvoření magnetického obvodu z jádra typu EI, kde jsou primární a sekundární vinutí umístěna na krajních sloupcích jádra a sytící vinutí je na sloupku prostředním (obr. 7). Aby se do sytící cívky skutečně neindukovalo žádné napětí, musí být primární a sekundární vinutí rozděleno na dvě pokud možno stejné poloviny zapojené do série, přičemž jedna polovina vinutí je umístěna na pravém sloupku a druhá polovina na sloupku levém.

V případě, že by vinutí takto rozdělená nebyla, pak by se střídavý magnetický tok uzavíral i přes střední sloupek, a to s kladnou půlvlnou toku Φ v jednom směru a se zápornou půlvlnou magnetického toku ve směru druhém, což je vidět na obr. 8. Díky tomuto toku by se v sytící cívce indukovalo střídavé napětí stejně jako v sekundární cívce a to je samozřejmě nežádoucí.



obr. 7 – transformátor s jádrem typu EI s rozděleným vinutím

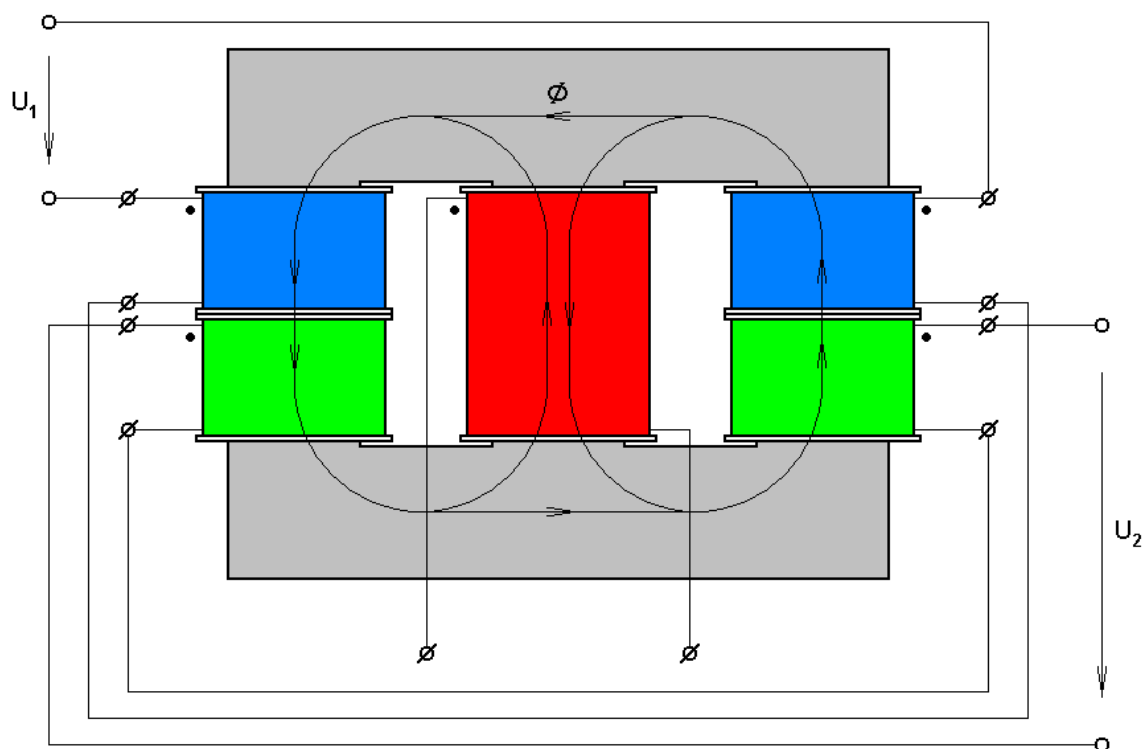


obr. 8 – mag. tok u transformátoru s jádrem typu EI bez rozdělení vinutí

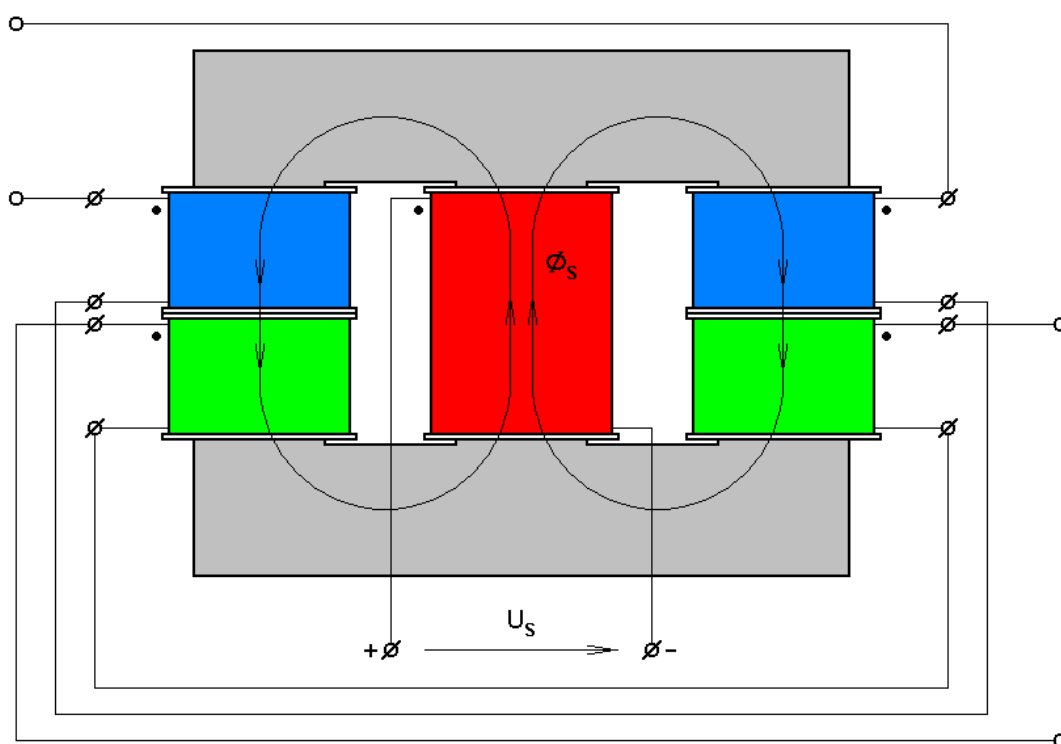
Konečné provedení transformátoru je vidět na obr. 9. Primární vinutí je zde rozdělené na dvě stejné cívky, které jsou vzájemně zapojené tak, aby magnetické toky, vyvolávané těmito cívkami, měly opačnou orientaci. Celkový magnetický tok Φ je tedy složen ze dvou toků, které mají při kladné půlvlně jeden směr a během záporné půlvlny mají směr obrácený. Jejich orientace je však při každé půlvlně stále opačná, takže se tyto dva toky ve středním sloupku díky symetrii jádra vyruší a do sytící cívky se pak v ideálním případě nebude indukovat žádné napětí.

V praxi samozřejmě nejsme schopni vyrobit ideálně symetrické jádro a cívky, tvořící primární vinutí, také nemají dokonale stejné parametry, takže se do sytícího vinutí vždy nějaké napětí indukovat bude. Toto napětí však dosahuje tak malých hodnot, že je z hlediska funkčnosti regulačního obvodu zanedbatelné.

Pro snadnější pochopení funkce sytícího vinutí nyní uvažujme stav, že je primární vinutí odpojené od síťového napětí a sytící cívku, umístěnou na středním sloupku, napájíme ze zdroje stejnosměrného vyhlazeného napětí. Magnetický tok Φ_s , vybuzený stejnosměrným proudem má konstantní hodnotu a jeho směr je závislý na polarizaci cívky, což je naznačeno na obr. 10. Z obrázku je také patrné, že se tento tok uzavírá přes oba krajní sloupky jádra a při určité hodnotě sytícího proudu tak může značně ovlivňovat stav jejich nasycení.



obr. 9 – mag. tok a zapojení vinutí u transformátoru s jádrem typu EI



obr. 10 – mag. tok sytící cívky napájené stejnosměrným napětím

2.2 Přesycování jádra pomocí sytícího vinutí

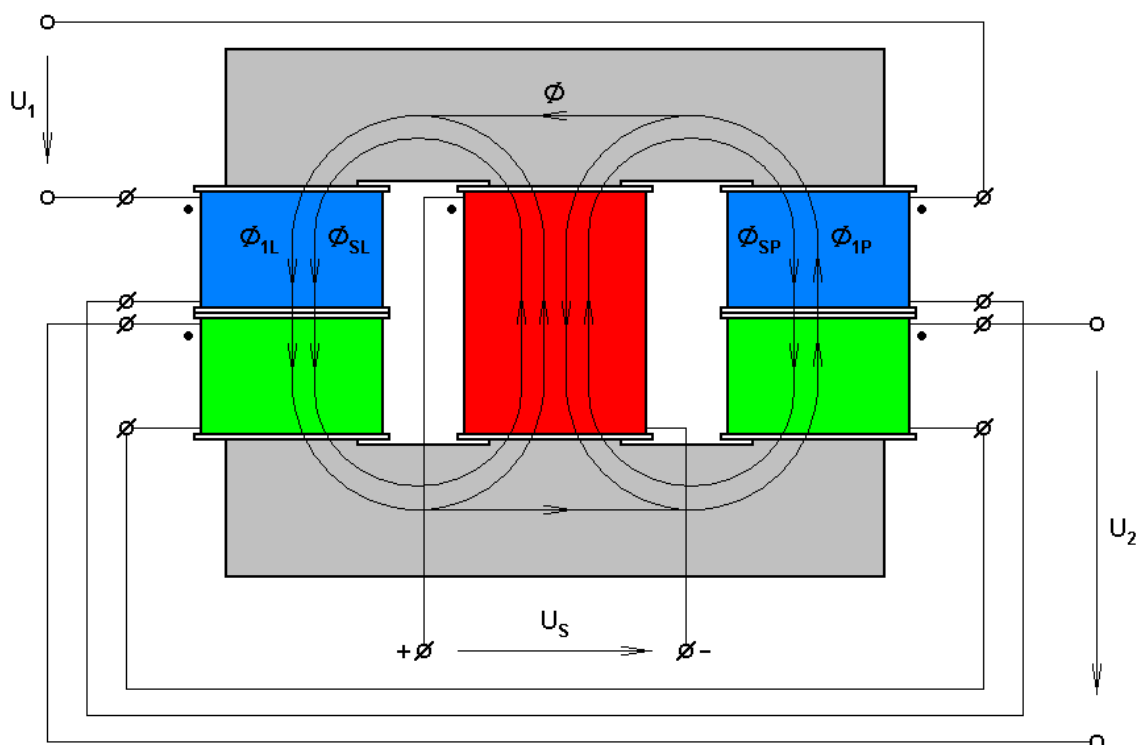
Na obr. 11 a 12 je naznačeno, jak se jednotlivé magnetické toky ovlivňují, pokud primární vinutí připojíme na síťové napětí. Jak je z těchto obrázků patrné, sycení či přesycování jádra pomocí stejnosměrné složky toku Φ_S neprobíhá v celém jádře ve stejný časový okamžik. Záleží zde totiž na tom, jakým směrem se střídavý magnetický tok Φ_I , vyvolaný síťovým napětím, pohybuje, neboli v jaké půlce se tento tok právě nachází. Předpokládejme nyní, že se během kladné půlky magnetický tok Φ_I pohybuje v jádře proti směru hodinových ručiček a při záporné půlce se pohybuje po směru hodinových ručiček.

Jak bylo již uvedeno v předchozích odstavcích, celkový střídavý magnetický tok Φ_I vyvolávají obě poloviny primárního vinutí. To znamená, že je tento tok složen ze dvou dílčích toků, přičemž pravá polovina vinutí vytváří tok v pravé části jádra a levá polovina vyvolává opačně orientovaný tok v části levé. Pro přehlednost jsou magnetické toky pravého sloupku jádra označovány indexem P (Φ_{IP} a Φ_{SP}) a toky v levém sloupku indexem L (Φ_{IL} a Φ_{SL}).

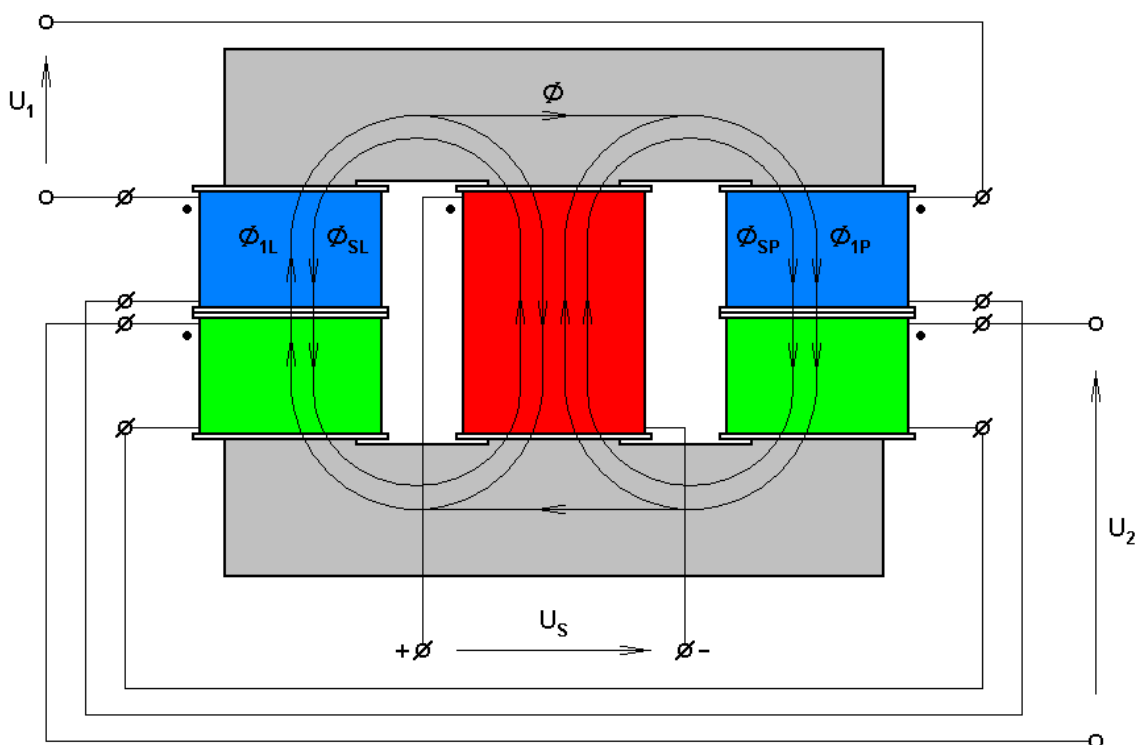
Přesycování jádra potom probíhá tak, že se magnetický tok Φ_{IL} během kladné půlky sčítá se stejnosměrnou složkou toku Φ_{SL} , což je dáno tím, že mají tyto toky v levé polovině jádra stejný směr (obr. 11). Amplituda toku Φ_{IL} je o tuto složku vyšší, takže se v maximálních hodnotách kladné půlky při dostatečně velkém sytícím proudu levá část jádra přesytí výrazněji a rychleji, než by tomu bylo bez přítomnosti Φ_{SL} .

Je zde však také magnetický tok Φ_{SP} , který jde proti směru Φ_{IP} , takže má snahu tento tok vyrušit, a proto bude hodnota Φ_{IP} v pravé polovině jádra o stejnosměrnou složku toku Φ_{SP} nižší. Nebude zde tedy docházet k přesycování, jako tomu bylo v předchozím případě, ale hodnota sycení bude naopak menší, takže u kladné půlky se pravá část jádra na přesycování podílet nebude.

Se zápornou půlkou toku Φ_I se změní také směr magnetických toků Φ_{IL} a Φ_{IP} , přičemž směr konstantních toků Φ_{SL} a Φ_{SP} bude stále stejný, takže se v tomto případě budou sčítat toky Φ_{IP} a Φ_{SP} a odečítat se bude Φ_{SL} od Φ_{IL} (obr. 12). Díky tomu se bude během záporné půlky celý děj opakovat stejným způsobem s tím rozdílem, že se na přesycování bude podílet pravá polovina jádra a levá nebude mít žádný vliv.



obr. 11 – přesycování levé části jádra během kladné půlvlny toku Φ_1

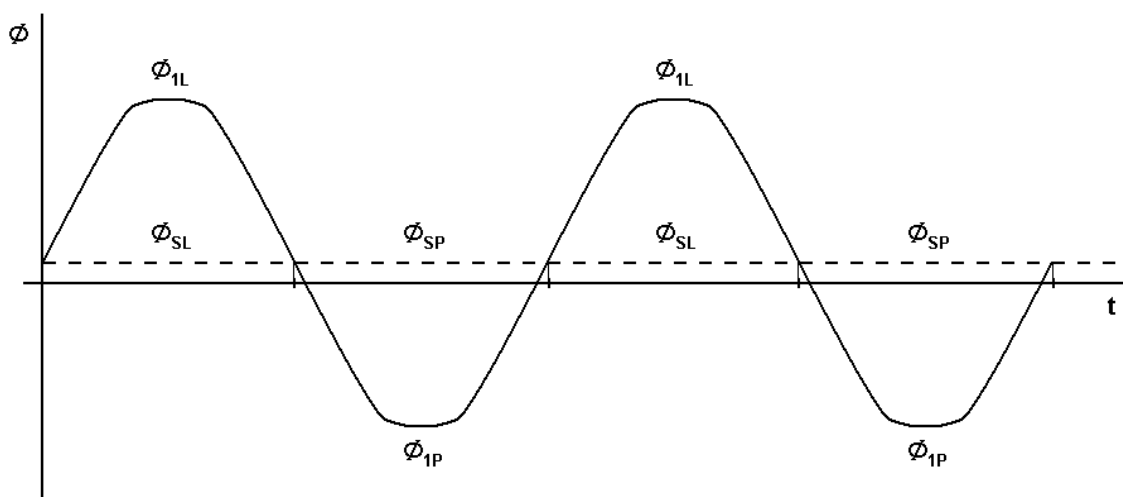


obr. 12 – přesycování pravé části jádra během záporné půlvlny toku Φ_1

Vzhledem k tomu, že je jádro transformátoru přesycováno v maximálních hodnotách kladné i záporné půlvlny, bude průběh celkového střídavého magnetického toku Φ vypadat přibližně jako na obr. 13. Není zde tedy utlumena pouze kladná půlvlna toku Φ , ale i záporná s tím, že je celý průběh ještě posunut o stejnosměrnou složku toku Φ_S , která je na obrázku naznačena čárkovanou čarou. Upozorňuji, že je toto posunutí vztaženo k magnetickému toku levého sloupku jádra. Kromě toho jsou ke každé části průběhu přiřazeny značky toků, které se v daném časovém intervalu podílejí na přesycování jádra.

Proč dochází k útlumům magnetického toku je popsáno v kapitole 1.2, přičemž amplituda každé půlvlny je takto výrazně utlumená záměrně z důvodu lepší názornosti. Během přesycování jádra se bude na sekundárním vinutí indukovat napětí, které sice bude mít stejný tvar jako tok Φ , ale o stejnosměrnou složku již posunuté nebude, což je též vysvětleno v kapitole 1.2.

Výsledný průběh výstupního napětí bude mít nepatrně utlumené vrcholky kladných i záporných půlvln a bude tedy zkreslen symetricky podle osy času. I přes tuto nevýhodu, kterou je mírné zkreslení přenášeného signálu, jsme již nyní schopni regulovat efektivní hodnotu střídavého sekundárního napětí pomocí proměnného napětí stejnosměrného, přiváděného na sytící cívku. Jakým způsobem je sytící vinutí napájeno, je podrobně rozebráno v následující kapitole.



obr. 13 – průběh mag. toku utlumený během kladné i záporné půlvlny

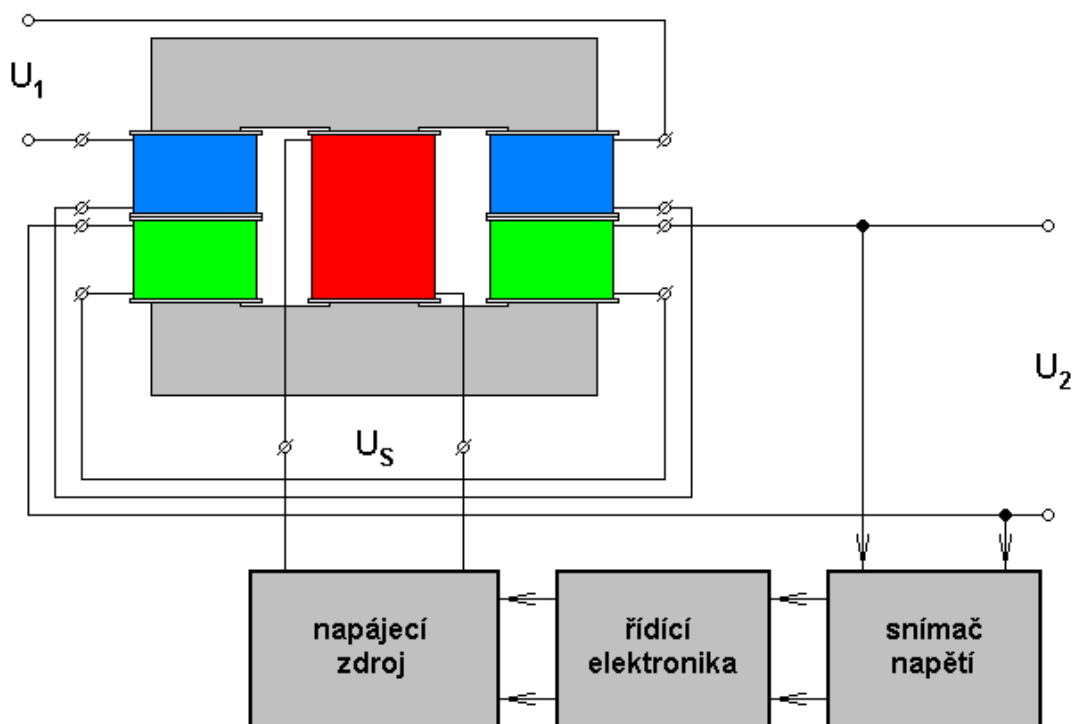
3. Zpětnovazební obvod

Další významnou a také nezbytnou částí tohoto celku je elektrický zpětnovazební řídicí obvod, s jehož pomocí lze provádět regulaci efektivní hodnoty výstupního napětí transformátoru i při relativně značném kolísání napětí v síti. Jak je uvedeno v názvu této práce, jedná se hlavně o optimalizaci řízení, a je proto nezbytné, uvést parametry předchozího zpětnovazební obvodu, který byl pro toto řízení použit. Nejprve si ovšem ujasněme, jakou funkci zde od řídicího obvodu vlastně požadujeme.

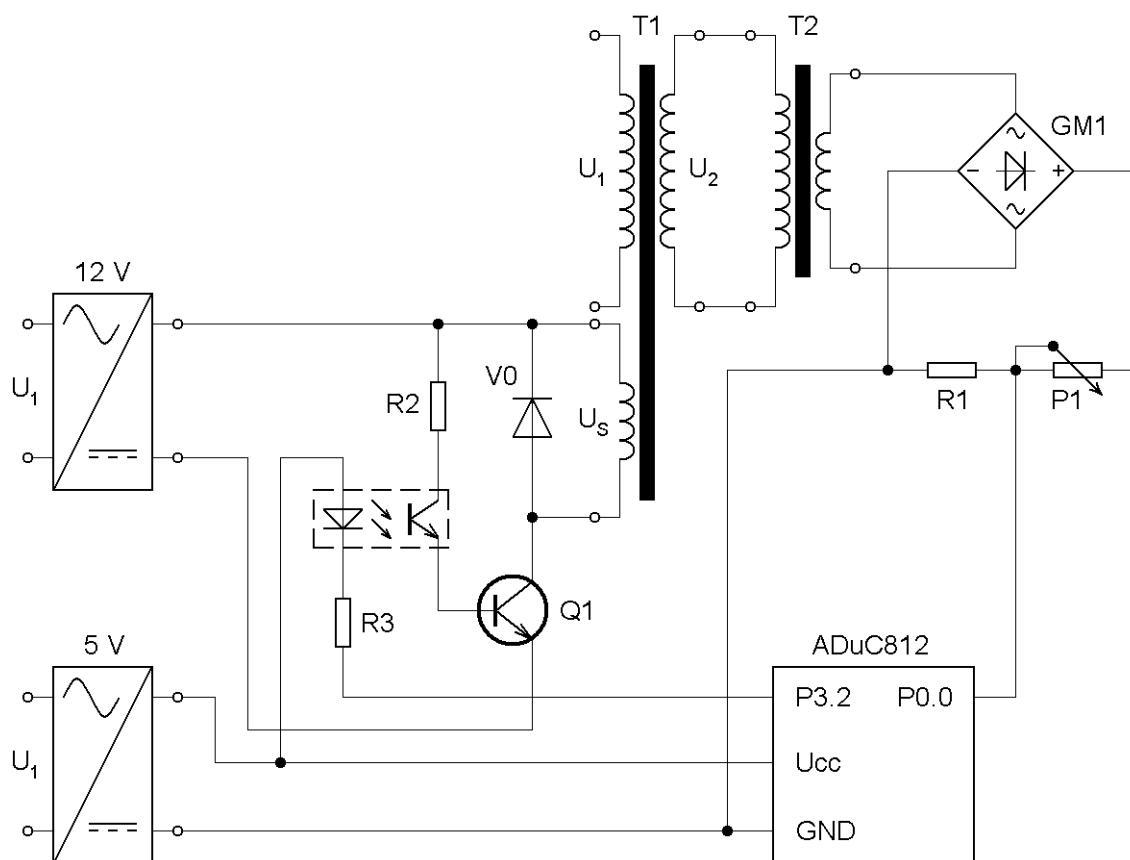
Jak již bylo zmiňováno v předchozích kapitolách, pro snížení efektivní hodnoty napětí na sekundárním vinutí je u této metody nutné vytvořit stejnosměrnou složku magnetického toku v jádře transformátoru, kterou zde vyvolává stejnosměrný sytící proud. Velikost sytícího proudu je úměrná hodnotě sytícího napětí, které musí být stejnosměrné vyhlazené. Zpětnovazebním obvodem by pak měla být zajištěna plynulá regulace tohoto napětí.

Aby řídicí obvod věděl, jaké sytící napětí a tudíž i proud jsou zapotřebí, musí zde být k dispozici aktuální informace o velikosti výstupního napětí. Z toho plyne, že zpětná vazba musí začínat na výstupu transformátoru neboli na jeho sekundárním vinutí a zakončená bude vinutím sytící cívky. Aby tato stejnosměrná zpětná vazba mohla spolehlivě splňovat požadovanou funkci, musí obsahovat obvod pro snímání velikosti sekundárního napětí, dále také obvod s řídicí elektronikou a hlavně zdroj pro napájení sytícího vinutí, což je vidět z blokového schématu na obr. 14. Předchozí verze zpětnovazební obvodu tyto části sice obsahuje, ale jsou zde určité nedostatky.

Celkové zapojení obvodu, realizovaného během předešlé diplomové práce, ukazuje schéma na obr. 15. Upozorňuji, že pro lepší orientaci jsou ve schématu zakresleny pouze prvky, které mají přímý vliv na funkci celého obvodu, takže se zde nevyskytují např. pomocné obvody, přepětové ochrany apod. Ze schématu je patrné, že pro snímání výstupního napětí je použit jednofázový transformátor T2, snižující napětí 230 V na hodnotu cca 8,3 V. Dvoucestné usměrnění tohoto napětí zde zajišťuje můstkový usměrňovač GM1, připojený na sekundární vinutí transformátoru. Výstup usměrňovače je přiveden na odporový dělič, kterým lze dále měnit hodnotu již sníženého napětí. Takto upravené napětí potom slouží jako vstupní veličina pro řídicí jednotku zpětné vazby.



obr. 14 – blokové schéma stejnosměrné zpětné vazby



obr. 15 – celkové zapojení předchozího zpětnovazebního obvodu

Za zmínku zde stojí nevhodná kombinace použití transformátoru T2 s odporovým děličem. V diplomové práci je sice popsáno, že transformátor slouží především pro galvanické oddělení, ale to je v tomto případě zbytečné. Výstupní napětí hlavního (regulovaného) transformátoru T1 již galvanicky oddělené je a společná zem zde díky můstkovému usměrňovači také nevzniká. Pro případné vysokonapěťové špičky, které se v obvodu mohou vyskytnout, jsou na vstupu mikroprocesoru zapojeny dostatečné přepěťové ochrany, takže pro snížení a případnou změnu napětí by stačil pouze samotný odporový dělič. Kvůli vyššímu vstupnímu napětí děliče by sice docházelo k větším tepelným ztrátám na potenciometru P1 a odporu R1, ale při vhodném návrhu a volbě hodnot těchto součástek se tepelné ztráty na děliči mohou pohybovat řádově ve 100 mW, což je v tomto případě zanedbatelné. Usměrňovač GM1 potom může být zapojen na výstup děliče a výsledek tak bude stejný jako s použitím transformátoru T2, který je kromě jiného také zdrojem nepatrného zkreslení, což je nežádoucí.

Jako řídicí jednotka je zde použit mikroprocesor ADuC812 od firmy Analog Devices, který pomocí integračního A/D převodníku vzorkuje stejnosměrné pulzující napětí z obvodu pro snímání výstupního napětí. Snímacím obvodem je napětí upraveno tak, aby jeho hodnota odpovídala rozsahu A/D převodníku, který se může pohybovat v rozmezí od 0 V do maximálního referenčního napětí, což je 5 V. Externí napěťová reference však byla zvolena na 3,4 V, takže rozsah převodníku je 0 až 3,4 V a je tedy o 1,6 V nižší než rozsah maximální. To je nevhodné z hlediska citlivosti převodníku, protože čím vyšší hodnota napětí bude vzorkována, tím menší změnu napětí bude také převodník schopen rozeznat, a regulace pak může být přesnější. V těchto případech je tedy nejvýhodnější používat plný rozsah převáděného napětí. Další nevhodně zvolenou částí je 52-pinový mikroprocesor ADuC812, který zde využívá pouze pin P0.0 jako vstup převáděného napětí a pin P3.2 jako výstup pro řízení zdroje sytící cívky. Zbývajících 30 I/O pinů je zde nevyužitých stejně jako celá řada dalších funkcí tohoto mikrokontroléru, které také odpovídají jeho vyšší ceně.

Poslední částí zpětné vazby je napájení sytící cívky, které se skládá ze stejnosměrného zdroje napětí a z výkonového tranzistoru s ovládacím obvodem. V první řadě bylo nutné stanovit parametry stejnosměrného zdroje. Zde se vycházelo z velikosti naměřeného sytícího proudu potřebného pro dostatečné přesycení jádra a z hodnoty činného odporu sytící cívky. Během přesycování byla nejvyšší naměřená hodnota proudu 2,5 A, přičemž rezerva byla stanovena na 1,5 A. Výsledný sytící proud I_{Smax} je tedy 4 A a naměřený činný odpor cívky R_S je 3 Ω , takže výpočet výstupního napětí a výkonu zdroje potom vypadal následovně.

$$U_{Smax} = R_S \cdot I_{Smax} = 3 \cdot 4 = \underline{\underline{12V}} \quad (7)$$

$$P_{Smax} = U_{Smax} \cdot I_{Smax} = R_S \cdot I_{Smax}^2 = 3 \cdot 4^2 = \underline{\underline{48W}} \quad (8)$$

Podle výsledných hodnot byl nakonec pořízen stejnosměrný spínaný zdroj se stabilizovaným výstupním napětím 12 V o maximálním výkonu 50 W. Konstantních 12 V pro napájení sytící cívky je však potřeba vhodným způsobem regulovat, což je zajištěno tranzistorem Q1. Tento tranzistor je spínán mikroprocesorem přes optočlen kvůli galvanickému oddělení mezi ovládacím a výkonovým obvodem. Tranzistor Q1 tedy pracuje ve spínacím režimu, což je výhodné hlavně kvůli tepelným ztrátám, které jsou u tranzistorů v tomto režimu minimální.

Naopak nevýhodou je použití bipolárního tranzistoru, který má narozdíl od tranzistorů unipolárních výkonové ovládání báze a hlavně také nevýhodný průběh bezpečné pracovní oblasti, díky níž tento tranzistor není příliš vhodný pro spínání indukčních zátěží.

Tím největším záporem však není tranzistor s bipolární strukturou, ale použití externího spínaného napájecího zdroje, který musí poskytovat jak napětí 12 V pro sytící cívku, tak napětí 5 V pro napájení mikrokontroléru s ovládacím obvodem. Stejnosměrný zdroj s těmito výstupy je totiž možné realizovat také pomocí diskrétních součástek, připojených na výstupní vinutí transformátoru T1. Transformátor by tak mohl svým sekundárním vinutím napájet řídicí elektroniku i sytící cívku, která je také jeho součástí. Celý zpětnovazební obvod potom nebude závislý na připojení vnějšího zdroje napětí, ale zařízení bude v tomto případě schopné napájet samo sebe, což je také jedním z hlavních cílů této bakalářské práce.

4. Optimalizace řízení stejnosměrné zpětné vazby

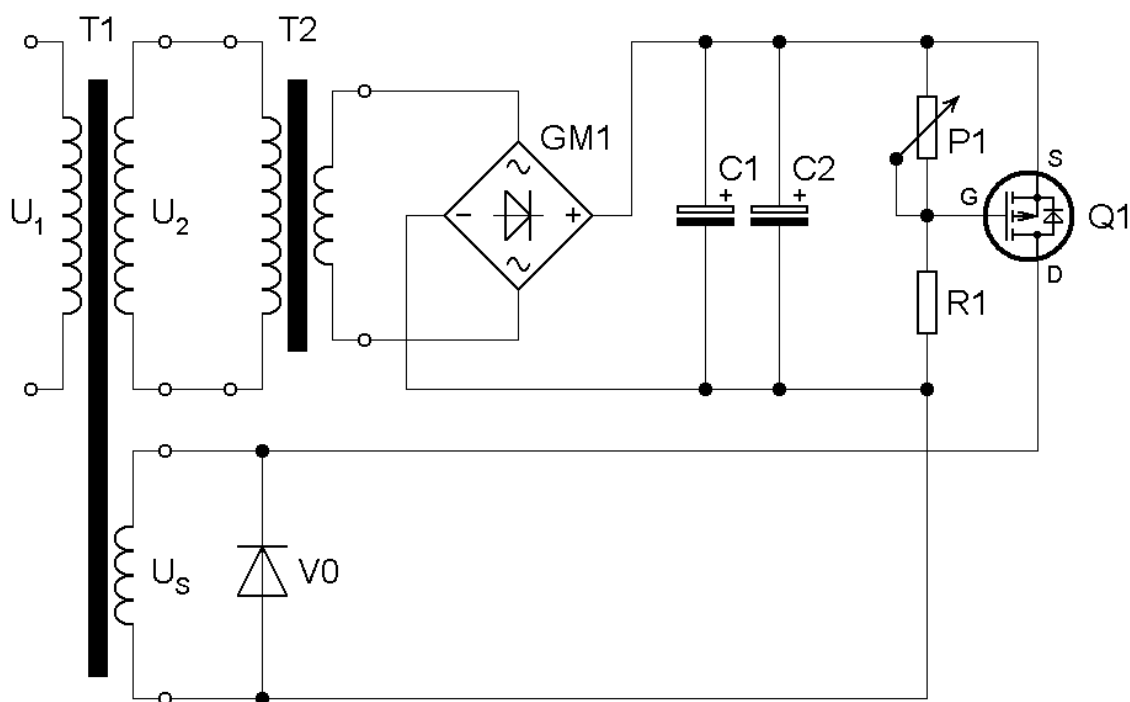
4.1 Analogová verze zpětnovazebního obvodu

První myšlenkou, jak zoptimalizovat zpětnovazební obvod z kapitoly 3, je náhrada zbytečně složitého mikrokontroléru ADuC812 co nejmenším počtem diskrétních součástek a vytvoření stejnosměrného zdroje, který je možné připojit na výstupní vinutí transformátoru. Za těchto předpokladů byl sestaven obvod, jehož zapojení ukazuje schéma na obr. 16. Zdrojová část je zde složena z transformátoru T2, připojeného na sekundární vinutí transformátoru T1, z můstkového usměrňovače GM1, z elektrolytických kondenzátorů C1, C2 a tranzistoru Q1. Transformátor T2 pracuje s převodem přibližně 17,3, což znamená, že napětí 230 V snižuje na 13,28 V. Toto napětí je dvoucestně usměrněno usměrňovačem GM1 a vyhlazeno kondenzátory C1, C2 na hodnotu 17,11 V v nezátíženém stavu.

Na svorky kondenzátorů je připojen odporový dělič, který se skládá z odporu R1 a potenciometru P1, díky němuž lze plynule měnit úbytek napětí, určený pro otevření tranzistoru Q1. Za tímto tranzistorem je již připojena sytící cívka doplněná tzv. nulovou diodou V0, která chrání tranzistor proti vysokým napěťovým špičkám, vznikajícím na sytícím vinutí při prudkých změnách proudu. Při otevření tranzistoru Q1 je tedy sytící cívka napájena ze sekundárního vinutí transformátoru T1 přes transformátor T2, usměrňovač GM1, kondenzátory C1, C2 a tranzistor Q1. Protože je hodnota proudu potřebného pro přesycování jádra až 4 A, musí být všechny zmiňované prvky na tento proud dimenzované.

Pro regulaci sytícího proudu byl zvolen výkonový unipolární tranzistor s označením IRF9520, který je typu MOSFET s indukovaným kanálem P. Maximální stejnosměrný proud tohoto tranzistoru je 6 A při ztrátovém výkonu nejvýše 40 W a průrazném napětí 100 V, což jsou pro tuto aplikaci postačující parametry.

Vzhledem k větším hodnotám sytícího proudu byly na výstup usměrňovače připojeny dva kondenzátory s kapacitou 10000 $\mu\text{F}/25\text{V}$. Při menší kapacitě by docházelo k příliš velkému zvlnění výstupního napětí zdroje, což by mělo za následek zhoršení průběhu regulace. Integrovaný můstkový usměrňovač B250C10000DR je také možno bez problémů použít pro proud 4 A a to bez jakéhokoli přídavného chlazení.



obr. 16 – analogová verze optimalizovaného zpětnovazebního obvodu

Transformátor T2 v tomto obvodu není zapojen z důvodu galvanického oddělení, ale pouze z důvodu snížení efektivní hodnoty výstupního napětí transformátoru T1, které může být při 230 V na jeho primárním vinutí až 250 V (viz graf 1). Pokud bychom transformátor T2 vynechali, tak by se toto napětí samozřejmě objevilo na vstupu usměrňovače GM1. Zde by však problém s vyšší hodnotou napětí nenastal, protože diody v usměrňovači mají v závěrném směru povolené napětí právě 250 V.

Problém by ovšem vznikl na výstupních svorkách usměrňovače, kde by měl pulzující průběh amplitudu až 318 V. Na tuto hodnotu napětí by samozřejmě musely být dimenzovány jak kondenzátory C1, C2, tak i tranzistor Q1, což je nevýhodné z hlediska ceny a hlavně také rozměrů, kterých by kondenzátory dosahovaly.

Elektrolytické kondenzátory jsou sice běžně dostupné pro napětí 385 V, ale pouze s kapacitou maximálně do 2200 μF , přičemž rozměry takového kondenzátoru jsou 75 x 105 mm a cena jednoho kusu činí 2850 Kč. Trochu přijatelnější je již cena kondenzátoru 1000 $\mu\text{F}/385\text{V}$ s rozměry 40 x 105 mm, který stojí 500 Kč. Pro dosažení kapacity 20000 μF by však těchto kondenzátorů muselo být 20 zapojených paralelně, takže výsledná cena by byla 10000 Kč, a rozměry této „kondenzátorové baterie“ by výrazně převyšovaly rozměry transformátoru T2.

Kromě toho by tranzistor IRF9520 musel být nahrazen tranzistorem s podstatně větším průrazným napětím U_{DSS} , jehož cena by byla minimálně desetkrát vyšší. Použití transformátoru T2 je v tomto obvodu tedy skutečně nutné.

Výkon transformátoru T2 je dán součinem jeho sekundárního napětí při zatížení a maximální hodnoty sytícího proudu, který je z tohoto vinutí odebírán.

$$S_{T2\max} = U_2 \cdot I_{S\max} = 12,23 \cdot 4 = 48,9\text{VA} \Rightarrow \underline{\underline{50\text{VA}}} \quad (9)$$

Maximální výkon transformátoru je tedy 50 VA. Transformátory schopné dodávat takový výkon mají větší rozměry i hmotnost, což je v porovnání se spínaným zdrojem drobná nevýhoda. Tento problém však může být odstraněn použitím odbočky ze sekundárního vinutí transformátoru T1 nebo navinutím přídavného sekundárního vinutí, jehož napětí by odpovídalo hodnotě výstupního napětí transformátoru T2.

Při odebírání proudu z odbočky či přídavného vinutí by však docházelo k mírnému poklesu napětí nejen na tomto vinutí, ale i na sekundárním vinutí pro 230 V. Je to dáno tím, že mají obě vinutí společné jádro a indukované napětí je závislé na stejném magnetickém toku. Tento jev by mohl mít špatný vliv na průběh regulace, což by mohlo být předmětem dalšího zkoumání, protože transformátor v tomto provedení zatím ještě zkoušen nebyl.

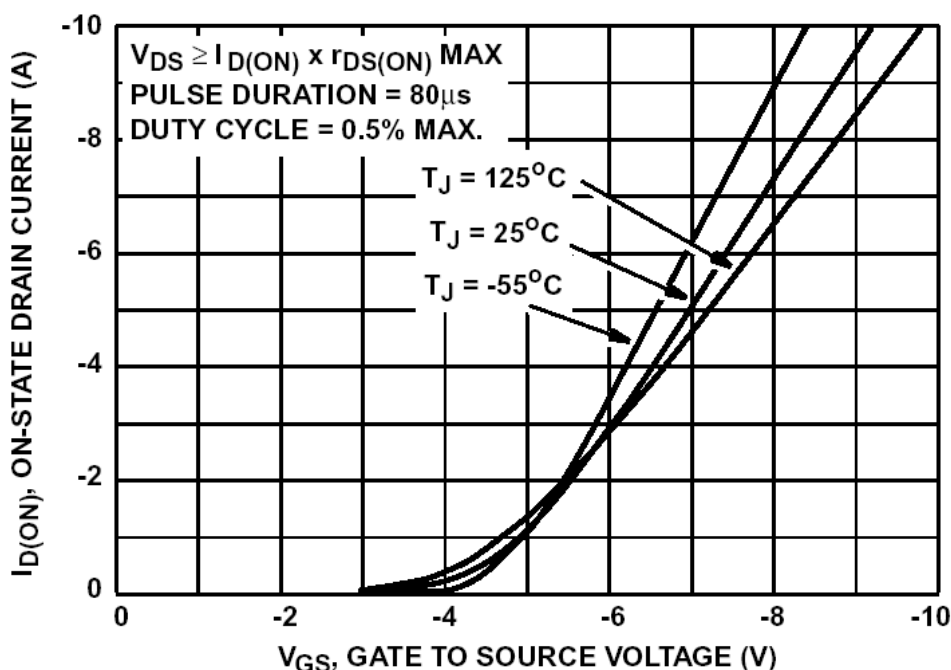
Byla zde také možnost využít spínaného zdroje z předchozího obvodu. Spínané zdroje však není vhodné napájet nižší nebo vyšší hodnotou napětí než je napětí sítě, protože by mohlo dojít k jejich zničení. Při měření vlastností zpětnovazebního obvodu však bylo zapotřebí pomocí regulačního autotransformátoru simulovat větší výchylky síťového napětí, což by spínaný zdroj nemusel vydržet, a proto byla zvolena varianta klasického zdroje.

Obvod na obr. 16 funguje tak, že s rostoucím napětím na sekundárním vinutí transformátoru T1 roste také výstupní napětí transformátoru T2. S tímto napětím se zvyšuje hodnota stejnosměrného vyhlazeného napětí na kondenzátorech C1, C2, na které je připojen odporový dělič. Zvětšuje se tedy i úbytek napětí na potenciometru P1 a při překročení určité hodnoty tohoto úbytku se tranzistor Q1 začne otevírat. Díky tomu začne tranzistorem téct proud do sytící cívky, která bude vytvářet stejnosměrnou složku toku v jádře transformátoru T1, a efektivní hodnota jeho sekundárního napětí se tak začne snižovat. Z toho důvodu začne klesat i výstupní napětí transformátoru T2, napětí na kondenzátorech C1, C2 a vlivem poklesu úbytku napětí na potenciometru P1 se začne tranzistor naopak zavírat. Hodnota sytícího proudu, který teče tranzistorem Q1, bude klesat, takže se sníží i stejnosměrná složka toku a výstupní napětí se začne opět zvyšovat. Tímto způsobem měla být na výstupu transformátoru T1 udržována požadovaná efektivní hodnota napětí 230 V.

Při měření však bylo zjištěno, že má tento obvod několik výrazných nedostatků. Jedním z nich je např. to, že zde tranzistor Q1 nepracuje ve spínacím režimu, ale v režimu lineárním. Během regulace se v tomto režimu pracovní bod pohybuje spojitě po přímce protínající výstupní charakteristiky a na tranzistoru tak vznikají podstatně větší tepelné ztráty než v režimu spínacím. Tyto ztráty se musí samozřejmě odvádět pomocí chladiče s většími rozměry, což je nežádoucí.

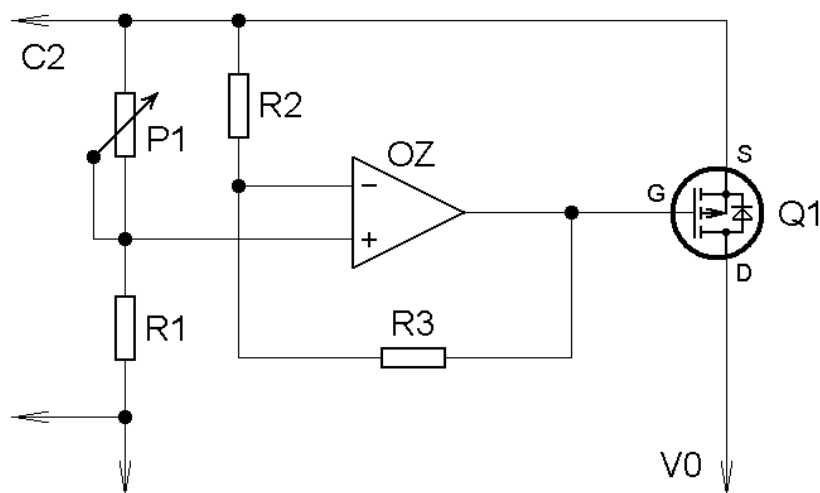
Hlavní nevýhoda však spočívá v úplně jiné vlastnosti tohoto obvodu. Odporový dělič je sice navržen tak, aby úbytek napětí na potenciometru začal otevírat tranzistor při 230 V na sekundárním vinutí, ale při překročení této hodnoty se tranzistor Q1 začne otevírat velice pomalu. To znamená, že pokud se sekundární napětí zvýší o několik voltů nad hodnotu 230, bude tranzistorem téct stále ještě malý proud, takže sytící cívka nebude mít energii pro dostatečné přesycení jádra a výstupní napětí transformátoru T1 se tak nesníží na požadovaných 230 V.

Je to způsobeno tím, že tranzistor nemá dostatečně strmou převodní charakteristiku (graf 2), a proto se menší změny napětí U_{GS} na jeho otevření téměř neprojeví. Při kolísání síťového napětí by tak docházelo k velikým výchylkám od žádané hodnoty, a proto je tento obvod pro stabilizaci výstupního napětí nepoužitelný.



graf 2 – převodní charakteristiky tranzistoru IRF9520 z katalogu

Pro rychlejší otevírání tranzistoru při malých změnách napětí U_{GS} by bylo nutné upravit obvod tak, aby se docílilo větší strmosti převodní charakteristiky. Toho lze dosáhnout použitím elektronického obvodu, který bude na změnu napětí U_{GS} citlivější než je tranzistor Q1. Takový obvod je možné realizovat např. pomocí operačního zesilovače, který by zde pracoval jako neinvertující zesilovač zapojený mezi odporovým děličem a tranzistorem, jak je vidět z obr. 17.



obr. 17 – řídicí obvod tranzistoru realizovaný pomocí operačního zesilovače

V případě neinvertujícího zesilovače je napěťové zesílení A_U závislé na poměru hodnot odporu R_2 a zpětnovazebního odporu R_3 a je dané vztahem 10.

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_3}{R_2} + 1 \quad (10)$$

Vzhledem k tomu, že mají odpory R_2 a R_3 konstantní hodnotu, má zesílení v rozsahu od 0 V do záporné hodnoty saturačního napětí lineární průběh. To znamená, že úbytek napětí z potenciometru P_1 sice bude zesílený na požadovanou hodnotu napětí U_{GS} , ale reakce na změnu tohoto napětí bude stále stejná jako bez použití zesilovače. Aby zesílení v celé oblasti nebylo lineární, čímž by docházelo k většímu zesilování pouze určité hodnoty napětí, musel by být do série s odporem R_3 zapojen tranzistor, který by měnil vlastnosti záporné zpětné vazby v závislosti na velikosti úbytku napětí na potenciometru P_1 . Navrhnout a také nastavit takový obvod je však složitější záležitostí a funkce tohoto obvodu by pravděpodobně stejně nebyla správná. Za těchto okolností byla analogová verze řídicího obvodu zamítnuta.

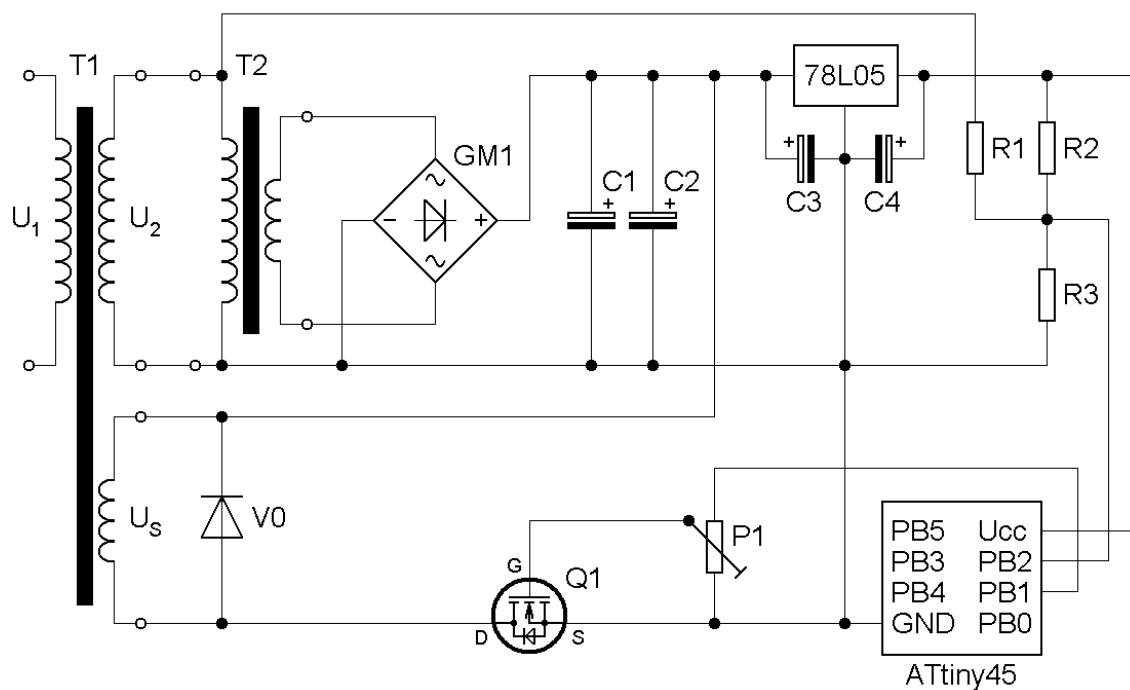
4.2 Zpětnovazební obvod řízený mikrokontrolérem

Pro dosažení charakteristiky potřebné pro řízení tranzistoru byl řídící obvod doplněn integrovaným obvodem řady ATtiny45. Tento 8-bitový AVR mikrokontrolér s architekturou RISC je produktem firmy ATMEL. Obsahuje 4 KB paměti FLASH pro program, 256 B vnitřní paměti SRAM, dalších 256 B je vyhrazeno pro datovou paměť EEPROM a hlavně je zde k dispozici 4-kanálový, 10-bitový A/D převodník s postupnou aproximací, který je nezbytný pro sledování odchylky snímaného napětí.

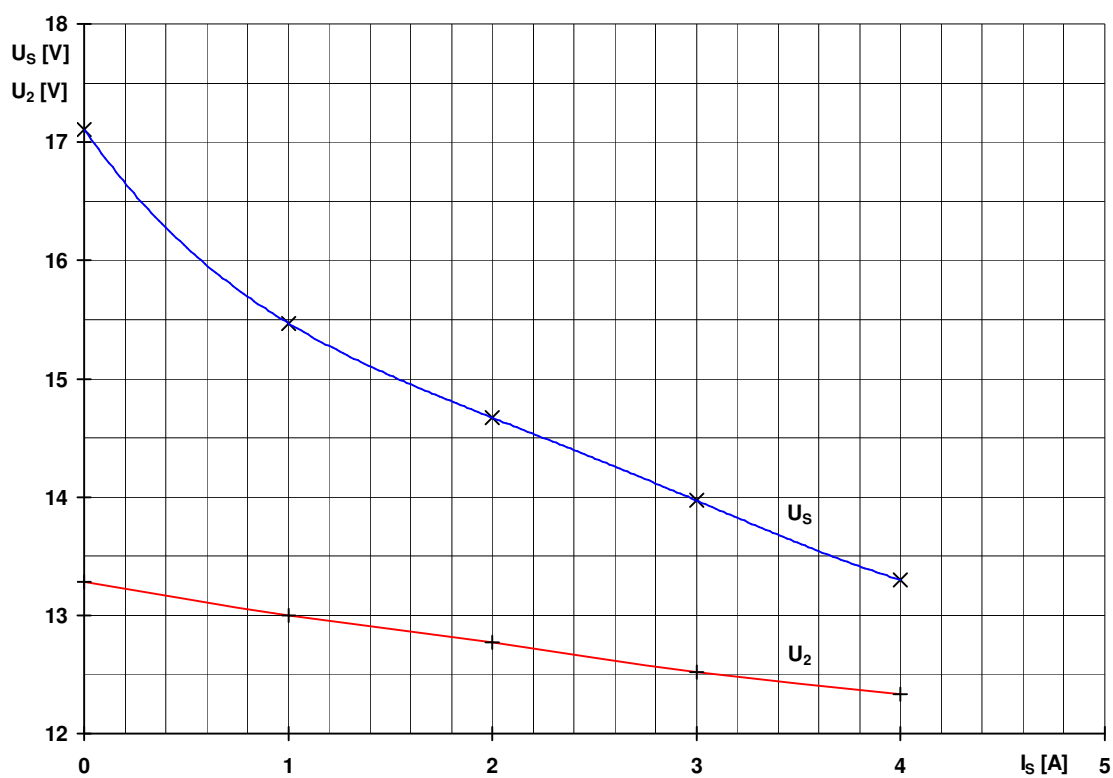
Mikrokontrolér je schopen pracovat s frekvencí 10 MHz při napájení v rozsahu od 2,7 do 5,5 V nebo s frekvencí až 20 MHz při napájení od 4,5 do 5,5 V. Podstatnou výhodou je to, že má ATtiny45 pouze jeden 6-bitový I/O port, takže je běžně dostupný v 8-pinovém pouzdře narozdíl od 52-pinového mikroprocesoru ADuC812. Pouzdro je možné sehnat jak v provedení PDIP (Plastic Dual In-line Package), tak i v provedení SOIC (Small Outline Integrated Circuit „Gull Wing Style“), které je vhodné při minimalizaci rozměrů DPS.

S úpravou řídícího obvodu přišly změny jak v obvodu pro snímání sekundárního napětí, tak i v obvodu pro napájení, což je vidět ze schématu na obr. 18. Podstatnou nevýhodou předchozí metody snímání změny výstupního napětí (obr. 16) bylo to, že stejnosměrné napájecí napětí se zatížením klesalo (graf 3). Protože byl na toto napětí připojen odporový dělič, klesal se zatížením i úbytek napětí na potenciometru P1, určený pro otevírání tranzistoru. To znamená, že ve chvíli, kdy se sekundární napětí transformátoru T1 zvýšilo nad hodnotu 230 V a tranzistor se tak začal díky většímu úbytku napětí otevírat, začalo také vlivem zvyšující se hodnoty sytícího proudu klesat napětí na kondenzátorech C1, C2. Úbytek napětí se tedy opět snížil, a zavřel tak tranzistor rychleji než bylo potřeba. Tím se při regulaci zvýšila odchylka od žádané hodnoty 230 V.

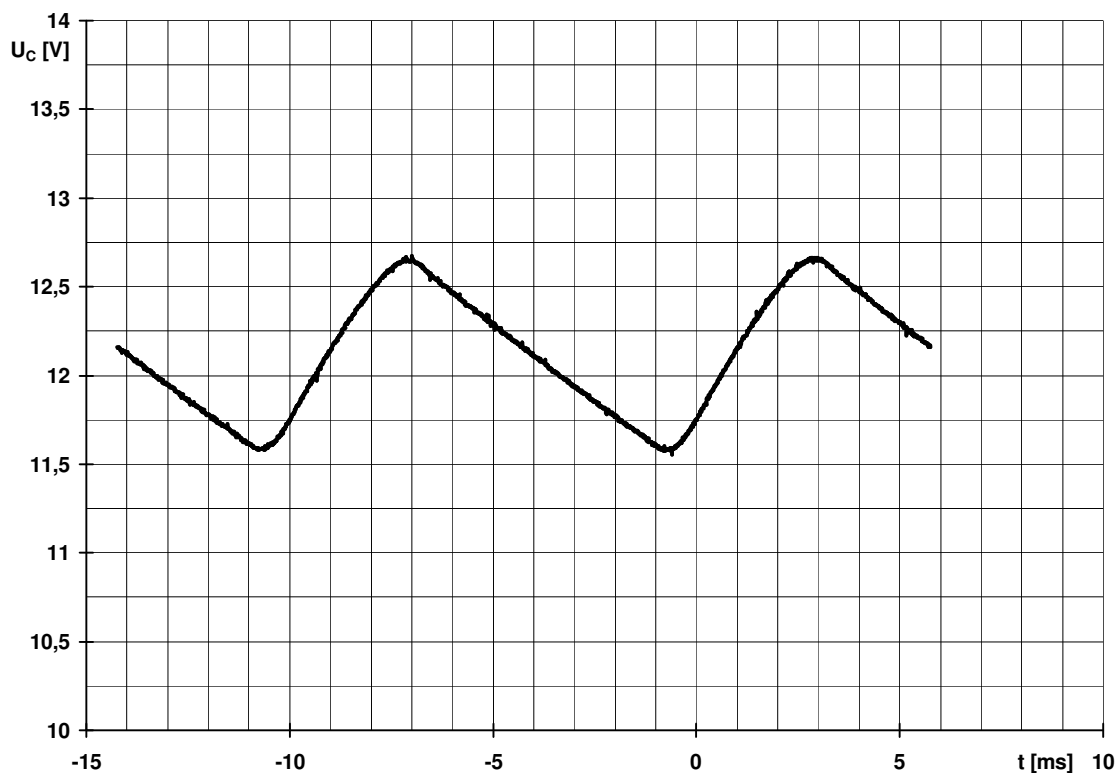
Pokles napájecího napětí při odběru většího sytícího proudu je způsoben jednak výraznějším zvlněním napětí na kondenzátorech C1, C2 (obr. 19), jednak také úbytky napětí na sekundárním vinutí transformátoru T2, které jsou dány především tepelnými ztrátami a rozptylovou reaktancí tohoto vinutí. Z grafu 3 je možné vidět, jakým způsobem klesá s rostoucím odběrem sytícího proudu napětí U_2 na sekundárním vinutí transformátoru T2 a napětí U_S na kondenzátorech C1, C2. Kvůli těmto vlastnostem byl snímací obvod navržen tak, aby napětí naměřené tímto obvodem nebylo v žádném případě ovlivňováno poklesem napětí stejnosměrného zdroje.



obr. 18 – optimalizovaný zpětnovazební obvod s mikrokontrolérem ATtiny45



graf 3 – pokles napájecího napětí s rostoucím sytícím proudem



obr. 19 – průběh zvlněného napětí na kondenzátorech C1, C2

Výstupní napětí snímacího obvodu muselo odpovídat napětíovému rozsahu A/D převodníku, pomocí kterého je toto napětí vzorkováno. Jak již bylo zmiňováno v kapitole 3, rozsah převodníku může být od 0 V do jeho maximálního referenčního napětí. U mikrokontroléru ATtiny45 je možné nastavováním bitů REFS0, REFS1 a REFS2 v registru ADMUX zvolit jedno ze čtyřech nabízených referenčních napětí, které je u převodníku potřebné pro porovnávání se vzorkovaným napětím. Jako referenční napětí zde může být zvoleno napájecí napětí U_{CC} , vnější napětí z pinu PB0 (AREF) nebo vnitřní napětíová reference o hodnotě 1,1 V či 2,56 V. Pro dosažení maximálního rozsahu převodníku bylo jako referenční napětí zvoleno napájecí napětí U_{CC} , které je v našem případě 5 V. Nejvyšší hodnota výstupního napětí snímacího obvodu tedy musela být rovna 5 V.

Ze schématu na obr. 18 je vidět, že je snímací obvod realizován pomocí dvou odporových děličů, složených z odporů R1, R2 a R3. Odpor R3 je zde společný, přičemž vstupní dělič R1, R3 je připojen paralelně k sekundárnímu vinutí transformátoru T1 a slouží ke snižování efektivní hodnoty výstupního napětí. Takto snižené střídavé napětí je však pro vzorkování nepoužitelné, protože se rozsah převodníku nemůže pohybovat v záporných hodnotách. Z toho důvodu je zde ještě výstupní dělič tvořený odpory R2, R3, připojenými na stejnosměrné napájecí napětí 5 V proti společné zemi. Hodnoty odporů R2 a R3 jsou stejné (5 kΩ). To znamená, že tento dělič vytváří stejnosměrnou složku 2,5 V (polovina napájecího napětí), o kterou je střídavý průběh posunut směrem nahoru.

Aby výstupní napětí snímacího obvodu během vzorkování nenabývalo záporných hodnot a zároveň nebyla překročena hodnota referenčního napětí, musí být poměr odporů R1 a R3 navržen tak, aby amplituda střídavého napětí na odporu R3 byla nejvýše 2,5 V při maximální amplitudě sekundárního napětí, jejíž hodnota je dána vztahem 11.

$$U_{2\max} = \sqrt{2} \cdot U_{2RMS} = \sqrt{2} \cdot 250 = \underline{\underline{353,6V}} \quad (11)$$

Hodnota odporu R1 potom vychází následovně.

$$R1 = \frac{U_{2\max} - U_{R3\max}}{U_{R3\max}} \cdot R3 = \frac{353,6 - 2,5}{2,5} \cdot 5 \cdot 10^3 = \underline{\underline{702k\Omega}} \quad (12)$$

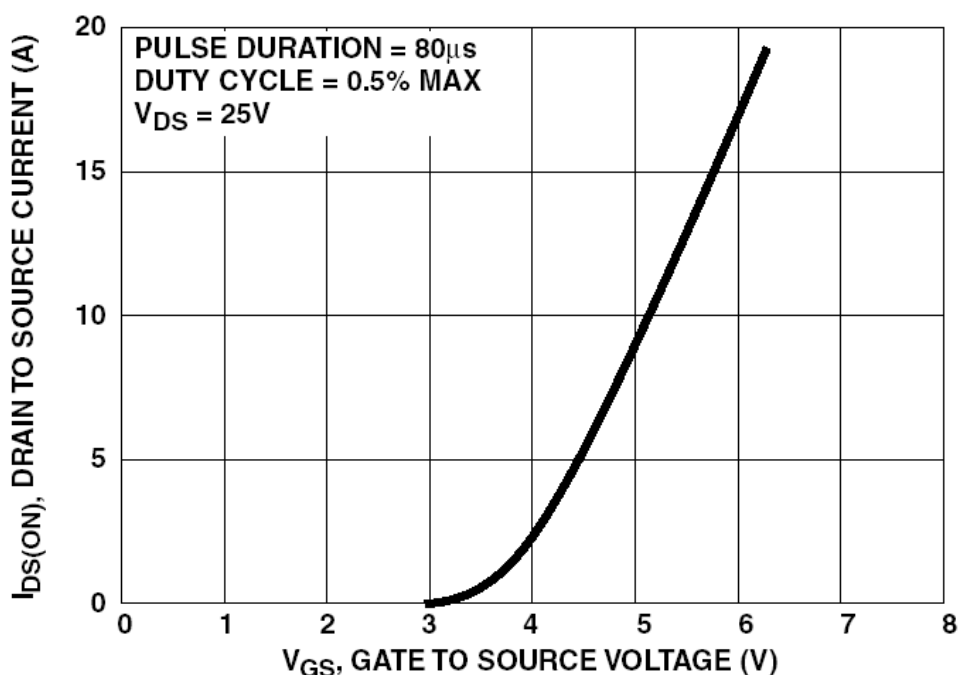
Jako R1 byl tedy zvolen odpor s nejbližší vyšší dostupnou hodnotou, což je 750 kΩ.

Mikrokontrolér ATtiny45 tedy převádí naměřené napětí z pinu PB2 na číslicovou hodnotu, kterou porovnává s hodnotou odpovídající výstupnímu napětí 230 V. Po porovnání těchto dvou hodnot mikrokontrolér nastaví na I/O pinu PB1 log. 0 nebo naopak log. 1 podle toho, jestli je sekundární napětí menší, nebo větší než 230 V. Pinem PB1 je potom přes trimr P1 spínán tranzistor BUZ11 (obr. 18), kterým byl nahrazen tranzistor IRF9520 (obr. 16 a 17).

BUZ11 je výkonový unipolární tranzistor typu MOSFET s indukovaným kanálem N narušil od IRF9520, který má kanál P. Tranzistory s kanálem N je možné spínat signálem přiváděným mezi hradlo a společnou zem, což znamená, že log. 1 na pinu PB1 tranzistor sepne a log. 0 zase naopak vypne, což bylo u tranzistoru IRF9520 v předchozím zapojení obráceně. Průrazné napětí U_{DS} tranzistoru BUZ11 je sice pouhých 50 V, ale to je v našem případě dostačující, protože hodnota napětí na tranzistoru ve vypnutém stavu nepřesáhne ani 20 V. Maximální proud I_D je 30 A a povolený ztrátový výkon P_D nejvýše 75 W, takže z hlediska proudových a výkonových parametrů, je tento tranzistor dostatečně předimenzován. Kromě toho má BUZ11 velmi nízký odpor v sepnutém stavu $r_{DS(ON)}$, jehož typická hodnota je 30 mΩ. Podstatnou výhodou tohoto tranzistoru je také jeho nízká cena, která činí pouhých 20 Kč za kus.

Spínací napětí tranzistoru U_{GS} může být v našem případě maximálně 5 V, což je dáno velikostí napájecího napětí mikrokontroléru. Při napětí $U_{GS} = 5$ V však tranzistorem může téct proud I_D až 8 A (graf 4), takže je tento rozsah postačující. Maximální hodnota sytícího proudu tedy může být omezována pomocí trimru P1, a to v rozsahu od 0 A do 4,4 A, přičemž mezní hodnota proudu je dána velikostí sytícího napětí při nejvyšším zatížení a odporem sytícího vinutí.

$$I_{S\max} = \frac{U_S}{R_S} = \frac{13,3}{3} = \underline{\underline{4,4\text{ A}}} \quad (13)$$



graf 4 – převodní charakteristika tranzistoru BUZ11 z katalogu

Konstantní hodnotu napájecího napětí 5 V pro mikrokontrolér ATtiny45 zde zajišťuje integrovaný stabilizátor 78L05, jehož vstupní část je připojena na sytící napětí. Minimální úbytek napětí (U_d – Dropout Voltage), který stabilizátor potřebuje pro svoji správnou funkci, je podle katalogových údajů typicky 1,7 V. To znamená, že stejnosměrné vstupní napětí U_{IN} musí mít hodnotu minimálně 6,7 V. Nejvyšší povolené napětí na vstupu stabilizátoru je 30 V a hodnota sytícího napětí kolísá v rozmezí od 13,3 V při plném zatížení do 17,11 V ve stavu naprázdno, takže se toto napětí pohybuje v předepsaném rozsahu. Pro potlačení vyšších harmonických složek je mezi vstupní svorkou a zemí připojen tantalový kondenzátor C3 o kapacitě 0,33 $\mu\text{F}/35\text{V}$ a na výstupu je též tantalový kondenzátor C4, ale s kapacitou 0,1 $\mu\text{F}/35\text{V}$.

Celkový zpětnovazební obvod potom funguje následujícím způsobem. Pomocí A/D převodníku je vzorkováno výstupní napětí transformátoru, které je snížené a patřičně upravené snímacím obvodem. Vždy po uplynutí jedné periody vzorkovaného signálu mikrokontrolér porovná hodnotu převedeného napětí s hodnotou, která odpovídá napětí 230 V na sekundárním vinutí a následně vyhodnotí, jestli má být tranzistor sepnut či nikoli.

Pokud je hodnota sekundárního napětí menší nebo rovna 230 V, na pinu PB1 je nastavena log. 0, tranzistor je tedy zavřen, a sytící napětí tak slouží pouze pro napájení stabilizátoru 78L05, který je zdrojem napětí 5 V pro mikrokontrolér. Jestliže se však výstupní napětí zvýší nad hodnotu 230 V, pin PB1 se nastaví do log. 1, na trimr se tak přivede napětí 5 V a tranzistor se sepne. Tím se připojí napětí z kondenzátorů na sytící vinutí a obvodem začne protékat sytící proud.

Velikost proudu je závislá na otevření tranzistoru neboli na nastavení trimru, přičemž nejvyšší možná hodnota sytícího proudu je 4,4 A (vzorec 13). Díky tomuto proudu začne sytící cívka vytvářet stejnosměrnou složku toku v jádře transformátoru a efektivní hodnota sekundárního napětí se tak bude snižovat. Po uplynutí další periody převedeného napětí mikrokontrolér opět vyhodnotí, jestli je výstupní napětí již dostatečně snížené (minimálně na hodnotu 230 V), a v případě, že ano, se pak na pin PB1 nastaví do log. 0 a tranzistor se zavře. Pokud ovšem napětí dostatečně snížené nebude, zůstane pin PB1 nastaven v log. 1, a tranzistor tak bude sepnut i nadále. Tento děj se bude opakovat do té doby, než se výstupní napětí sníží alespoň na hodnotu 230 V.

Hlavní výhodou tohoto obvodu je, že narozdíl od předchozího zapojení (obr. 16) tranzistor pracuje ve spínacím režimu, takže při regulaci na tomto prvku vznikají minimální tepelné ztráty. Naopak podstatným nedostatkem zůstává to, že během regulování dochází stále k relativně velikým odchylkám od požadované hodnoty 230 V. Odchylky však tentokrát nevznikají kvůli nedostatečně strmé převodní charakteristice tranzistoru, ale z důvodu nízké vzorkovací frekvence používané během převodu napětí ze snímacího obvodu.

4.3 Optimalizace programu mikrokontroléru

Mikrokontrolér ATtiny45 pracuje s frekvencí 8 MHz, kterou zde zajišťuje kalibrovaný interní RC oscilátor. Od této frekvence se samozřejmě odvíjí také doba vykonávání jednotlivých instrukcí a cyklů v programu. Vzhledem k tomu, že je vzorkováno střídavé napětí posunuté o stejnosměrnou složku 2,5 V, musí být nezbytnou součástí programu také výpočet efektivní hodnoty napětí, jejíž matematický význam popisuje rovnice 14, která je dále upravena do tvaru použitelného pro program (vzorec 16).

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T u^2 dt} \quad (14)$$

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^N u_i^2} \quad (15)$$

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{u_0^2 + u_1^2 + u_2^2 + \dots + u_N^2}{N}} \quad (16)$$

Písmeno T v rovnici 14 vyjadřuje dobu jedné periody převáděného signálu, která je v následujících dvou rovnicích nahrazena počtem vzorků N . Písmeny u s indexy 0, 1, 2, ..., N jsou potom označeny okamžité hodnoty vzorkovaného napětí (dále jen vzorky). Z rovnice 16 je již patrné, že při větším množství vzorků bude výpočet časově náročnější, přičemž nejvíce času zde zabere počítání samotné odmocniny. Než se ovšem program dostane k této odmocnině, musí nejdříve vypočítat kvadrát každého nového vzorku a přičíst ho k součtu vzorků předchozích (vzorec 17).

$$\sum_{i=0}^N u_i^2 = u_0^2 + u_1^2 + u_2^2 + \dots + u_N^2 \quad (17)$$

Pro převod okamžité hodnoty napětí, výpočet kvadrátu jednoho vzorku a jeho následné přičtení musela být pomocí časovače vyhrazena doba 500 μ s. Perioda signálu se síťovou frekvencí 50 Hz trvá 20 ms, takže z jedné periody lze odebrat maximálně 40 vzorků, což je dáno vztahem 18.

$$N = \frac{T_{50Hz}}{t_{vzorku}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{40}} \quad (18)$$

$$f_{vz} = \frac{1}{t_{vzorku}} = \frac{1}{0,5 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{2000Hz}} = \underline{\underline{2kHz}} \quad (19)$$

Ze vzorce 19 je vidět, že je převáděný signál vzorkován s frekvencí 2 kHz, což by bylo pro pouhý odhad efektivní hodnoty napětí jistě dostačující. Pokud však má být mikrokontrolér citlivý i na nepatrné změny výstupního napětí, pak je 40 vzorků na dobu jedné periody velmi nízký počet. Kromě toho musí být po každé periodě převáděného napětí proveden konečný výpočet efektivní hodnoty napětí. Ten spočívá ve vydělení sumy kvadrátů celkovým počtem vzorků N a následném odmocnění (rovnice 16). Tento výpočet trvá cca 620 μs a teprve po něm následuje porovnání s požadovanou hodnotou a nastavení pinu PB1 do log. 0 či log. 1. Mikrokontrolér je tedy na změnu napětí schopen reagovat po uplynutí doby jedné periody a konečného výpočtu efektivní hodnoty. Tato celková doba trvá zhruba 20,62 ms, takže může být tranzistor spínán frekvencí maximálně 24,25 Hz (vzorec 20), což je v našem případě nedostačující.

$$f_{sp} = \frac{1}{2 \cdot t_{celk}} = \frac{1}{2 \cdot 20,62 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{24,25 Hz}} \quad (20)$$

Příčinou větších odchylek od požadované hodnoty 230V zde tedy není pouze malá citlivost na změnu sekundárního napětí transformátoru, ale také nedostatečné množství regulačních zásahů.

Pro zvýšení počtu vzorků na periodu signálu a zkrácení celkové výpočetní doby byl program upraven tak, aby se již nepočítaly kvadráty převedených vzorků, ale pouze součet těchto vzorků bez následného vydělení jejich celkovým počtem N a odmocnění. Zjednodušený výpočet vykonávaný programem potom vypadal následovně.

$$\sum_{i=0}^N u_i = u_0 + u_1 + u_2 + \dots + u_N \quad (21)$$

Vzhledem k tomu, že se zde jedná o pouhý součet vzorků, bylo možné nastavit časovač tak, aby na převod jednoho vzorku a jeho následné přičtení k předchozím vzorkům byla k dispozici doba cca 24 μs . Pokud tuto hodnotu dosadíme do vzorce 18, zjistíme, že se počet vzorků na jednu periodu zvýší ze 40-ti na 830 (vzorec 22) a vzorkovací frekvence se zvýší ze 2 kHz na hodnotu 41,67 kHz (vzorec 23).

$$N = \frac{T_{50Hz}}{t_{vzorku}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{24 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{830}} \quad (22)$$

$$f_{vz} = \frac{1}{t_{vzorku}} = \frac{1}{24 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{41,67 kHz}} \quad (23)$$

Po přičtení posledního vzorku u_{830} se již žádný další výpočet neprovádí a program tedy okamžitě přejde k porovnávání výsledku s požadovanou hodnotou. Porovnání těchto hodnot a nastavení pinu PB1 na vhodnou logickou úroveň je záležitostí pouhých několika μs , což je v našem případě zanedbatelný čas. Celková doba jednoho regulačního zásahu tedy bude téměř stejná jako délka jedné periody (20 ms), což se také projeví na spínací frekvenci tranzistoru.

$$f_{sp} = \frac{1}{2 \cdot t_{clk}} = \frac{1}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{25Hz}} \quad (24)$$

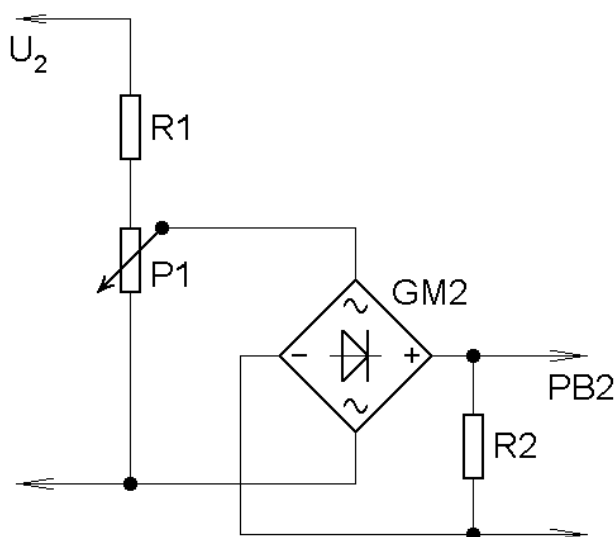
Tímto způsobem tedy došlo ke zvýšení vzorkovací frekvence i počtu možných regulačních zásahů. Pokud však do vztahu 21 dosadíme okamžité hodnoty napětí naměřené během jedné periody střídavého signálu posunutého o stejnosměrnou složku, dostaneme jako výsledek vždy pouze hodnotu této složky neboli tzv. offsetu.

Je to způsobeno tím, že se zde jedná o střídavé napětí, které je symetrické podle osy času, takže jeho střední hodnota za dobu jedné periody je rovna nule. V našem případě je tedy střední hodnota rovna stejnosměrné složce, o kterou je střídavý průběh napětí posunut. Z toho plyne, že je mikrokontrolér schopen reagovat pouze na změnu offsetu, nikoli na změnu amplitudy, což je pro měření změny sekundárního napětí samozřejmě nepoužitelné.

Tento problém mohl být vyřešen vzorkováním pouze jedné půlvlny napětí, takže by se počítala střední hodnota signálu nad offsetem anebo pod ním, nikoli obě hodnoty najednou. V tomto případě by musely být snímány okamžiky průchodu napětí nulou a kvůli porovnávání by bylo nutné rozlišovat kladnou a zápornou půlvlnu převáděného napětí. Z toho důvodu byl snímací obvod upraven tak, aby průběh jeho výstupního napětí odpovídal potřebám programu i bez sledování průchodů nulou a rozlišování jednotlivých půlvln.

4.3.1 Úpravy snímacího obvodu

Zapojení upraveného obvodu znázorňuje schéma na obr. 20. Hodnota sekundárního napětí je opět snižována pomocí odporového děliče složeného z odporu R1 a potenciometru P1, podobně jako tomu bylo u předchozího snímacího obvodu (obr. 18). Na výstup děliče je připojen můstkový usměrňovač GM2, který je zatížen odporem R2 s hodnotou 10 kΩ. Pokud by usměrňovač takto zatížený nebyl, docházelo by vlivem okolního rušení k výrazné deformaci průběhu jeho výstupního napětí.



obr. 20 – upravený snímací obvod

Dvoucestně usměrněné napětí z usměrňovače je pak vzorkováno pomocí A/D převodníku. To znamená, že dělič R1, P1 musí být navržen tak, aby amplituda výstupního napětí snímacího obvodu byla maximálně 5 V a nepřesáhla rozsah převodníku. U tohoto průběhu napětí již je možné použít výpočet podle vzorce 21 s tím, že bude mikrokontrolér reagovat na změnu amplitudy a nikoli na změnu offsetu.

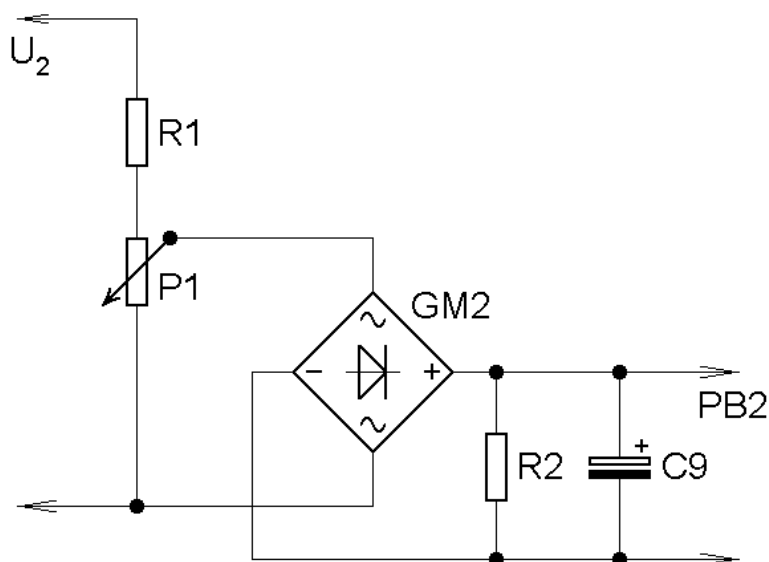
V tomto případě byla doba vzorkování zvolena na 10 ms, což je přesně polovina periody převáděného signálu neboli doba, za kterou proběhne jedna půlvlna usměrněného napětí. Čas vyhrazený pro převod a přičtení vzorku je stále stejný, a to 24 μs. Protože je doba vzorkování o polovinu kratší, než tomu bylo v předchozím případě, je počet vzorků také poloviční, což je vidět z následujícího výpočtu.

$$N = \frac{T_{50Hz}/2}{t_{vzorku}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{24 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{415}} \quad (25)$$

Velikost vzorkovací frekvence je stále stejná a to 41,67 kHz (vzorec 23). Spínací frekvence tranzistoru již stejná není, protože regulační zásah je možné provádět po každých 10 ms, takže hodnota této frekvence je oproti předchozí verzi programu dvojnásobná.

$$f_{sp} = \frac{1}{2 \cdot t_{celk}} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{50Hz}} \quad (26)$$

I po těchto úpravách během regulace docházelo k odchylkám, jejichž hodnota se pohybovala řádově ve voltech, což v žádném případě není zanedbatelné. Z toho důvodu byl na výstup snímacího obvodu zapojen elektrolytický kondenzátor C9 (obr. 21), který z dvoucestně usměrněného pulzujícího průběhu vytváří průběh vyhlazený. Díky tomu, že má převáděné napětí téměř konstantní hodnotu, mohl být vhodným způsobem upraven a zjednodušen program mikroprocesoru.



obr. 21 – upravený snímací obvod s kondenzátorem C9

Všechny předchozí zkoušené programy fungovaly tak, že se nasčítalo určité množství vzorků, ze kterých se vypočítala hodnota převáděného napětí, a teprve poté mohl program porovnat výsledek s požadovanou hodnotou a provést tak potřebný regulační zásah.

U současného programu se vzorky nesčítají, ale po převedení jedné okamžité hodnoty napětí se výsledek ihned porovná s požadovanou hodnotou a na základě výsledku porovnání se pin PB1 nastaví do log. 1 nebo do log. 0. Tyto tři operace (převod, porovnání a nastavení pinu PB1) zabere mikrokontroléru pracujícímu s frekvencí 8 MHz nejvýše 7,38 μ s. Díky tomu se za dobu jedné periody vyhodnotí minimálně 2710 vzorků (výpočet 27), čemuž také odpovídá velikost vzorkovací frekvence a spínací frekvence tranzistoru (výpočty 28 a 29).

$$N = \frac{T_{50Hz}}{t_{vzorku}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{7,38 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{2710}} \quad (27)$$

$$f_{vz} = \frac{1}{t_{vzorku}} = \frac{1}{7,38 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{135,5kHz}} \quad (28)$$

$$t_{vzorku} = t_{celk} \Rightarrow f_{sp} = \frac{f_{vz}}{2} = \frac{1}{2 \cdot t_{vzorku}} = \frac{1}{2 \cdot 7,38 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{67,75kHz}} \quad (29)$$

Ze vzorce 29 je vidět, že spínací frekvence tranzistoru je poloviční než vzorkovací frekvence. Je to dáno tím, že se regulační zásah provádí okamžitě po naměření určitého vzorku a následném porovnání. Hodnoty vypočtené ze vztahů 27, 28 a 29 byly ještě změněny, protože na piny mikrokontroléru XTAL1, XTAL2 byl připojen krystal o frekvenci 20 MHz. Díky tomu se doba potřebná pro převod, porovnání a nastavení pinu PB1 zkrátila ze 7,38 μ s na pouhých 2,95 μ s, takže minimální počet vzorků a hodnoty frekvencí jsou potom následující.

$$N = \frac{T_{50Hz}}{t_{vzorku}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2,95 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{6780}} \quad (30)$$

$$f_{vz} = f_{sp} = \frac{1}{t_{vzorku}} = \frac{1}{2,95 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{339kHz}} \quad (31)$$

$$f_{sp} = \frac{f_{vz}}{2} = \frac{1}{2 \cdot t_{vzorku}} = \frac{1}{2 \cdot 2,95 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{169,5kHz}} \quad (32)$$

Díky všem těmto úpravám se tedy výrazně zvýšila citlivost mikrokontroléru, který je tak pomocí spínání tranzistoru schopen stabilizovat sekundární napětí transformátoru na požadovanou efektivní hodnotu 230 V s přesností ± 100 mV v téměř celém regulačním rozsahu. Kromě toho zabírá program díky své jednoduchosti pouhé 4,5 % paměti mikrokontroléru narozdíl od první verze programu, který kvůli složitému výpočtu odmocniny zabíral 97 % paměti.

Hodnoty počtu vzorků na periodu signálu a dále také hodnoty vzorkovacích a spínacích frekvencí vypočítaných u všech měřených průběhů převáděného napětí jsou porovnány v tabulce 1. Kromě toho je u každého průběhu uveden také maximální počet regulačních zásahů $RZ_{\max}$, které je možno provést za dobu jedné periody. Označení f_{osc} zde vyjadřuje frekvenci mikrokontroléru.

měřený průběh	st posunutý	ss pulzující	ss vyhlazený	ss vyhlazený
$N / T_{50\text{Hz}}$	40	830	2710	6780
$RZ_{\max} / T_{50\text{Hz}}$	0,97	2	2710	6780
f_{vz} [kHz]	2	41,67	135,5	339
f_{sp} [kHz]	0,02425	0,05	67,75	169,5
f_{osc} [MHz]	8	8	8	20

tabulka 1 – porovnání parametrů programu u použitých průběhů převáděného napětí

4.4 Doba odezvy zpětnovazebního obvodu

Ze schématu na obr. 21 je vidět, že doba reakce snímacího obvodu na změnu efektivní hodnoty sekundárního napětí závisí hlavně na časové konstantě τ , jejíž velikost je dána součinem hodnoty odporu R_2 a kapacity kondenzátoru C_9 . Kapacita kondenzátoru musela být zvolena tak, aby bylo výstupní napětí snímacího obvodu co nejméně zvlněné a zároveň nebyla doba vybíjení či nabíjení při změnách napětí příliš dlouhá. Měřením bylo zjištěno, že těmto požadavkům nejvíce odpovídá kondenzátor s kapacitou 47 $\mu\text{F}/10\text{V}$, takže hodnota časové konstanty τ je potom následující.

$$\tau = R_2 \cdot C_9 = 10 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-6} = \underline{\underline{0,47\text{s}}} \quad (33)$$

Tato konstanta má však vliv pouze při snižování napětí. Je to dáno tím, že je odpor R_2 ke kondenzátoru C_9 připojen paralelně a při poklesu napětí na výstupu usměrňovače GM2 se bude kondenzátor vybíjet právě přes tento odpor.

Při nabíjení určuje časovou konstantu a tedy i reakční dobu snímacího obvodu tzv. parametr ESR kondenzátoru C_9 , který vyjadřuje hodnotu pomyslného odporu zapojeného do série s tímto kondenzátorem. Jelikož se u kondenzátorů s těmito kapacitami pohybují hodnoty ESR řádově v jednotkách Ω , bude časová konstanta při nabíjení kondenzátoru C_9 podstatně menší než při jeho vybíjení.

Hodnota konstanty τ pro vybíjení (vzorec 33) se na první pohled může zdát příliš vysoká. Větší změny sekundárního napětí však díky poměru děliče R_1 , P_1 vyvolají podstatně menší změny napětí na kondenzátoru C_9 . Z toho plyne, že se tento kondenzátor vždy vybije pouze o malou hodnotu napětí, takže bude doba vybíjení dostatečně krátká, což je také dokázáno pomocí následujících výpočtů (34 až 37).

Předpokládejme nyní, že se efektivní hodnota sekundárního napětí skokově změní z 230 V na hodnotu 220 V. Dělič připojený na toto napětí je složen z odporu R1 s hodnotou 90 kΩ a potenciometru P1, který má odpor 2,5 kΩ. Pokud se tedy napětí na děliči sníží o 10 V, můžeme pomocí hodnot těchto odporů určit, jak se změní napětí na potenciometru P1, ze kterého je napájen můstkový usměrňovač GM2.

$$U_{P1} = \frac{P1}{R1 + P1} \cdot U_{R1+P1} = \frac{2,5}{90 + 2,5} \cdot 10 = \underline{270mV} \quad (34)$$

Po usměrnění a vyhlazení tohoto napětí dostaneme hodnotu ze vztahu 35.

$$U_{C9} = 0,9 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{P1} = 0,9 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,270 = \underline{340mV} \quad (35)$$

Z vypočtených hodnot je tedy vidět, že snížením sekundárního napětí o 10 V dojde na kondenzátoru C9 k poklesu napětí o pouhých 340 mV. Dělič je navržen tak, aby při 230 V na sekundárním vinutí bylo na kondenzátoru C9 napětí 4 V, což znamená, že se toto napětí sníží ze 4 V na hodnotu 3,66 V (výpočet 36). Napětí U_{C9} tedy klesne skutečně nepatrně, a tomu také odpovídá čas t , za který se kondenzátor na napětí 3,66 V vybije (výpočet 37).

$$U_{C9(220V)} = U_{C9(230V)} - U_{C9(10V)} = 4 - 0,34 = \underline{3,66V} \quad (36)$$

$$U_{C9(220V)} = U_{C9(230V)} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\frac{U_{C9(220V)}}{U_{C9(230V)}} = e^{-\frac{t}{\tau}} \Rightarrow \ln \frac{U_{C9(220V)}}{U_{C9(230V)}} = -\frac{t}{\tau}$$

$$t = -\tau \cdot \ln \frac{U_{C9(220V)}}{U_{C9(230V)}} = -0,47 \cdot \ln \frac{3,66}{4} = \underline{42ms} \quad (37)$$

Pokles sekundárního napětí o 10 V se tedy na výstupu snímacího obvodu projeví za pouhých 42 ms. Po této změně napětí je mikrokontrolér schopen provést regulační zásah maximálně do 2,95 μs, což je oproti době reakce snímacího obvodu zanedbatelný čas. Doba odezvy celkového zpětnovazebního obvodu je tedy dána především časovými konstantami při vybíjení a nabíjení kondenzátoru C9.

Na předchozím příkladu bylo ukázáno, za jaký čas se na výstupu snímacího obvodu projeví změna sekundárního o 10 V. Ve většině případů však napětí v rozvodné síti kolísá podstatně méně, takže reakční doba snímacího obvodu a tedy i celková doba odezvy zpětné vazby bude podstatně kratší. Z následujících výpočtů (38 až 41) je vidět, jakým způsobem se sníží napětí na kondenzátoru C9 při poklesu sekundárního napětí z 230 V na 229 V, takže o pouhý 1 V.

$$U_{P1} = \frac{P1}{R1 + P1} \cdot U_{R1+P1} = \frac{2,5}{90 + 2,5} \cdot 1 = \underline{27mV} \quad (38)$$

$$U_{C9} = 0,9 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{P1} = 0,9 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,027 = \underline{34mV} \quad (39)$$

$$U_{C9(229V)} = U_{C9(230V)} - U_{C9(1V)} = 4 - 0,034 = \underline{3,966V} \quad (40)$$

$$t = -\tau \cdot \ln \frac{U_{C9(229V)}}{U_{C9(230V)}} = -0,47 \cdot \ln \frac{3,966}{4} = \underline{\underline{4ms}} \quad (41)$$

Z výsledku vzorce 41 je patrné, že je doba odezvy přibližně desetkrát kratší než u předchozího příkladu. Protože byla změna sekundárního napětí desetkrát menší, můžeme říci, že s klesající změnou sekundárního napětí se téměř lineárně zkracuje doba odezvy regulačního obvodu.

5. Konečná verze zpětnovazebního obvodu

Konečné zapojení celého zpětnovazebního regulačního obvodu je vidět ze schématu na obr. 22. Kromě změny snímacího obvodu byla zdrojová část ještě doplněna dvěma elektrolytickými kondenzátory C3, C4 s kapacitou 10000 $\mu\text{F}/25\text{V}$ pro snížení zvlnění sytícího napětí. Kvůli špičkovým proudům, které v obvodu vznikají při spínání tranzistoru vyšší frekvencí, byly na výstup zdroje zapojeny také dva fóliové kondenzátory C5, C6 od firmy WIMA s kapacitami 1 μF a 330 nF/50Vss s označením MKS2 a MKS02. Tyto polypropylenové kondenzátory mají velmi nízký ztrátový činitel a hodnotu ESR, takže jsou vhodné pro pulzní zátěž právě tohoto typu.

Jako ochrana proti přepětí byla na vstup mikrokontroléru zapojena Zenerova dioda ZD1 s napětím 5,6 V. Důležitější jsou však přepět'ové ochrany u tranzistoru BUZ11, které zde tvoří diody D2, ZD2, ZD3 a V0. Hradlo unipolárních tranzistorů MOSFET je vytvořeno na tenké vrstvě izolantu, takže jejich nejcitlivější místo představuje dráha mezi elektrodami G (Gate) a S (Source). Nejvyšší povolené napětí U_{GS} tranzistoru je 20 V a spínací napětí v tomto zpětnovazebním obvodu je maximálně 5 V. Na základě toho byla mezi elektrody G a S připojena Zenerova dioda ZD3 s napětím 10 V. Před průrazem chrání tranzistor dioda ZD2. Hodnota Zenerova napětí této diody se musí pohybovat okolo poloviny pásma mezi nejvyšším povoleným napětím tranzistoru U_{DSS} a napětím, které tranzistor spíná, což je v našem případě sytící napětí U_S . Výpočet Zenerova napětí diody ZD2 potom vypadá následovně.

$$U_{ZD2} = U_S + \frac{U_{DSS} - U_S}{2} = 13,3 + \frac{50 - 13,3}{2} = \underline{\underline{31,65\text{V}}} \quad (42)$$

Jako ZD2 tedy byla zvolena Zenerova dioda s nejbližší vyšší hodnotou napětí, jehož velikost je 33 V. Do série s touto diodou musela být zapojena ještě dioda D2, která brání jejímu otevření v propustném směru. D2 může být jednoduchá křemíková dioda, která má průrazné napětí větší než 20 V a snese nárazový propustný proud 1 A, takže byl zvolen klasický typ 1N4007. V0 je rychlá spínací dioda typu BY359-1500 s opakovatelným špičkovým závěrným napětím $U_{RRM} = 1500\text{ V}$. Maximální hodnota propustného proudu $I_{F(RMS)}$ je u této diody 15,7 A a doba zotavení v závěrném směru t_{rr} je nejvýše 0,6 μs . Funkce diody V0 je podrobně vysvětlena v kapitole 5.1.1.

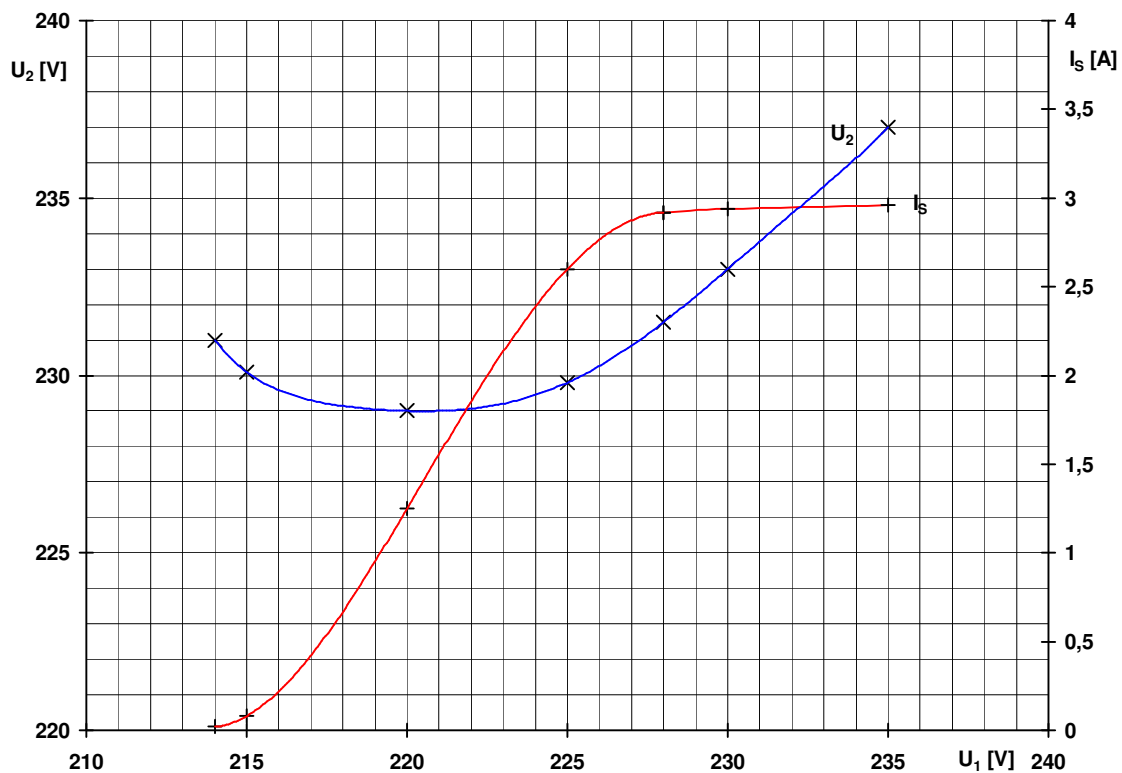
5.1 *Ověření funkce zpětnovazebního obvodu*

Ověřování funkčnosti zpětnovazebního obvodu probíhalo tak, že se na primární vinutí transformátoru zapojil jednofázový regulační autotransformátor, s jehož pomocí byla prováděna simulace kolísání síťového napětí. Během stabilizace byly digitálními multimetry True RMS měřeny efektivní hodnoty primárního napětí U_1 , sekundárního napětí U_2 a také střední hodnota sytícího proudu I_s . První měření těchto veličin bylo provedeno při stabilizaci výstupního napětí u transformátoru ve stavu naprázdno. Výsledky tohoto měření zachycuje graf 5.

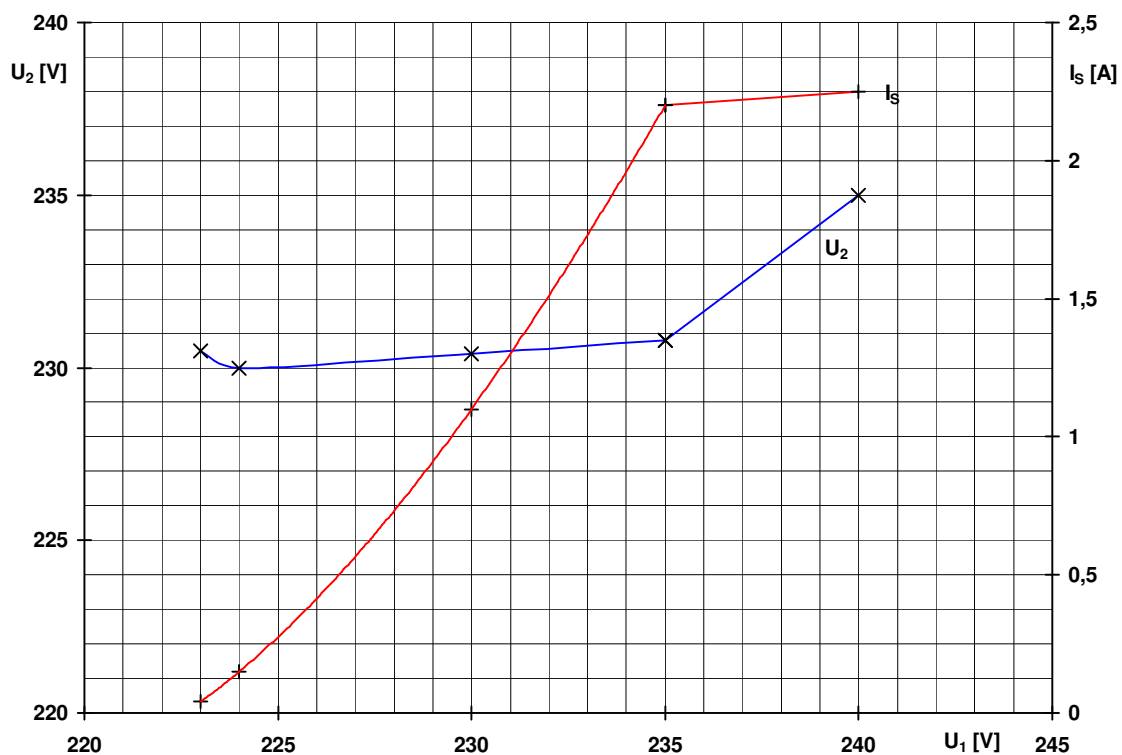
Z grafu je patrné, že bylo potenciometrem P1 výstupní napětí snímacího obvodu nastaveno tak, aby mikrokontrolér začal spínat tranzistor při nepatrném překročení sekundárního napětí 231 V. S rostoucím napětím na primárním vinutí by se za normálních okolností mělo napětí U_2 dále zvyšovat. Hodnoty výstupního napětí by pak odpovídaly poměru počtu závitů primárního a sekundárního vinutí, což je vidět z grafu 7.

Ovšem díky přesycování jádra vlivem nárůstu proudu I_2 se začne napětí U_2 naopak snižovat. Je to dáno tím, že je maximální hodnota, na kterou je sytící proud spínán, nastavena na cca 3 A, takže se kvůli prudkým nárůstům proudu dostane napětí U_2 až pod žádanou hodnotu 230 V. Největší záporné odchylky dosáhne charakteristika při napětí $U_1 = 220$ V. Jedná se však o pouhý 1 V pod požadovanou hodnotu, což je ještě přijatelné. Při překročení primárního napětí 220 V se napětí U_2 začne opět přibližovat k hodnotě 230 V. Regulace probíhá až do napětí $U_1 = 228$ V, u kterého má sekundární napětí hodnotu 231,5 V. Při dalším zvyšování napětí U_1 je tranzistor plně otevřen, obvodem tedy protéká nejvyšší možná hodnota sytícího proudu a napětí U_2 se tak s rostoucím primárním napětím zvětšuje lineárně. U primárního napětí v rozmezí od 214 V do 228 V tedy dochází ke stabilizaci efektivní hodnoty výstupního napětí U_2 . Při zvyšování napětí U_1 však dochází k průhybu charakteristiky a sekundární napětí se tak dostává pod požadovanou hodnotu 230 V, což je samozřejmě nežádoucí.

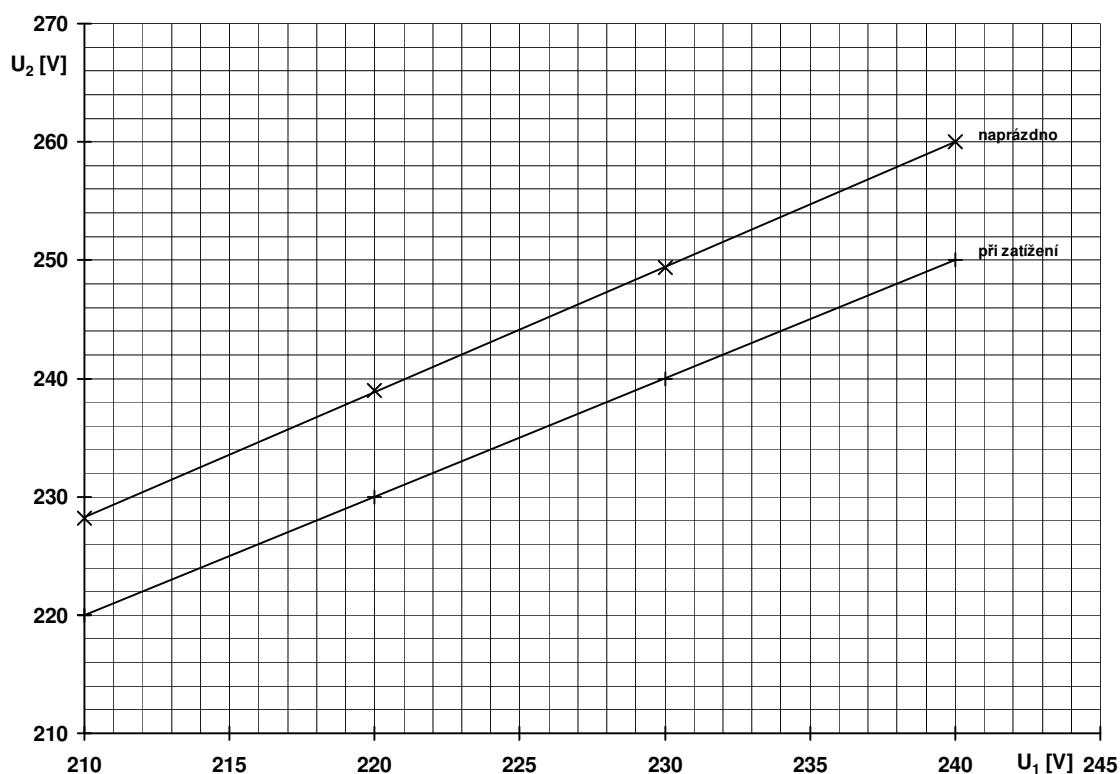
Z grafu 6 je vidět, že při stabilizaci výstupního napětí zatíženého transformátoru se charakteristika prohýbá podstatně méně. Dalo by se říci, že se napětí U_2 drží pouze nepatrně nad hodnotou 230 V v téměř celém regulačním rozsahu, což bylo také hlavním cílem této práce. Je to způsobeno tím, že je výstupní napětí snižováno samotnou zátěží připojenou na sekundární vinutí (graf 7). Z toho důvodu je možné pro regulaci napětí U_2 použít menší sytící proud než u transformátoru ve stavu naprázdno.



graf 5 – stabilizace sekundárního napětí transformátoru naprázdno



graf 6 – stabilizace sekundárního napětí transformátoru při zatížení



graf 7 – výstupní napětí transformátoru naprázdno a při zatížení

Během měření bylo zjištěno, že u stabilizace napětí při nezatíženém sekundárním vinutí je optimální hodnota maximálního sytícího proudu 3 A a při zatížení odporem o velikosti $230\ \Omega$ je tato hodnota cca 2 A. Rozdíly nejvyšších hodnot sytícího proudu jsou patrné při porovnání grafů 5 a 6. Tyto hodnoty je možné nastavovat pomocí trimru P2, kterým lze tranzistor zavírat, nebo naopak otevírat. Při použití menšího sytícího proudu se sice nepatrně sníží průhyb charakteristiky napětí U_2 , ale na úkor toho se podstatně zkrátí regulační rozsah, což je nežádoucí. Regulace prováděné s použitím uvedených optimálních hodnot proudu I_2 jsou tedy kompromisem mezi nejmenším průhybem charakteristiky a maximálním regulačním rozsahem.

Z grafu 6 je dále patrné, že je díky sníženému napětí U_2 vlivem zatížení posunuta hodnota primárního napětí, při které začíná regulace. Po připojení zátěže se tato hodnota posunula z 214 V na 223 V a tím se také posunul rozsah regulace. Stejně jako v předchozím případě je hodnota proudu I_2 za tímto rozsahem téměř konstantní. Díky tomu se výstupní napětí zvyšuje s rostoucím napětím U_1 výrazně rychleji než při regulaci.

5.1.1 Průběhy měřených veličin

Z průběhů na obr. 23 je vidět, jakým způsobem je pomocí napětí U_{GS} spínán tranzistor po nepatrném překročení převáděného napětí 4 V na kondenzátoru C9. Při postupném zvyšování efektivní hodnoty sekundárního napětí se zvyšuje také výstupní napětí snímacího obvodu U_{C9} a jednotlivé spínací pulzy se tak plynule rozšiřují (obr. 24). Při porovnání obr. 23 a 24 je patrné, že je tranzistor sepnut vždy po uplynutí 10 ms, což je přesně doba jedné půlperiody síťového napětí. Spínací frekvence tranzistoru je tedy v celém regulačním rozsahu konstantní a její hodnota je 100 Hz.

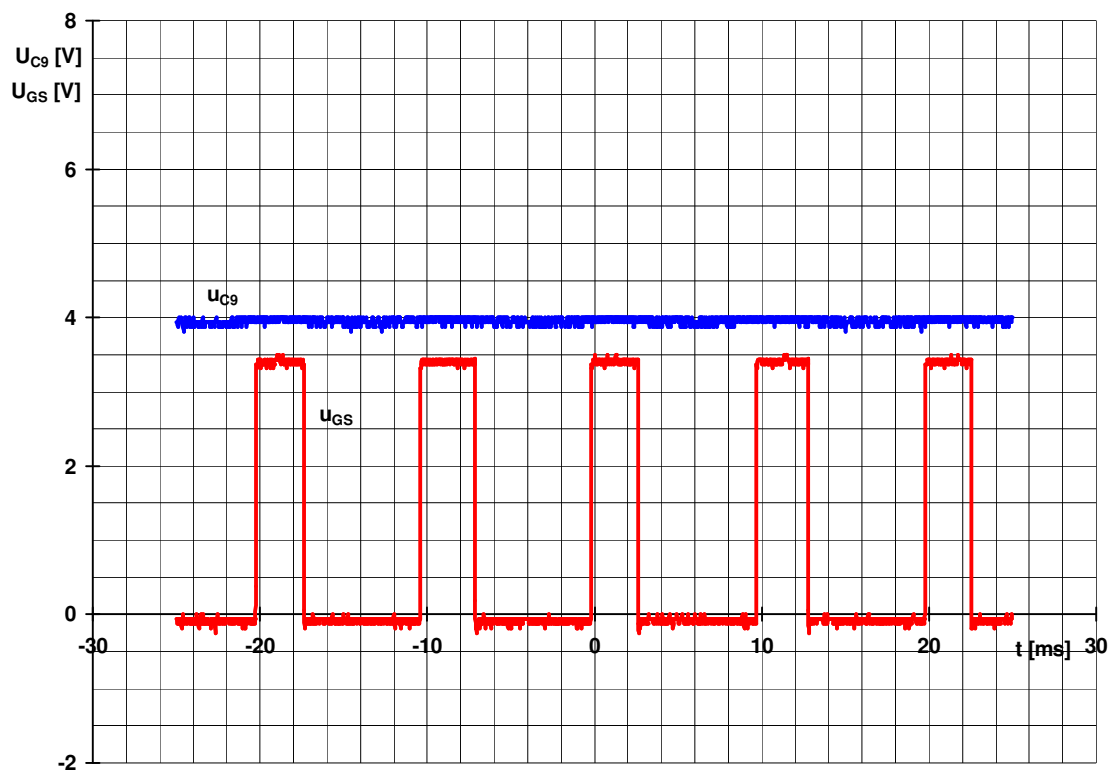
$$f_{sp} = \frac{1}{T_{50Hz}/2} = \frac{1}{10 \cdot 10^{-3}} = \underline{\underline{100Hz}} \quad (43)$$

Hodnota spínací frekvence se odvíjí od toho, jakým způsobem je přesycováno jádro transformátoru, což je dáno tvarem a velikostí sytícího proudu I_S . Jak je možné vidět na obr. 25, průběh sytícího proudu I_S i proudu primárního vinutí I_I má velmi deformovaný tvar. Tento tvar je stále stejný nezávisle na tom, jestli je tranzistor spínán, nebo je stále otevřen. K deformacím proudů I_S a I_I dochází z následujících důvodů.

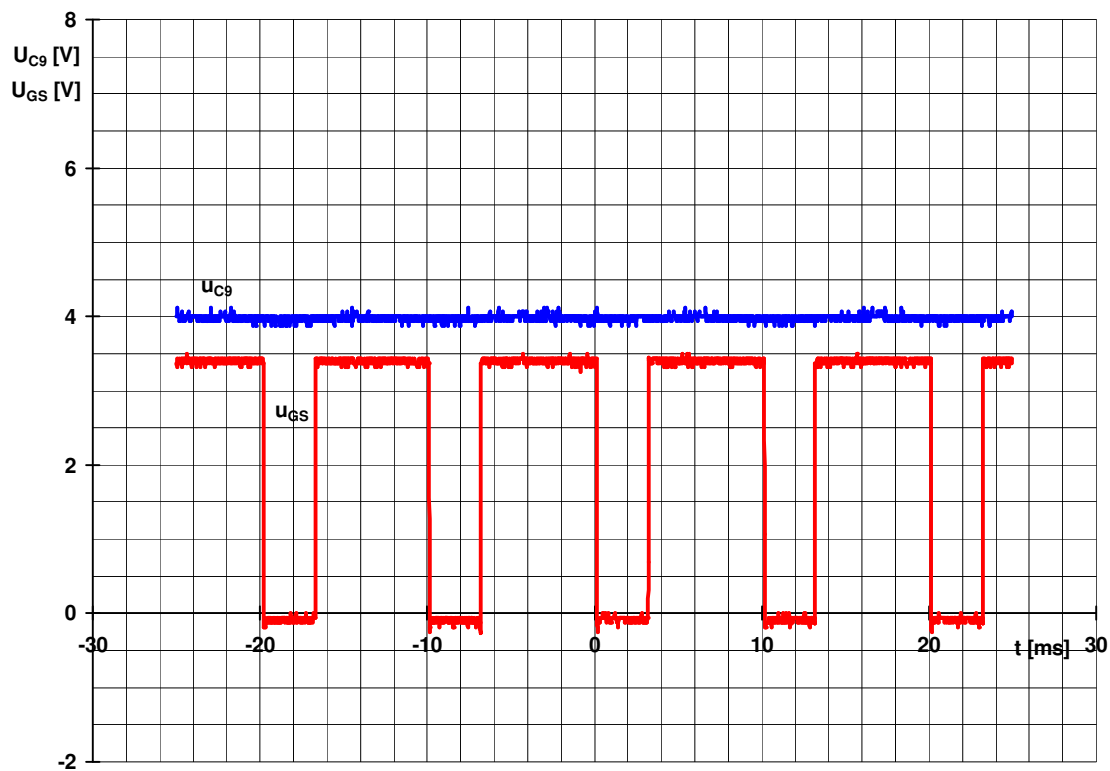
Jak již bylo vysvětleno v kapitole 2.2, magnetický tok vytvářený proudem primárního vinutí I_I se v jedné části jádra vždy sčítá se stejnosměrnou složkou toku, která se zvyšuje s rostoucí hodnotou sytícího proudu I_S . Při určité hodnotě součtu těchto dvou toků dochází k tomu, že se jádro přesytí a jeho permeabilita μ se tak výrazně sníží. Tím dojde k poklesu indukčnosti L a tedy i reaktance X_L primárního a sytícího vinutí (vzorec 44) a uplatní se zde pouze činný odpor R těchto vinutí. Díky tomu se výrazně sníží impedance Z (vzorec 45), vinutí se tak budou chovat jako vzduchové cívky a hodnoty primárního i sytícího proudu budou v tomto okamžiku podstatně větší. Z grafu 8 je patrné, jakým způsobem se zvyšuje efektivní hodnota primárního proudu I_I s rostoucí střední hodnotou sytícího proudu I_S .

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L \quad (44)$$

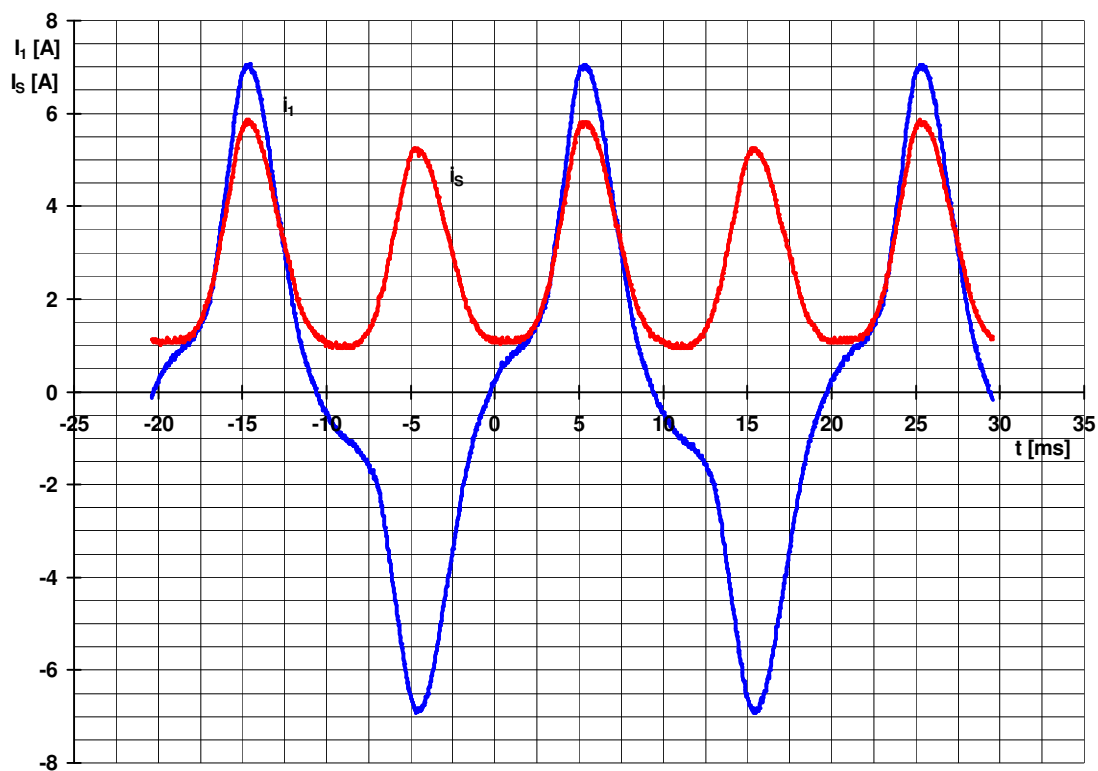
$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \quad (45)$$



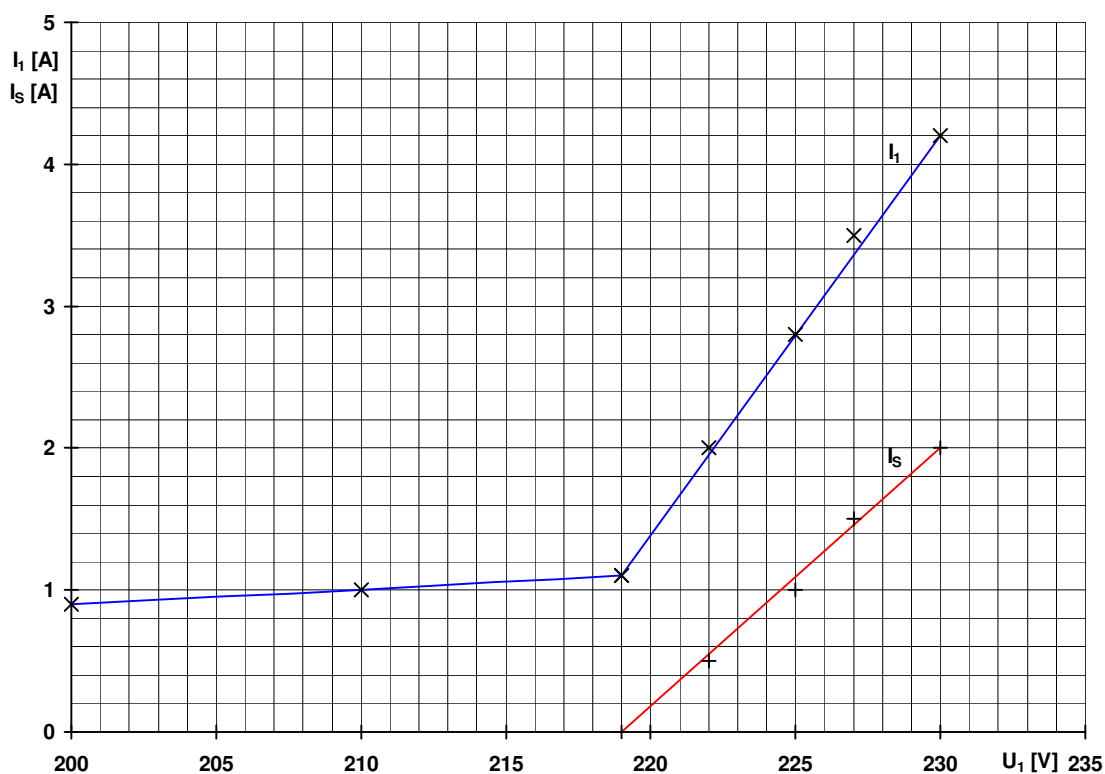
obr. 23 – spínání tranzistoru napětím U_{GS} s menší střídou



obr. 24 – spínání tranzistoru napětím U_{GS} s větší střídou



obr. 25 – deformované průběhy sytícího a primárního proudu



graf 8 – zvyšování primárního proudu s rostoucím sytícím proudem

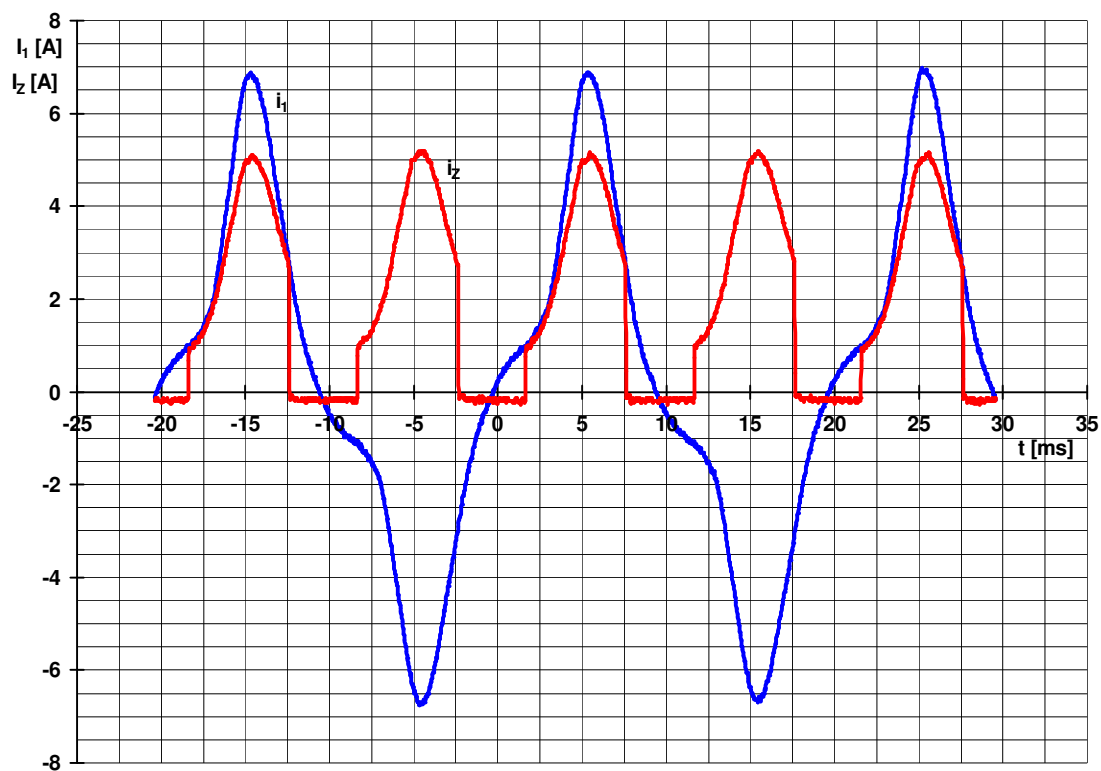
Z obr. 25 je vidět, že díky opakujícím se nárůstům a poklesům proudu I_I dochází k přesycování jádra během každé půlperiody tohoto proudu. Jak bylo uvedeno v předchozím odstavci, průběhy proudů I_I a I_S nejsou závislé na tom, zda je tranzistor spínán či nikoli. Při spínání je však sytící proud I_S skládán z proudu zdroje I_Z a proudu I_{V0} tekoucího nulovou diodou, což je patrné z obr. 26 a 27.

Když je tranzistor sepnut, dodávají proud I_Z do sytící cívky kondenzátory stejnosměrného zdroje (obr. 26). Při vypnutí tranzistoru se vlivem časové změny proudu I_Z v cívce naindukuje napětí opačné polarity, která je pro diodu V0 propustná, takže se otevře. Přes tuto diodu se pak začne uzavírat proud I_{V0} z vlastní nahromaděné energie cívky (obr. 27), který je součástí celkového sytícího proudu (obr. 25).

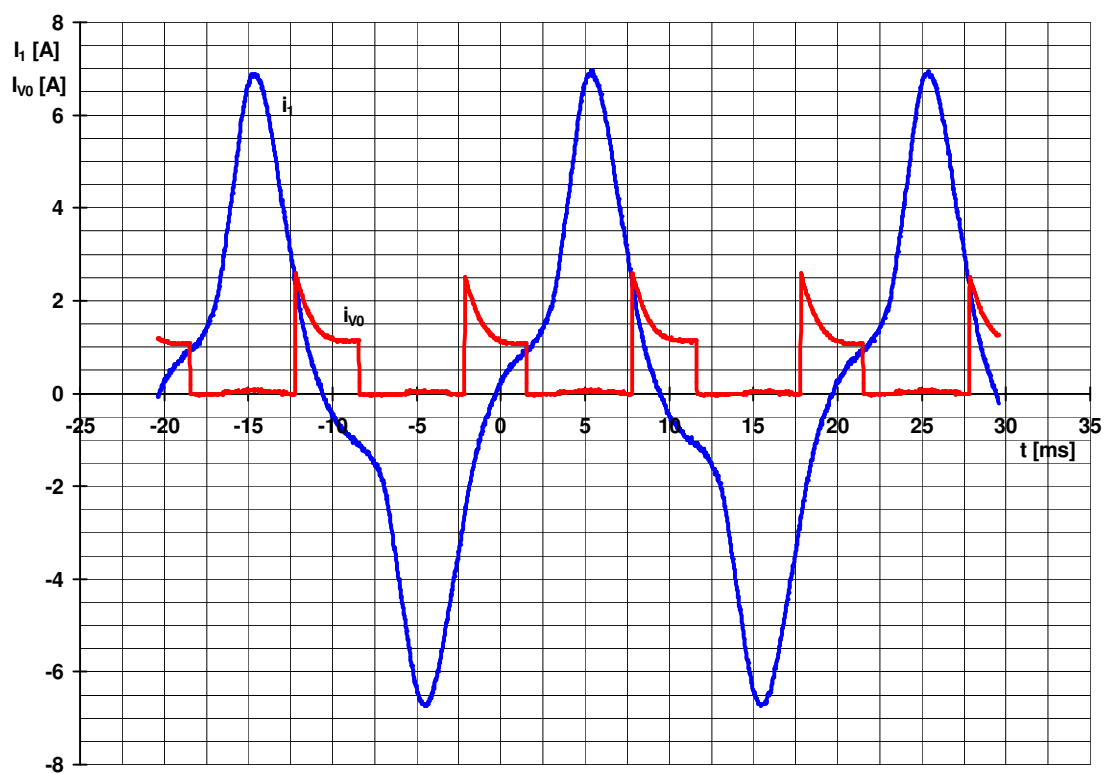
Průběhy sytícího napětí U_S a proudu I_S , během spínání tranzistoru, znázorňuje obr. 28. Z průběhů je vidět, že se po každém sepnutí začne jádro okamžitě přesycovat. To způsobí nárůst sytícího proudu a dojde tak k mírnému poklesu sytícího napětí. V čase, kdy je tranzistor vypnutý, není napětí U_S nulové, ale jeho hodnota je rovna úbytku napětí vznikajícího na diodě V0 během průchodu proudu I_{V0} . Tento úbytek má opačnou polaritu než sytící napětí, a proto je vzhledem k průběhu napětí U_S jeho hodnota záporná.

Obr. 29 a 30 zachycují průběhy primárního a sekundárního proudu zatíženého transformátoru bez přesyceného jádra a s jeho následným přesycením. Během přesycování byla hodnota sytícího proudu cca 2 A. Při porovnání těchto obrázků je patrné, že je při přesycování výrazně zkreslen nejenom průběh proudu I_1 , ale i průběh sekundárního proudu I_2 , který teče zátěží. Proud I_2 je takto zkreslen z následujících důvodů.

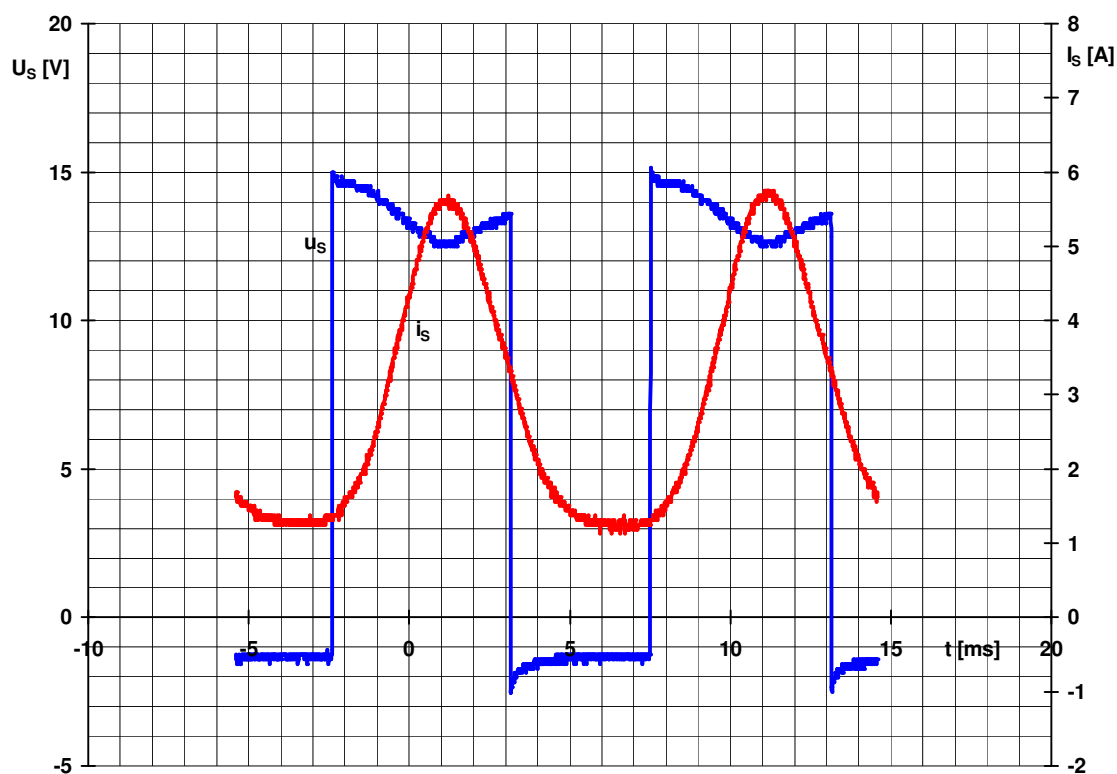
Při napájení zatíženého transformátoru napětím sinusového průběhu, má celkový magnetický tok jádra také sinusový průběh. Tento tok je složen z magnetického toku Φ_1 , vytvářeného proudem primární cívky I_1 a toku Φ_2 vyvolaného proudem sekundární cívky I_2 . Magnetický tok Φ_2 působí vždy proti změně toku, která ho vyvolala. V sekundárním vinutí se indukuje napětí díky změně toku Φ_1 (vzorec 6), takže magnetický tok sekundární cívky Φ_2 působí proti změně toku Φ_1 vytvářeného primárním proudem I_1 . Celkový magnetický tok jádra je tokem Φ_2 ovlivňován tak, aby byl jeho průběh stále sinusový, takže napětí indukované v sekundární cívce má též sinusový průběh.



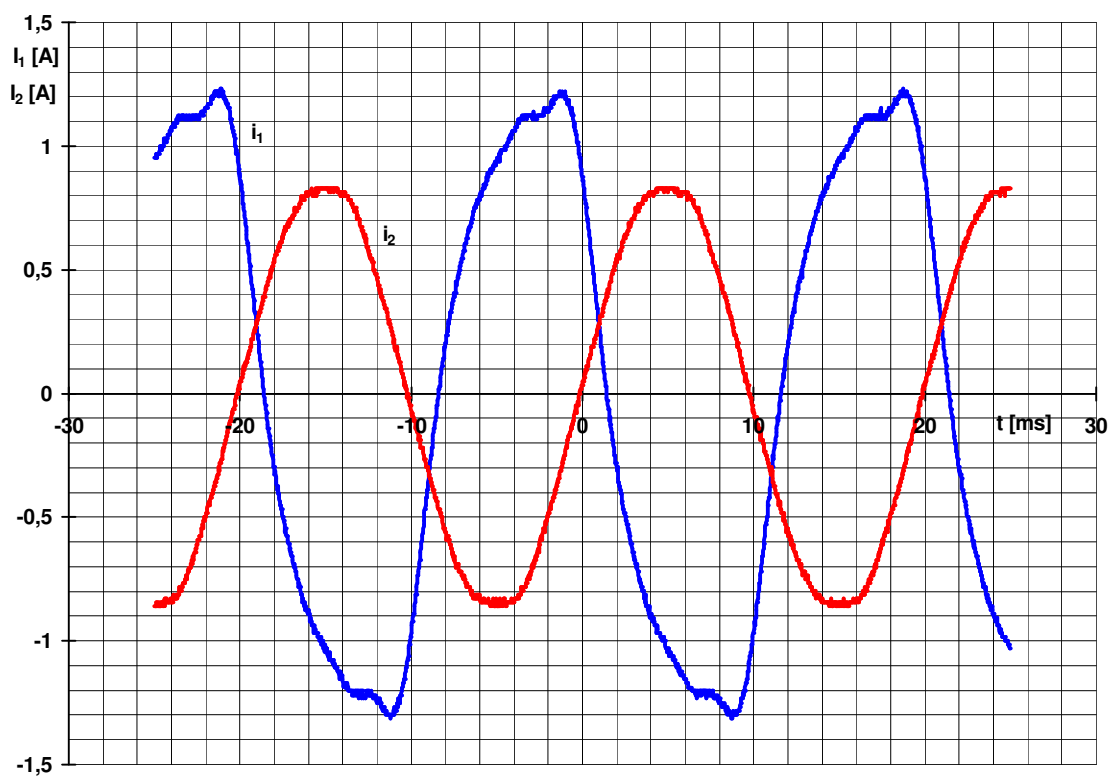
obr. 26 – primární proud a sytící proud dodávaný stejnosměrným zdrojem



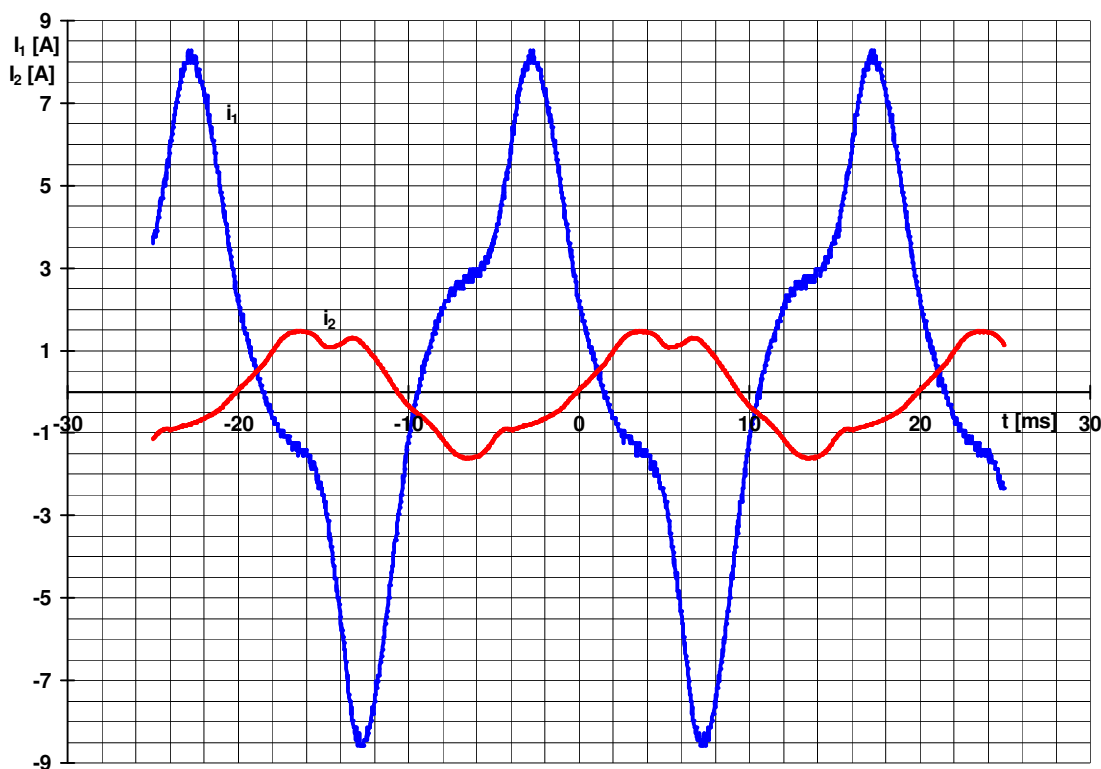
obr. 27 – primární proud a sytící proud tekoucí nulovou diodou V0



obr. 28 – průběh spínaného sytícího napětí a sytícího proudu



obr. 29 - průběhy primárního a sekundárního proudu transformátoru bez přesyceného jádra

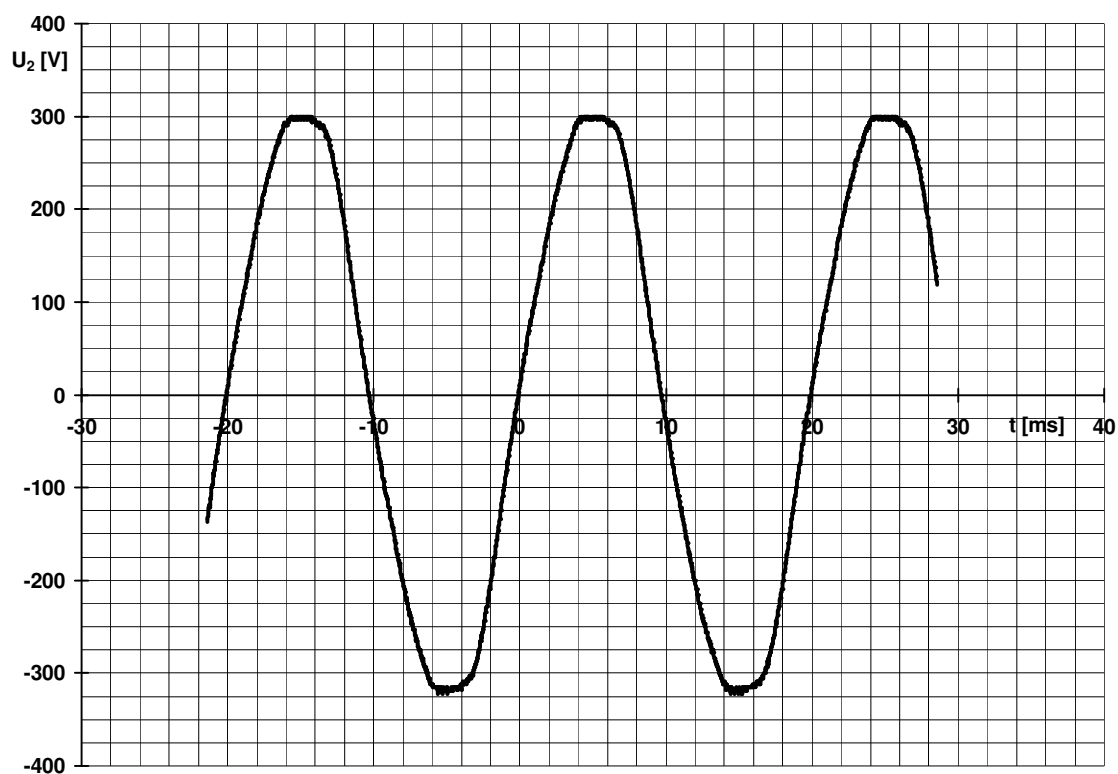


obr. 30 - průběhy primárního a sekundárního proudu transformátoru s přesyceným jádrem

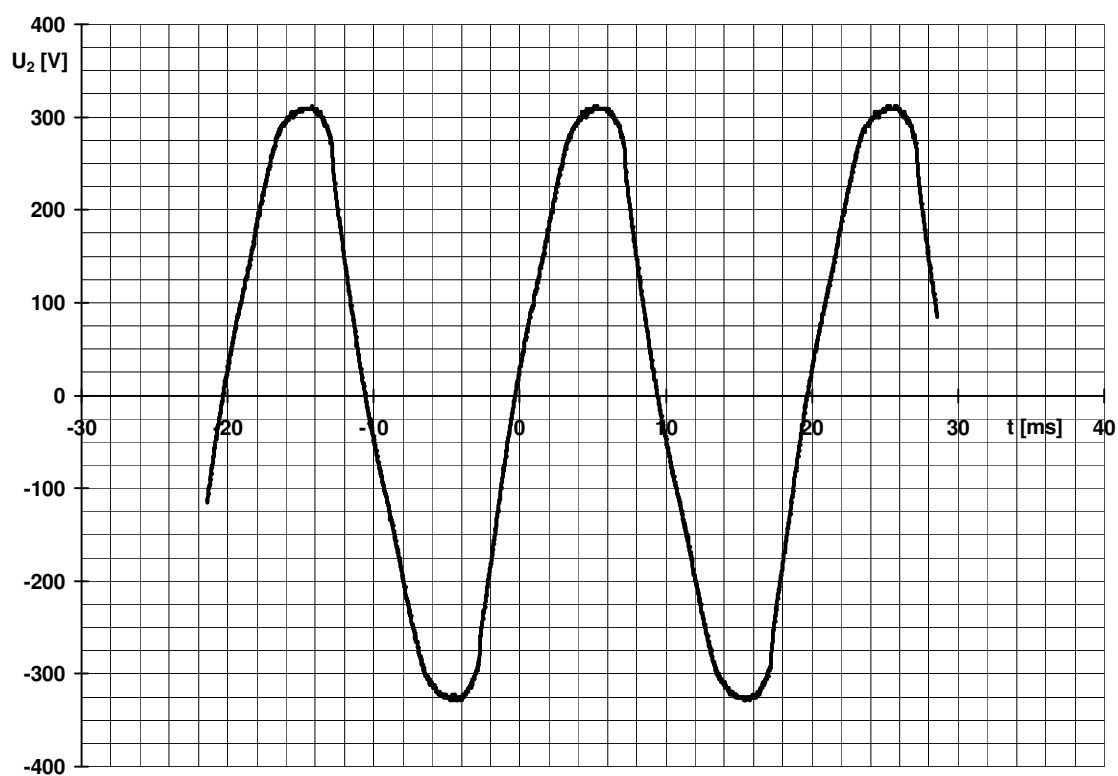
Při stabilizaci výstupního napětí zatíženého transformátoru se celkový magnetický tok jádra skládá z toků Φ_1 , Φ_2 a stejnosměrné složky toku Φ_S , která je vytvářena sytícím proudem I_S . Průběh toku Φ_2 potom musí mít takový tvar, aby měl celkový magnetický tok jádra sinusový průběh. Protože magnetický tok Φ_2 působí proti změnám toku Φ_1 a Φ_S , má jeho průběh během kladné i záporné půlvlny sedlovitý tvar. Průběhu toku Φ_2 potom odpovídá průběh sekundárního proudu I_2 , jak vidět na obr. 30.

Tvar průběhu proudu I_2 tedy závisí na tom, jaký má průběh primární proud I_1 a sytící proud I_S . Protože se díky sinusovému průběhu celkového magnetického toku indukuje v sekundární cívce sinusové napětí, je výstupní napětí transformátoru během přesycování jádra zkresleno velmi nepatrně. Dalo by se říci, že je sinusový průběh výstupního napětí U_2 zachován na úkor zkreslení sekundárního proudu I_2 . Průběhy výstupního napětí zatíženého transformátoru bez přesyceného jádra a s jeho následným přesycením je možné porovnat pomocí obr. 31 a 32.

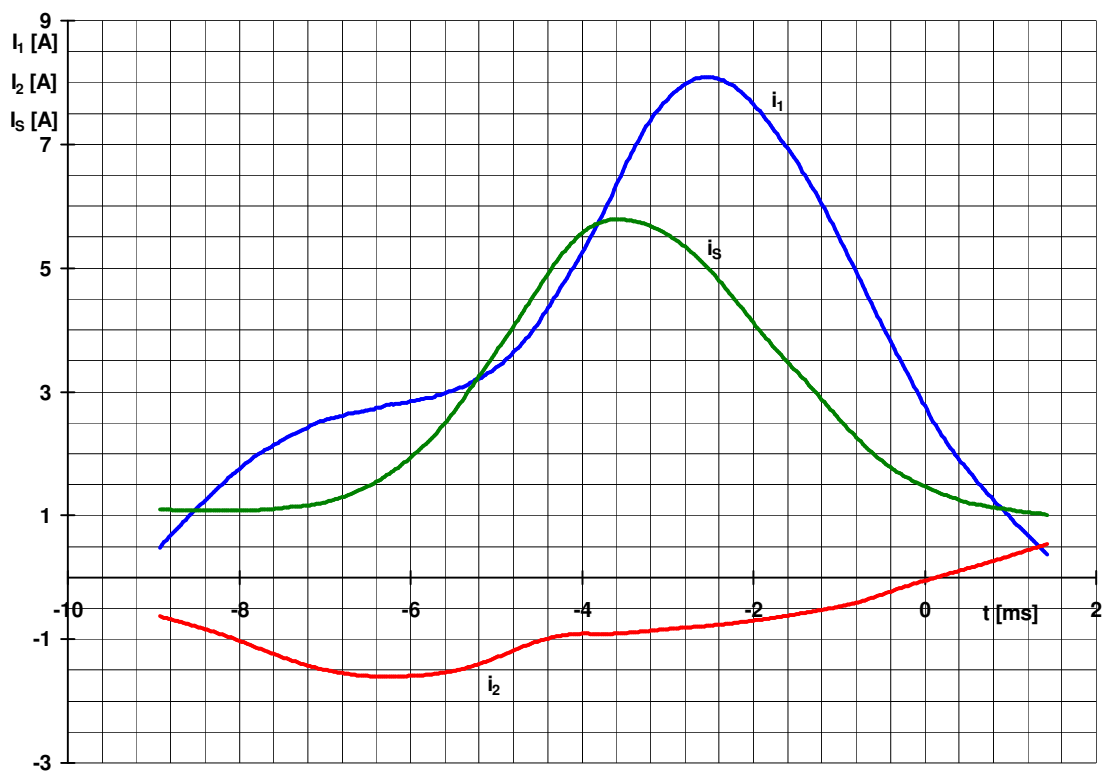
Na obr. 33 a 34 je vidět, že po sečtení okamžitých hodnot proudů I_1 , I_2 a I_S za dobu půlperiody (10 ms) je výsledkem skutečně sinusový průběh, který odpovídá průběhu celkového magnetického toku jádra. Spodní části průběhu jsou zkresleny z toho důvodu, že se během měření nepatrně změnila hodnota použitého sytícího proudu.



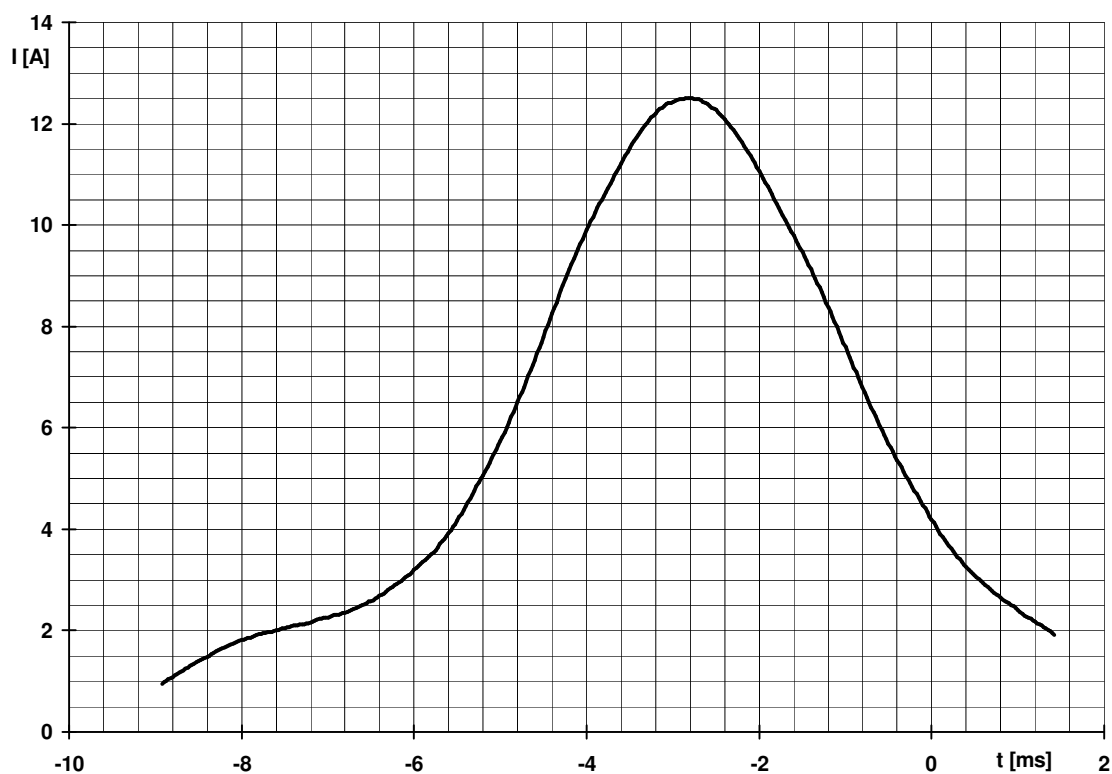
obr. 31 - průběhy výstupního napětí transformátoru bez přesyceného jádra



obr. 32 - průběhy výstupního napětí transformátoru s přesyceným jádrem



obr. 33 – průběhy proudů I_1 , I_2 a I_s za dobu jedné půlperiody



obr. 34 – součet okamžitých hodnot proudů I_1 , I_2 a I_s za dobu jedné půlperiody

Závěr

Výsledkem této práce je elektronický zpětnovazební obvod, který je po připojení na sekundární a sytící vinutí speciálně upraveného transformátoru schopen stabilizovat efektivní hodnotu jeho sekundárního napětí 230 V. Jedná se o upravený obvod, který ke stabilizaci střídavého napětí využívá metodu řízení přenosu transformátoru pomocí přesycování jeho feromagnetického jádra.

Z naměřených výsledků je patrné, že je pomocí této metody možné výstupní napětí transformátoru pouze snižovat. Proto musí být převod transformátoru zvolen tak, aby bylo sekundární napětí vždy vyšší než napětí primární. Převod má v našem případě hodnotu 1,085, takže je možné regulovat výstupní napětí na žádanou hodnotu 230 V i při síťovém napětí nižším než 220 V. Regulační rozsah je závislý na velikosti sytícího proudu a na zatížení transformátoru, přičemž platí, že čím více je transformátor zatížen, tím je regulace přesnější.

Jednou z hlavních nevýhod této metody jsou tepelné ztráty, které vznikají na transformátoru během stabilizace výstupního napětí. Tyto ztráty jsou úměrné velikosti sytícího proudu, kterým je přesycováno jádro. Z funkce zpětnovazebního obvodu je patrné, že čím více se primární napětí přibližuje k požadované hodnotě, tím větší sytící proud obvod potřebuje k tomu, aby na výstupu transformátoru bylo stále napětí 230 V. Z toho plyne, že je tato aplikace vhodná zejména v místech, kde je stálé podpětí v síti. Jedná se především o místa s větší vzdáleností od distribučních transformátorů.

Další podstatnou nevýhodou je to, že při regulaci zatíženého transformátoru dochází ke zkreslení jeho výstupního napětí a proudu. Zkreslení se stejně jako tepelné ztráty zvětšuje s rostoucím sytícím proudem. Během měření bylo zjištěno, že je při přesycování jádra průběh výstupního proudu deformován podstatně více než průběh sekundárního napětí. Z toho důvodu zařízení není vhodné např. pro napájení jednofázových asynchronních motorů, kde by mohl proud odebíraný ze sekundárního vinutí transformátoru způsobit problémy s průběhem momentu na hřídeli motoru.

Způsob použití této metody je stále ve fázi vývoje a provedení zpětnovazebního obvodu není v žádném případě konečné. Pro řízení zpětné vazby může být např. místo mikrokontroléru ATtiny45 použit obyčejný operační zesilovač pracující v režimu komparátoru. V případě použití operačního zesilovače však nebude možné využívat funkce mikrokontroléru a rozšiřovat tak zpětnovazební obvod o další prvky, jako je např. displej zobrazující aktuální efektivní hodnotu výstupního napětí apod. Kromě toho může nastat problém s citlivostí operačního zesilovače. Při použití komparátoru s horší vstupní citlivostí by se mohla snížit přesnost regulace výstupního napětí transformátoru, a to je samozřejmě nežádoucí. Tato varianta zatím zkoušena nebyla, ale může být předmětem dalšího zkoumání.

Zpětná vazba může být v budoucnosti doplněna také obvodem, který bude umožňovat postupné zvyšování napětí U_{GS} tranzistoru v závislosti na aktuální hodnotě sekundárního napětí. Zvyšováním napětí hradla tranzistoru se bude postupně zvyšovat také maximální hodnota sytícího proudu, tím se výstupní napětí transformátoru sníží a regulační rozsah se zvětší. Střední hodnota sytícího proudu bude v tomto případě řízena jednak spínáním tranzistoru, a jednak také nastavováním hodnoty napětí U_{GS} , kterým je tranzistor spínán.

Zpětnovazební obvod může být realizován jako spínaný zdroj. Sytící cívku by v tomto případě napájel transformátor s feritovým jádrem, takže by došlo ke zmenšení rozměrů a také hmotnosti celé aplikace. Regulace sytícího napětí by probíhala pomocí spínání tranzistoru zapojeného v obvodu primárního vinutí transformátoru, nikoli v obvodu sytící cívky, jak je tomu nyní.

Literatura

- [1] OLIVA, Jiří. Diplomová práce: Řízený transformátor pomocí ss. vazby. Liberec: Technická univerzita v Liberci. Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií. Katedra elektrotechniky. vyd. 2006. 55 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Leoš Beran.
- [2] KREJČÍŘÍK, Alexandr. Spínané napájecí zdroje s obvody TOPSwitch. 1. vyd. Praha: BEN, 2002. 397 s. ISBN 80-7300-031-8
- [3] FAKTOR, Zdeněk. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. 1. vyd. Praha: BEN, 2002. 243 s. ISBN 80-86056-91-0
- [4] PETROV, G. N. Elektrické stroje 1, Úvod - Transformátory. 3. dopl. vyd. Praha: Academia, 1980.
- [5] JANEČEK, J. Projektování mikropočítačových systémů. 1. vyd. Praha: ČVUT, 1996. 131 s. ISBN 80-01-01289-1
- [6] TKOTZ, Klaus. Příručka pro elektrotechnika. 1. vyd. Praha: CENTA, 2002. 564 s. ISBN 80-86706-00-1
- [7] MANN, Burkhard. C pro mikrokontroléry. 1. vyd. Praha: BEN, 2004. 280 s. ISBN 80-7300-077-6
- [8] HEROUT, Pavel. Učebnice jazyka C. 3. upr. vyd. České Budějovice: KOPP, 1999. 269 s. ISBN 80-85828-21-9
- [9] VÁŇA, Vladimír. Mikrokontroléry Atmel AVR assembler. 1. vyd. Praha: BEN, 2003. 144 s. ISBN 80-7300-093-8
- [10] FUKA, Josef - HAVELKA, Bedřich. Elektřina a magnetismus. 3. upr. vyd. Praha: Státní pedagogické nakladatelství, 1979. 656 s.
- [11] LIST, Vladimír. Technický průvodce – Elektrotechnika III, Elektrické stroje II. 2. přepracované vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1963. 683 s. 04-505-64
- [12] GM Electronic s.r.o., Katalog 2007. 1. vyd. Praha, 460 s.