ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

MIKRO SVÁŘEČKA

2024 Tomáš Vostradovský

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Vostradovský** Jméno: **Tomáš** Osobní číslo: **492092**

Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**

Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrotechnologie**

Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**

Specializace: **Aplikovaná elektrotechnika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Mikro svářečka

Název bakalářské práce anglicky:

Micro welder

Pokyny pro vypracování:

1) Proveďte rešerši principů svařování, výběru vhodného řídícího a silového obvodu pro svařovací agregát. Ve výběru se zaměřte na možnost širokého rozsahu výstupních výkonů a aplikaci moderních polovodičových prvků.
2) Navrhněte vlastní zapojení obvodu a návrh obvodu realizujte
3) Proveďte měření vlastností navrženého řešení a na základě analýzy výsledků navrhněte případné zlepšení či opravy.

Seznam doporučené literatury:

[1] Česká svářečská společnost ANB; VUT v Brně-FSI, odbor svařování – ATB 2 - TECHNOLOGIE SVAŘOVÁNÍ A ZAŘÍZENÍ, (Učební texty pro mezinárodní/evropské svářečské inženýry a technology (I/EWE, I/EWT))
[2] BENEŠ, Libor, prof. Dr. Ing. IWE, ČVUT FS - Svařování
[3] Texas Instruments - SLUA560D, UCC28950/UCC28951 600-W, Phase-Shifted, Full-Bridge Application Note

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Pavel Hrzina, Ph.D. katedra elektrotechnologie FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **14.02.2024** Termín odevzdání bakalářské práce: **24.05.2024**

Platnost zadání bakalářské práce: **21.09.2025**

Ing. Pavel Hrzina, Ph.D. podpis vedoucí(ho) práce	podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry	prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D. podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

. Datum převzetí zadání

Podpis studenta

© ČVUT v Praze, Design: ČVUT v Praze, VIC

Prohlášení

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

Poděkování

Velké díky patří Ing. Pavlu Hrzinovi, Ph.D., za skvělé vedení práce a velké množství praktický rad během celého jejího průběhu.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem svařovacího zdroje pro metody svařování elektrickým obloukem. Cílem je navržení spínaného zdroje ve vhodné topologii, která splňuje požadavky pro použití při svařovacích procesech a využívá moderní polovodičové prvky s důrazem na dobrou účinnost. Primárním zaměřením je návrh řešení, které je dobře škálovatelné pro široký rozsah výstupních výkonů. Dále je kladen důraz na vhodnou metodu měření výstupních parametrů a rychlost zpětné vazby tak, aby byl svařovací zdroj dobře ovladatelný i při malých výkonech.

Abstract

This thesis deals with the design of a welding power source for electric arc welding. The objective is a switching mode power supply design in a suitable topology that meets the requirements for use in welding processes and uses modern semiconductor devices with emphasis on good efficiency. Primary aim of the design is good scalability for wide range of output power. Furthermore there is an emphasis on suitable method of measuring output parameters and quick feedback system that ensures good usability when using low output power.

Obsah

Úvod 1

Svařování 2

Princip vytvoření svarového spoje 2

Způsoby dodání aktivační energie-typy svařování a svařovacích procesů 3

Tavné svařování 4

Tlakové svařování 4

Termomechanické svařování 4

Svařování elektrickým obloukem 5

Elektrický oblouk 5

Sloupec oblouku 6

Katodová oblast 6

Anodová oblast 7

Tepelný výkon oblouku 7

Metody svařování elektrickým obloukem 8

Ruční svařování obalovanou elektrodou (ROE, MMA, SMAW) 8

Svařování netavící-se wolframovou elektrodou v ochranné atmosféře plynu (TIG, WIG, GTAW) 12

Svařování tavící-se kovovou elektrodou v ochranné atmosféře plynu (MIG/MAG, GMAW) 15

Návrh svařovacího zdroje 19

Topologie spínaného zdroje 20

Snižující nebo zvyšující měniče 20

Galvanické oddělení 20

Výkon 21

Poměrná doba zatížení – zatěžovatel DZ 21

Topologie Two-switch forward 22

Topologie Push-Pull 24

Topologie Half-Bridge 26

Topologie Full-Bridge 27
Topologie Phase-shifted Full-Bridge (PSFB) 28
Časování a ZVS [7] 29
Další topologie 30
Vybraná topologie 30
Prototyp svařovacího zdroje 31
Řídící obvod [6] 31
Návrh zapojení – schéma 32
Řídící karta 32
Silová část 36
Výpočty návrhu [3] [6] 39
Návrh desky plošných spojů (DPS) 48
Izolační vzdálenosti 48
Proudová zatížitelnost 49
Rušení/EMI 49
Modulové řešení 50
Oživení a funkce 50
Navrhované opravy a úpravy 58
RCD snubber 58
Zpětná vazba 58
Vstupní EMI filtr 58
Závěr 59
Zdroje 60
Přílohy 61

Obrázek 1:Energetické bariéry potenciální energie [1] 2
Obrázek 2:Technologický diagram Fe [4] 3
Obrázek 3: Struktura elektrického oblouku při svařování v ochranné atmosféře argonu [1] 6
Obrázek 4: Rozložení napětí v oblouku [4] 7
Obrázek 5:Ruční svařování obalovanou elektrodou [4] 8
Obrázek 6: Strmá statická charakteristika zdroje [1] 10
Obrázek 7: Svařování metodou TIG [1] 12
Obrázek 8: Svařování metodou MIG/MAG [1] 15
Obrázek 9: Sprchový přenos MIG/MAG [4] 16
Obrázek 10: Kapkový přenos MIG/MAG [4] 17
Obrázek 11: Zkratový přenos MIG/MAG [4] 17
Obrázek 12: Plochá statická charakteristka zdroje [1] 18
Obrázek 13: Synchronní Buck měnič 20
Obrázek 14: Tabulka použití topologií Microchip [7] 21
Obrázek 15: Schéma Two-switch forward 22
Obrázek 16: Průběhy napětí a proudu (primární vinutí); Two-switch forward [8] 23
Obrázek 17: Schéma Push-Pull 24
Obrázek 18: Mosfet se zobrazenou parazitní diodou [6] 24
Obrázek 19: Napětí na tranzistorech; Push-Pull [8] 25
Obrázek 20: Schéma Half-Bridge 26
Obrázek 21: Průběhy napětí a proudu (primární vinutí); Half Bridge [8] 26
Obrázek 22: Schéma Full-Bridge [8] 27
Obrázek 23: Schéma PSFB [7] 28
Obrázek 24: Časování řídících signálů PSFB [7] 29
Obrázek 25: Schéma řídící karta, část UCC28950 33
Obrázek 26: Schéma zpětná vazba 34
Obrázek 27: Schéma můstek 36
Obrázek 28: Schéma zapojení budiče pro tranzistory QA/QB 37
Obrázek 29: Izolační frézování u můstkového tranzistoru 48
Obrázek 30: Spoje pro vysoké proudy na sekundární straně 49
Obrázek 31: Signálová část DPS 50
Obrázek 32: Realizace zdroje 51
Obrázek 33: Řídící signály, zdroj bez zátěže 52
Obrázek 34: Průběhy přepětí na synchronních usměrňovačích 54
Obrázek 35: Průběh signálu proudového transformátoru, zátěž 220 Ω 55

Obrázek 36: Průběh signálu proudového transformátoru (průměr z 512 vzorků) 56
Obrázek 37: Průběh primárního napětí a proudu, zátěž 220 Ω..... 56
Obrázek 38: Průběh primárního napětí a proudu, zátěž 15 Ω..... 57

Úvod

V každém odvětví průmyslu se v dnešní době setkáváme s různými materiály, které slouží k výrobě potřebných dílů a zařízení. Tyto materiály jsou čím dál tím více komplexní a mají různé vlastnosti, které jsou vhodné pro dané použití. Ať už jde o různé plasty, kompozity nebo železné i neželezné kovy, je stále nutné umět vytvořit kvalitní spoj, který v ideálním případě nese vlastnosti původního materiálu a lokálně jej neoslabuje. V mnoha případech je nejlepším a dosud nepokořeným způsobem svařování.

Velmi často se zejména ve strojním průmyslu jedná o svařováním kovů, které je z historického hlediska tím vůbec nejznámějším. První svařence, tedy součásti vzniklé svařováním, byly vytvářeny pomocí tzv. kovářského svařování, kdy se pomocí tepelného zdroje svařované součásti zahřály a za pomocí tlaku, dodaného ranou kladiva, spojily pevně v jeden kus.

S postupem času a vývojem v oblasti používaných materiálu bylo nutné vytvářet nové svařovací procesy zejména pro svařování plastů, ale také inovovat svařování kovů. Společnou vlastností všech procesů je dodání energie do místa, kde chceme vytvořit svar a s nástupem elektrické energie se tento úkol stal o mnoho jednodušším.

Na konci 19. století se objevují první úspěšné svary vytvořené za pomoci tepla dodaného elektrickým obloukem. Tato průlomová technologie se v 20. století rapidně rozvíjí a vznikají různé metody využití elektrického oblouku.

Jako jedny z první zdrojů svařovacího proudu a napětí se využívají transformátory a rotační měniče. Transformátory jsou daleko jednodušším a robustnějším zařízením, ale nabízejí pouze střídavé svařovací napětí a komplikovanější regulaci, která je často realizována v krocích pomocí přepínání odboček jejich vinutí. Plynulá regulace je pak realizována například rozptylovými transformátory, u kterých se realizuje změnou magnetického obvodu. Další zlepšení možnosti regulovat svařovací výkon poté přichází s vývojem výkonových polovodičů, které také umožňují získat ze svařovacího transformátoru stejnosměrné napětí. Díky tomuto vývoji se dostáváme ke svařovacím transformátorům, které na svém výstupu využívají řízené usměrňovače, schopné pracovat se zpětnou vazbou, a tak zajistit optimální parametry pro vytvoření svaru pomocí elektrického oblouku.

S nástupem rychlých polovodičových součástek, které je možné plně řídit přichází éra svařovacích zdrojů, které jsou menší, lehčí a jejich regulace je kvalitní a dynamická. Jedná se o tzv. spínané zdroje, které pracují na daleko vyšších frekvencích, než síťových 50/60 Hz, a tím umožňují využití daleko menších transformátorů a filtračních komponent. Dále také dosahují značně lepších hodnot účinnosti (nad 90 %), což je velmi vítaný parametr.

Svařování

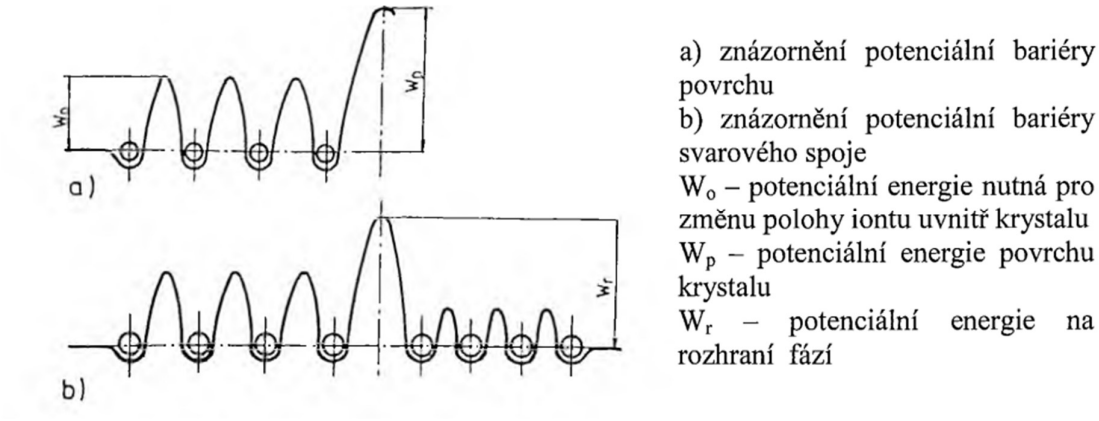
Svařování se jako naprosto nepostradatelný výrobní proces využívá k vytváření nerozebíratelných spojů na součástech z široké škály materiálů. Pomocí vhodných svařovacích procesů je možné vytvářet svarové spoje na většině kovů a jejich slitin, plastů (termoplastů), skla a dalších. Svařování je ve své podstatě aditivní proces, což umožňuje cenově efektivnější výrobu dílů, u kterých by při subtraktivních metodách výroby docházelo k velkému odběru materiálu. Dále také umožňuje vytvářet objemné celky z jednotlivých součástí, což např. zjednodušuje přepravu anebo umožňuje výrobu dílů, které by nebylo možné vyrobit jinou metodou. [2]

Princip vytvoření svarového spoje

Podstatou tvorby svarového spoje (svaru) mezi kovovými díly je vytvoření vazeb mezi atomy spojovaných součástí.

„Spojení nastane působením meziatomových sil, a adhezních vazeb na teplem nebo tlakem aktivovaných kontaktních plochách. Pevné látky mohou mít různý typ vazby, která odpovídá různým typům rozložení elektronů a iontů. Ionty jsou v atomu uspořádány tak, aby potenciální energie krystalu byla co možná nejmenší. Základem vazby je mrak valenčních elektronů, které mohou volně přecházet od atomu k atomu. Ke kovové vazbě tedy dochází, pokud přitažlivé síly mezi kovovými ionty a elektronovým mrakem převyšují odpudivé síly elektronů v tomto mraku. Ionty jsou uspořádány podle přesně definovaného rozložení, podle něhož v pevných látkách existují mezi ionty síly přitažlivé a odpudivé.“ [1]

Aktivací kontaktních ploch se rozumí dodání dostatečné energie k překonání bariéry potenciální energie povrchových atomů na rozhraní dílů. [1]



a) znázornění potenciální bariéry povrchu
b) znázornění potenciální bariéry svarového spoje
W_o – potenciální energie nutná pro změnu polohy iontu uvnitř krystalu
W_p – potenciální energie povrchu krystalu
W_r – potenciální energie na rozhraní fází

Obrázek 1:Energetické bariéry potenciální energie [1]

Pro vytvoření spoje je nutné překonat bariéru potenciální energie W_p. [1]

Způsoby dodání aktivační energie-typy svařování a svařovacích procesů

Existují tři hlavní způsoby, jakými je možné dodat na rozhraní materiálů dostatečnou energii k překonání potenciální bariéry.

Těmito způsoby jsou [1]:

- Tepelná (termická) aktivace – plamenem, el. obloukem, el. odporem, …
- Mechanická aktivace – tlakem
- Radiační aktivace – energií dopadajících částic

Různé svařovací procesy poté využívají jednotlivé způsoby dodání energie anebo jejich kombinaci. Pro různé materiály existují tzv. technologické diagramy popisující vztah mezi tlakem a teplotou, která je nutná pro vytvoření svarového spoje [4].

Obrázek 2:Technologický diagram Fe [4]

V závislosti na použitém způsobu poté můžeme procesy rozdělit na [1][2][4]:

- Tavné svařování
- Tlakové svařování
- Svařování za působení tlaku a tepla (termomechanické)

Tavné svařování

Při tavném svařování dochází k dodání dostatečného množství energie do místa svaru tak, že dojde k lokálnímu roztavení obou svařovaných dílů a vznikne svarová lázeň. Do té je možné dodat vhodný přídavný materiál, kterým zvětšíme objem vzniklého svaru. Přídavný materiál může mít stejné nebo podobné chemické složení jako základní materiál, který tvoří svařované díly. Jeho složení se volí podle žádaných vlastností výsledného svaru. [2]

Tavné svařování dále dělíme podle zdroje, kterým dodáváme do místa svaru potřebnou energii. Jedná se primárně o svařování [1][2]:

- Plamenem – typicky acetylen+kyslík
- Elektrickým obloukem
- Aluminotermické – využívá exotermickou reakci tzv. „termitu“, svařování kolejnic
- Elektronovým paprskem
- Laserovým paprskem

A další…

Tlakové svařování

Mezi metody tlakového svařování patří tlakové svařování za studena a svařování pomocí ultrazvuku.

„Podstata těchto metod záleží ve vzájemném přiblížení svařovaných dílů na vzdálenost odpovídající řádově parametru krystalové mřížky jejich materiálů. Ke svaření dojde vlivem difúze, kdy se ve stykových plochách vytvoří vazby mezi hraničními mřížkami.“ [2]

V obou případech se tedy jedná o metodu, kdy se stykové plochy cíleně neohřívají – svar je vytvořen pouze interakcí přiblížených ploch.

Termomechanické svařování

Při tomto způsobu svařování se do svarové oblasti přivádí jak teplo, tak i tlak. Obdobně jako u tlakového svařování dochází k vzájemnému přiblížení svařovaných dílů a pomocí dodaného tepla dojde k částečnému natavení. [2][4]

Svařování elektrickým obloukem

Svařování elektrickým obloukem je v dnešní době nejpoužívanější metodou tavného svařování. [2] Jedná se o velmi rozšířený způsob svařování, zvláště díky relativně nízké náročnosti na technickou vybavenost.

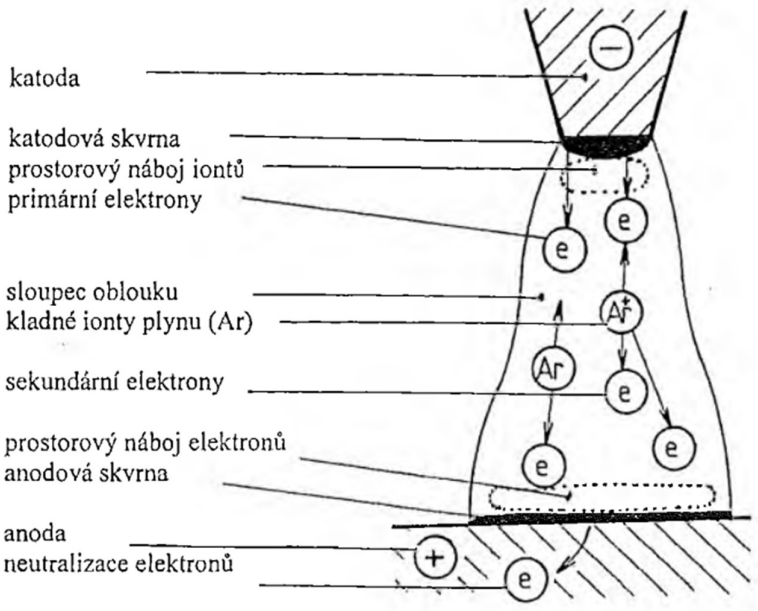
Jak již bylo zmíněno výše, jedná se o proces využívající termickou aktivaci pro překročení bariéry potenciální energie. Zdrojem dodávaného tepla je elektrický oblouk, který zpravidla hoří mezi elektrodou a svařovaným materiálem. [2]

Elektrický oblouk

„Elektrický oblouk použitelný pro svařování je nízkonapěťový vysokotlaký výboj, který hoří v prostředí ionizovaného plynu.“ [4] Tento typ oblouku je tedy vytvořen při relativně malém rozdílu potenciálu elektroda a proudu v rozsahu jednotek až tisíc ampérů. Také je charakteristický velkou proudovou hustotou katodové skvrny a intenzivním vyzařováním UV záření. [4]

„Elektrický oblouk vznikne za předpokladu že napětí mezi elektrodou a materiálem je vyšší než ionizační napětí plynu při dostatečné proudové hustotě a trvalý elektrický výboj nastane, když vznikající teplo zabezpečí ohřátí plynu na teplotu potřebnou pro tepelnou ionizaci obklopující atmosféry.“ [1]

Oblouk je vytvářen mezi katodou a anodou a jeho hlavními částmi je sloupec oblouku, katodová a anodová oblast. [1][4]



Obrázek 3: Struktura elektrického oblouku při svařování v ochranné atmosféře argonu [1]

Sloupec oblouku

„Sloupec oblouku tvoří největší část elektrického oblouku, má tvar mírně se rozšiřujícího komolého kužele a je zářivě svítící oblastí ionizovaného plynu ve formě plazmy o vysoké teplotě, jejíž maximální hodnota závisí na řadě faktorů, hlavně na složení plynu a s tím souvisejícím stupněm ionizace a disociace a na intenzitě proudu a hodnotě napětí.“ [1]

Napěťový úbytek na sloupci oblouku je závislý na délce oblouku a jeho hodnota je okolo 2 V/mm. [1]

Sloupec oblouku může dosahovat teplot v rozsahu 4200-6400 °C pro metodu MMA, 6500-9000 °C pro metodu TIG a 8000-15000 °C pro metodu MIG/MAG. [4]

Katodová oblast

„Katodová oblast je tvořena žhavou katodovou skvrnou, tj. ohraničenou oblastí emitující primární elektrony, která je v závislosti na geometru a teplotě katody buď relativně stabilní, nebo má tendenci se po povrchu katody stěhovat. Hustota proudu v katodové skvrně je v důsledku zúžení elektrického oblouku 10^4 až 10^5 A·cm^2. Na povrch katodové skvrny dopadají kladné ionty, které se neutralizují a předávají katodě svoji ionizační energii, která přispívá k termoemisi elektronů.“ [1]

Teplota katodové skvrny se pohybuje v rozsahu 2400-3000 °C. [4]

Napěťový úbytek na katodové skvrně je přibližně 10-16 V.

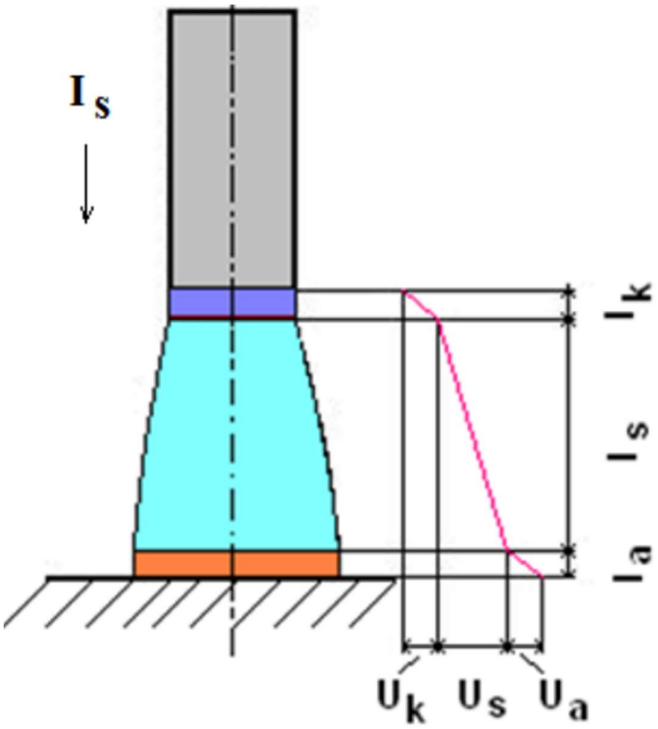
Anodová oblast

„Anodová oblast je tvořena anodovou skvrnou, kterou jsou odváděny (pohlcovány) a neutralizovány dopadající elektrony, jejich kinetická energie se mění na energii tepelnou.“ [1]

Napěťový úbytek na anodové skvrně je přibližně 4-8V a nemění se s hodnotou proudu. [1]

Teplota anodové skvrny je 2700-3600 °C a generuje asi 85% světelného záření. [4]

Tepelný výkon oblouku



U_k-napěťový úbytek na katodové skvrně

U_s-napěťový úbytek na sloupci oblouku

U_a-napěťový úbytek na anodové skvrně

I_s-svařovací proud

Obrázek 4: Rozložení napětí v oblouku [4]

Tepelný výkon oblouku P_t můžeme vypočítat jako:

$$P_t[W] = \eta[-] \cdot (U_k[V] + U_s[V] + U_a[V]) \cdot I_s[A]$$

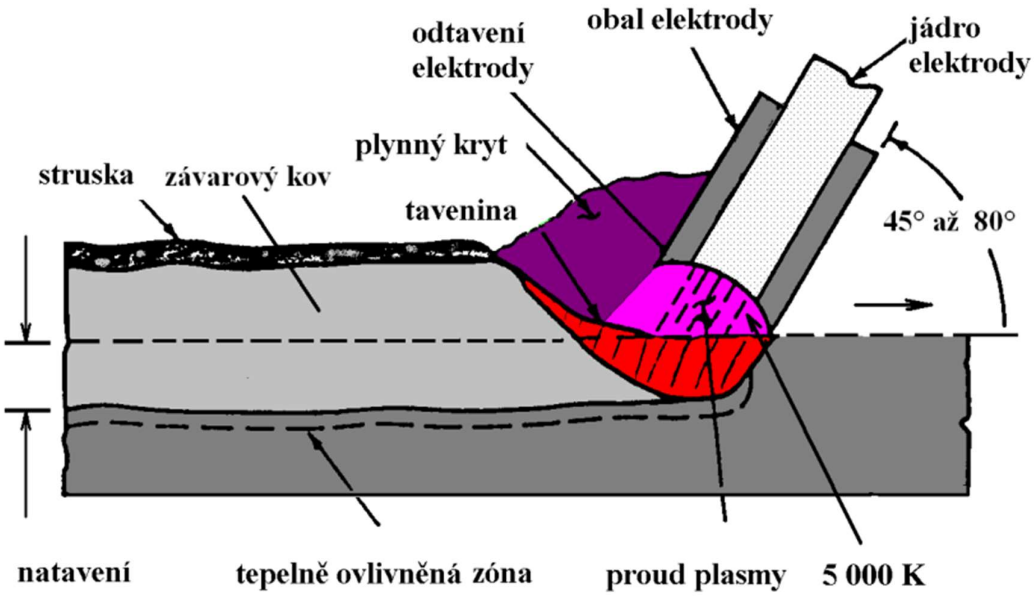
kde η je účinnost využití tepla oblouku a pohybuje se v rozsahu 0,75-0,9. [4]

Metody svařování elektrickým obloukem

Metod využívajících elektrický oblouk jako zdroj tepla pro termickou aktivaci je více a jsou spolu s jejich označením vypsány v normě ČSN EN ISO 4063. Tato práce se primárně zaměřuje na nejrozšířenější manuální a poloautomatické metody svařování elektrickým obloukem, a tak zde budou uvedeny tři hlavní procesy, které jsou nejčastěji využívány pro „běžné“ svařování v průmyslu i mimo něj. Zároveň se jedná o důstojné zástupce principů, které využívají i ostatní, mnohdy komplexnější metody.

Ruční svařování obalovanou elektrodou (ROE, MMA, SMAW)

„Svařování obalenou elektrodou bylo donedávna nejpoužívanější svařovací technologií. Jeho charakteristickým znakem je použití obalených elektrod – přídavného materiálu, který poskytuje velmi jakostní svarový kov o požadovaném chemickém složení.“ [1]



Obrázek 5:Ruční svařování obalovanou elektrodou [4]

Mezi obalovanou elektrodou a svařovaným materiálem hoří elektrický oblouk, který dodává do svarového spoje teplo. Tímto způsobem dojde k roztavení svařovaného materiálu a odtavování obalované elektrody. Její kovové jádro se po odtavení přenáší obloukem směrem do vzniklé svarové lázně, kde se mísí s roztaveným materiálem. Zároveň dochází k zahřívání pevného obalu elektrody, který z části přejde do plynného skupenství a tvoří ochrannou atmosféru, která chrání svarovou lázeň a přenášený přídavný materiál před interakcí s okolní atmosférou. Zbylá část obalu po odtavení

vytvoří strusku, která chrání vzniklý svár i po ztuhnutí a také může do svarového kovu dodávat legující prvky. [1][2][4]

Jádro obalované elektrody

Jádro je vyráběno z kovového drátu (ocel, nerezová ocel, hliník, nikl, …) s vhodným chemickým složením, který je tažený na požadovaný průměr. Jádra obalovaných elektrod se vyrábí v řadě průměrů 1,6-2-2,5-3,2-4-5-6-8 mm a v délkách 150, 200, 250, 300, 350 a 450 mm. [1][2][4]

Obal

Obal elektrody je tvořen anorganickými i organickými látkami, které se po zahřátí obloukem podílejí na tvorbě svaru. *„Základním úkolem obalu je usnadňovat svařování, formovat svarovou housenku, zlepšovat jakost svaru z hlediska metalurgického a zvyšovat produktivitu svařování.“* [1].

Pro správnou funkci, musí obal obsahovat látky [1]:

- Struskotvorné – Kyselé, zásadité nebo neaktivní látky, které mohou reagovat se svarovým kovem a kryjí vytvořený svar před okolní atmosférou. Dále také zpomalují tuhnutí svarového kovu
- Rafinační – Feromangan, ferosilicium a ferotitan. Odstraňují oxidy ze svarového kovu a vylučují se ve strusce.
- Legující – Dodávají legury do svarové lázně, a tak umožňují vytvoření svarového kovu s jinými vlastnostmi, než jaké má jádro.
- Plynotvorné – Při spalování vytvářejí plynou atmosféru, která chrání svarovou lázeň.
- Ionizační – Prvky s nízkým ionizačním potenciálem, které zlepšují zapalovací vlastnosti a stabilizují oblouk.

Podle složení obalu dělíme elektrody na bazické (B-SS proud), kyselé (A-SS i ST proud), rutilové (R-SS i ST proud) a celulózové. Existují také jejich kombinace např. rutil-bazické (RB) atp. [1]

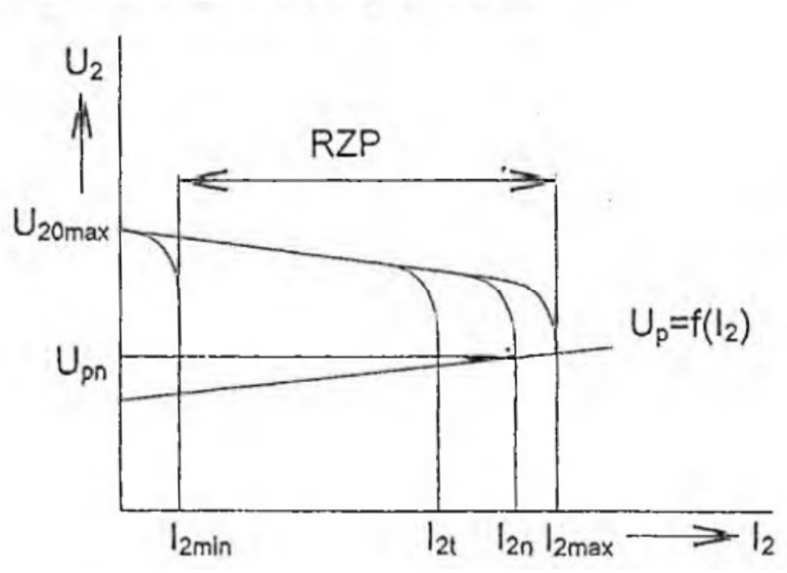
Požadavky na svařovací zdroj pro metodu MMA

Ruční svařování obalovanou elektrodou je plně manuální proces, při kterém svářeč ručně zapálí oblouk za pomocí „škrtnutí“ elektrodou o svařovaný materiál. Pro zapálení oblouku musí dojít k ionizaci (částečně termická) z čehož plyne, že s vyšším použitým napětím je zapálení oblouku jednodušší. Horní hranice napětí svařovacího zdroje naprázdno určují bezpečnostní předpisy. Pro stejnosměrné zdroje je tato hodnota maximálně 113 V. Pro střídavé zdroje platí stejná hodnota pro špičkové napětí, což odpovídá efektivní hodnotě zhruba 80 V. [1]

Svařovací napětí U_s je možné určit pomocí svařovacího proudu I_s z rovnice normalizovaného pracovního napětí pro MMA

$$U_s[V] = 20 + 0{,}04 \cdot I_s[A] \text{ [4]}$$

„Pro ruční svařování elektrickým obloukem je vhodný svařovací zdroj se strmou statickou charakteristikou, kdy velká strmost zatěžovací charakteristiky zdroje v okolí pracovního bodu zajišťuje při relativně velkém kolísání napětí na oblouku (při měnící se délce elektrického oblouku) nepatrné změny svařovacího proudu. V případě, že by strmost dosáhla hodnoty 90° (statická charakteristika v okolí pracovního bodu je kolmá na osu proudu), by potom při kolísání délky oblouku se hodnota svařovacího proudu vůbec neměnila. Délka elektrického oblouku, která ovlivňuje přímo napětí na oblouku, se může měnit např. v důsledku neklidného vedení elektrody nebo vinou nerovnosti povrchu materiálu.“ [1]



U_{20max} – výstupní napětí naprázdno

U_{pn}-normalizované pracovní napětí (standartní charakteristika oblouku)

I_{2min}-minimální výstupní proud

I_{2max}-maximální výstupní proud

RZP-rozsah zatěžovacích proudů

Obrázek 6: Strmá statická charakteristika zdroje [1]

Potřebný svařovací proud je dán typem obalu elektrody a jejím průměrem. Tento údaj výrobce uvádí na obalu nebo v dokumentaci pro konkrétní obalované elektrody. Další možností je tuto hodnotu získat pomocí empirického vztahu, kdy je uváděno mezi 35-55 A/mm průměru jádra elektrody. Tento koeficient se mění s typem obalu. [1]

Lze tedy říci, že pokud bychom chtěli naprosto univerzální zdroj pro ruční svařování obalovanou elektrodou schopný využít největší elektrody, hledali bychom zdroj stejnosměrného konstantního proudu s maximální hodnotou napětí naprázdno 113 V (běžně 50-70 V [2]) a maximálním svařovacím proudem $I_s = 55 \frac{A}{mm} \cdot 8\ mm = 440\ A$. Dále je také vyžadováno galvanické oddělení od sítě.

Moderní svařovací zdroje pro svařování metodou MMA už téměř standartně disponují přídavnými funkcemi, které zlepšují a zjednodušují svařovací proces.

Funkce Anti stick

„Obvod pro omezení svářecího proudu při zkratu, pokud dojde k přilepení elektrody, tato funkce zajistí skokové snížení svářecího proudu na minimum. Elektroda se nerozžhaví, ale naopak zchladne a lze ji snadno odtrhnout, aniž by bylo nutné ji vyndávat z kleští.“ [4]

Funkce Hot start

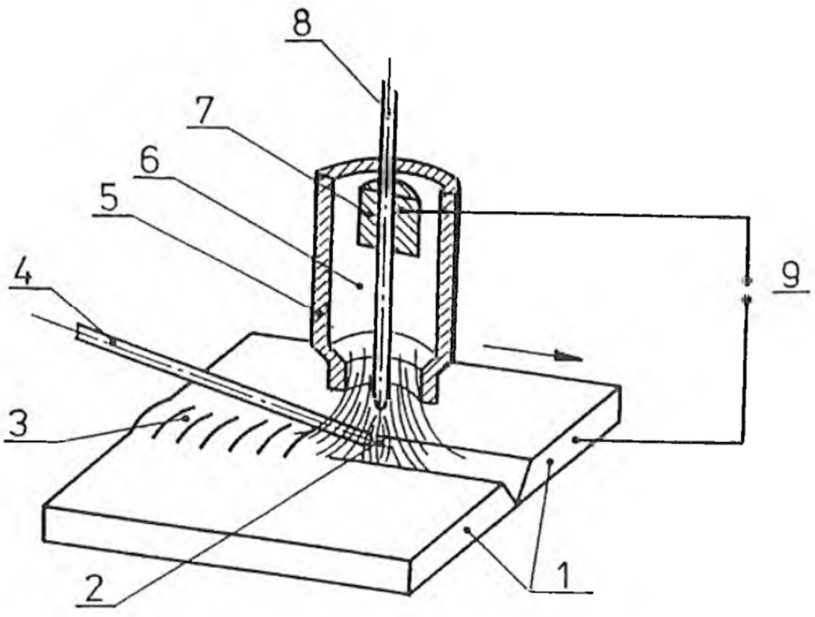
„Funkce, která usnadňuje zapálení oblouku tím, že zvýší zapalovací proud o cca 30 % oproti proudu nastavenému svářečem. Po úspěšném zapálení se proud sníží na svářečem nastavenou hodnotu.“ [4]

Funkce Arc force

„Funkce, která pomáhá stabilizovat hořící elektrický oblouk při svařování. Pokud se oblouk zkracuje (elektroda se lepí) svářečka zvýší proud a elektroda odhoří. Pokud je naopak oblouk příliš dlouhý, svářečka sníží proud a svářeč má čas na přiblížení elektrody k materiálu, aniž by mu oblouk zhasl.“ [4]

Svařování netavící-se wolframovou elektrodou v ochranné atmosféře plynu (TIG, WIG, GTAW)

U této svařovací metody se využívá oblouku hořícího v plynné atmosféře inertního plynu mezi svařovaným materiálem a elektrodou, která má dostatečně vysokou teplotu taveni tak, aby nedocházelo k jejímu odtavování během svařování. Na rozdíl od metody MMA a MIG/MAG zde elektroda neslouží zároveň jako přídavný materiál, a tak je možné touto metodou vytvářet malé sváry, které jsou tvořeny pouze „slitím“ roztavených částí svařovaného materiálu. Pokud je vyžadováno použití přídavného materiálu, využívá se většinou holých drátů, které jsou manuálně přidávány do svarové lázně.[2]



1. svařovaný materiál
2. elektrický oblouk
3. svar
4. přídavný materiál
5. plynová hubice
6. ochranný plyn
7. kontaktní kleštiny
8. wolframová elektroda
9. zdroj proudu

Obrázek 7: Svařování metodou TIG [1]

Wolframové elektrody

„Netavící se elektrody používané při svařovaní TIG se vyrábějí ze spékaného wolframu, který má teplotu tavení 3380 °C, teplotu varu 5700 °C, měrný elektrický odpor 5,36·10^{8} ohmů a hustotu 19,1 g·cm^{3}. Elektrody se vyrábějí čisté bez příměsí o čistotě 99,9 % W, nebo legované oxidy kovů. Přísada oxidů snižuje teplotu ohřevu elektrody o 1000 °C, zvyšuje životnost, zlepšuje se zapalování oblouku a jeho stabilita díky zvýšené emisi elektronů. Zvýšení emise elektronů lze dosáhnout snížením výstupní práce při uvolnění elektronů. Při disociaci se thorium (Ce, Y, Zr, La atd.) uvolňuje a pokrývá hrot wolframové elektrody, přičemž podstatně zvyšuje termoemisi elektronů. Delší životnost elektrody a vyšší proudovou zatížitelnost podporuje také vysoká teplota tavení oxidů.“ [1]

Elektrody jsou barevně značeny, aby bylo možné poznat, jestli a jak jsou legované. Vyrábějí se v průměrech od 0,5-6,4 mm. [1]

Ochranné plyny

Pro svařování metodou TIG je výhradně využíváno inertních plynů. V dnešní době se nejvíce využívá čistý argon, případně lze jeho směsi s jinými plyny. Velmi vhodné jsou směsi argonu a helia, protože helium zvyšuje napětí na oblouku a tím i tepelný výkon. Dále je možné se setkat se směsi argonu a vodíku nebo argonu a dusíku. [1]

Svařovací proud

Metoda svařování TIG je schopna využít stejnosměrný svařovací proud v obou polaritách i střídavý svařovací proud. Svařování stejnosměrným proudem probíhá převážně v tzv. přímé polaritě, kdy je wolframová elektroda připojena na záporný pól zdroje. *„Rozdělení tepla oblouku je nerovnoměrné a přibližně 1/3 tepla připadá na elektrodu a 2/3 celkového tepla se přenáší do základního materiálu. Díky tomu není elektroda tepelně přetěžovaná, a naopak svarová lázeň má velkou hloubku závaru. Na velkou hloubku závaru má vliv i dopad elektronů, které svoji kinetickou energii přeměňují na tepelnou.“* [1] Pokud použijeme ochranný plyn s minimálně 75 % helia, je možné toto zapojení využít i pro svařování hliníku. [1]

Zapojení v nepřímé polaritě se používá zřídka. Je nutné použít velkou elektrodu, která je schopna vstřebat větší množství tepla bez roztavení. V tomto zapojení dochází k tzv. čistícímu účinky, kdy jsou ionty argonu, které mají vyšší hmotnost, urychlovány směrem ke svařovanému materiálu, kde „rozbijí“ vrstvu oxidu, který má vyšší teplotu tání, než svařovaný kov (hliník, hořčík). [1][2]

Určitým kompromisem je použití střídavého svařovacího proudu, kdy se polarita zapojení střídá. Elektroda tedy netráví celý svařovací čas v nepřímé polaritě, kde by se nadměrně zahřívala, ale stále získáváme výhodu čistícího účinku. Moderní invertorové zdroje, které na svém výstupu využívají střídač a jsou schopny řídit průběh střídavého napětí navíc dávají svářeči možnost zvolit, jak velkou část jedné periody je elektroda v přímé nebo nepřímé polaritě. [1][2][4]

U této metody se také často využívá pulzního svařovacího proudu. Jeho hodnota se periodicky mění (nejčastěji mezi dvěma hodnotami), což umožňuje snížení deformace svařenců, omezení tepelně ovlivněné zóny a tvarování svarové lázně. [1]

Požadavky na svařovací zdroj pro metodu TIG

Obdobně jako u metody MMA se jedná o manuální svařovací proces, u kterého se předpokládá nestálá (kolísající) délka oblouku. Pokud vyžadujeme stabilní oblouk, bude opět nutné využít zdroj se strmou charakteristikou (zdroj konstantního proudu). [1][4]

Na rozdíl od metody MMA, zde platí jiná rovnice pro normalizované pracovní napětí

$$U_s[V] = 10 + 0{,}04 \cdot I_s[A]$$ [4]

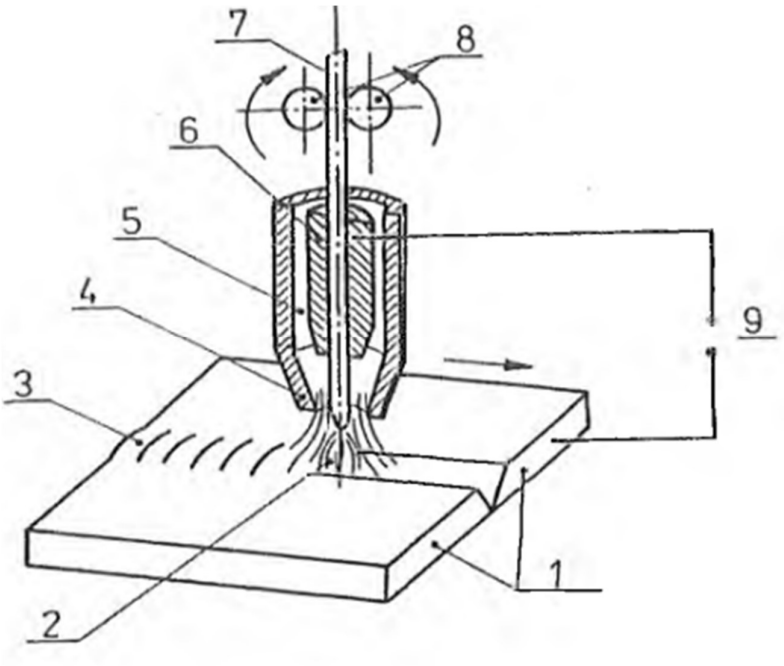
Pro naprosto základní svařování metodou TIG je stejný i způsob zapalování oblouku – tzv. zapalování „náškrabem“. Vhodnější metodou je poté metoda Lift Arc, kdy dochází k dotyku elektrody a materiálu při omezení proudu, který je při následném oddalování a zapálení oblouku postupně zvyšován. Nejvhodnější metoda zapálení oblouku je poté bezkontaktní (vysokofrekvenční) zapalování, kdy svařovací zdroj obsahuje vysokonapěťový ionizátor, který vytvoří vysoké napětí (a výboj) mezi elektrodou a svařencem. Zde dojde k dostatečné ionizaci prostředí na zapálení svařovacího oblouku. [1][4]

Aby bylo možné využít pulzního svařování, je vhodné, aby měl svařovací zdroj pro metodu TIG dostatečnou dynamiku pro realizaci skokových změn hodnoty svařovacího proudu.

Pokud bychom chtěli metodou TIG svařovat i hliník, hořčík a jejich slitiny, je nutné, aby zdroj disponoval možností střídavého proudu s možností nastavení příslušných parametrů.

Svařování tavící-se kovovou elektrodou v ochranné atmosféře plynu (MIG/MAG, GMAW)

Tato metoda se jako jediná z třech zmiňovaných řadí mezi poloautomatické metody svařování elektrickým obloukem. Jako elektroda se, zde používá kovový drát o průměru přibližně 0,6-2,5 mm, který je motorizovaným podavačem veden (nejčastěji konstantní rychlostí) do svařovacího hořáku, kde je na něj pomocí kontaktní špičky přivedeno svařovací napětí. Používaný drát je holý, a tak je nutné svarovou lázeň obklopit ochrannou atmosférou vhodného plynu anebo směsí plynů. [1][2][4]



1. svařovaný materiál
2. elektrický oblouk
3. svar
4. plynová hubice
5. ochranný plyn
6. kontaktní průvlak
7. přídavný drát
8. podávací kladky
9. zdroj proudu

Obrázek 8: Svařování metodou MIG/MAG [1]

„Svařování metodou MIG/MAG je založeno na hoření oblouku mezi tavící se elektrodou ve formě drátu a základním materiálem v ochranné atmosféře inertního nebo aktivního plynu. Napájení drátu elektrickým proudem je zajištěno třecím kontaktem v ústí hořáku tak, aby elektricky zatížená délka drátu byla co nejkratší (15 až 25 mm). Drát je podáván podávacími kladkami umístěnými v podavači, vlastním hořáku, nebo kombinací obou systémů z cívky o běžné hmotnosti 15 kg. Proudová hustota je u svařování MAG nejvyšší ze všech obloukových metod a dosahuje až 600 A.mm'2 a svařovací proudy se pohybují od 30 A u svařování tenkých plechů drátem o průměru 0,6 - 0,8 mm, až do 700 A u vysokovýkonných mechanizovaných metod.“ [1]

Ochranné plyny

Použitý ochranný plyn se volí podle svařovaného materiálu. Při svařování hliníku, mědi a jiných neželezných kovů se jedná o metodu MIG – „Metal Inert Gas“. Jak z názvu vyplývá, používají se inertní plyny, a to zejména argon a helium. V takovém případě se použitý plyn nepodílí na žádných chemických procesech ve svarové lázni. Při svařování ocelí se je nutné použít aktivní plyn nebo směs inertního a aktivního plynu. Poté se svařování označuje jako MAG - „Metal Active Gas“ a využívá se například oxid uhličitý. *„V ochranném plynu CO2 probíhají chemické reakce v širokém rozmezí podmínek svařování tak, že rovnovážný stav uhlíku ve svarovém kovu se ustálí v rozmezí 0,10 - 0,15 % bez ohledu na to jaký obsah uhlíku je ve svařovacím drátu.“ [1]* Často se využívají směsi CO_2 s argonem v kombinacích např. 75/25 % - Ar/CO_2, nebo 80/20 %.

Pro svařování nerezových ocelí je bohužel vysoká reaktivita oxidu uhličitého překážkou a tak se využívají směsi tvořené převážně argonem a 1-2 % kyslíku.

Druhy přenosu svarového kovu obloukem u metody MIG/MAG

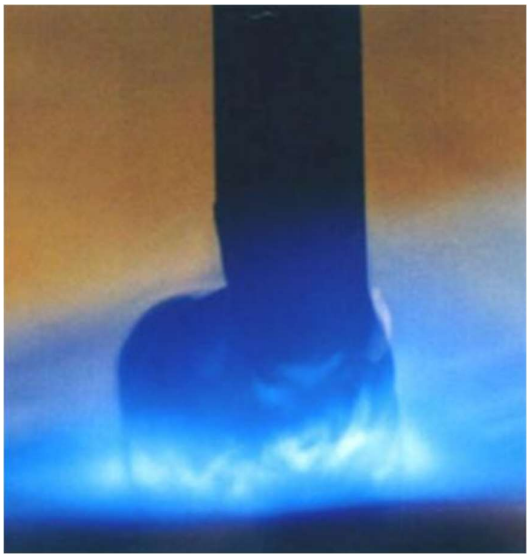
Sprchový přenos

„Sprchový přenos, pro který je charakteristický relativně dlouhý oblouk, vysoká proudová hustota a vyšší napětí na oblouku (U_s = 28 až 40 V; I_s = 200 až 500 A). Tekutý kov prochází obloukem jako proud oddělených drobných kapek. Tento způsob přenosu se vyskytuje hlavně při svařování v ochranných plynech bohatých na argon. Při použití pulsního průběhu proudu a optimální volbě parametrů svařování lze dosáhnout stavu, kdy při každém pulsu se uvolní z elektrody právě jedna kapka kovu.“ [1]

Obrázek 9: Sprchový přenos MIG/MAG [4]

Kapkový přenos

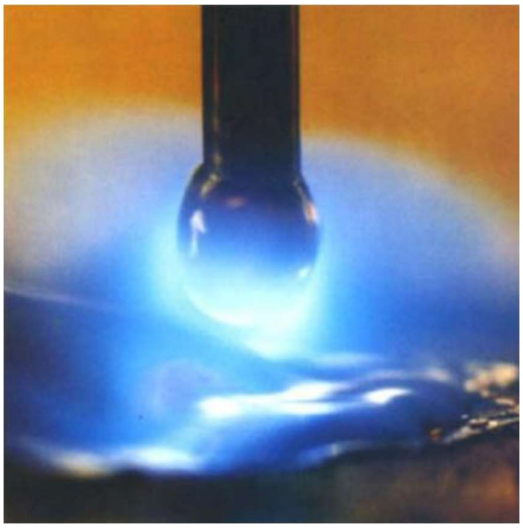
„Kapkový přenos je charakteristický pro svařování v ochraně plynu CO_2, kdy při parametrech svařování (U_s = 24 až 28 V; I_s = 200 až 300 A) a kratším oblouku se odtavují větší kapky kovu frekvencí 5 až 10 kapek za sekundu. Se zvyšujícím se proudem velikost rozměru kapek klesá a zvyšuje se frekvence jejich oddělování.“ [1]



Obrázek 10: Kapkový přenos MIG/MAG [4]

Zkratový přenos

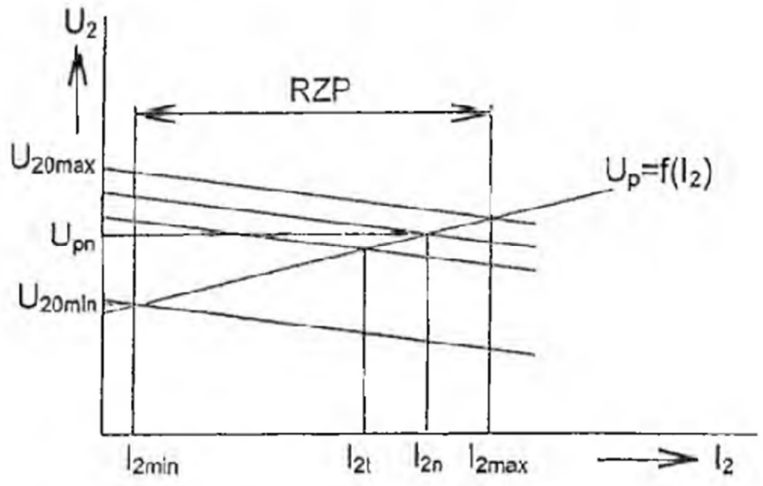
„Zkratový přenos při krátkém oblouku, který se vyznačuje pravidelným střídáním fáze hoření oblouku a fáze zkratu, při kterém se kapka roztaveného kovu na konci elektrody dotkne tavné lázně, vytvoří zkrat a po jeho přerušení se opět zapálí oblouk. Proudová hustota je střední až malá, taktéž napětí na oblouku (U_s = 14 až 22 V; I_s = 50 až 200 A).“ [1]



Obrázek 11: Zkratový přenos MIG/MAG [4]

Požadavky na zdroj pro MIG/MAG

„Pro automatické svařování pod tavidlem nebo poloautomatické svařovaní v ochranných atmosférách jsou používány k regulaci délky oblouku zdroje svařovacího proudu s plochou statickou charakteristikou. Nastavená délka elektrického oblouku zůstává nezměněna v případě, kdy rychlost podávaní elektrody (drátu) je stejná jako rychlost jejího odtavování. Rychlost odtavování elektrody je závislá na velikosti svařovacího proudu. Posun drátu do hořáku (rychlost podávání elektrody) je konstantní. V případě, že z nějakého důvodu dojde např. ke zkrácení délky oblouku a v důsledku toho ke snížení napětí na oblouku, potom plochá zatěžovací charakteristika zdroje zajistí zvýšení svařovacího proudu a tím i zvýšení odtavovací rychlosti elektrody. Délka oblouku se tak postupně zvětší na původně nastavenou hodnotu. Tato tzv. samoregulační funkce ploché zatěžovací charakteristiky je účinná i v opačném případě, kdy dojde k zvětšení délky oblouku.“ [1]



U_{20max} – výstupní napětí naprázdno

U_{pn}-normalizované pracovní napětí (standartní charakteristika oblouku)

I_{2min}-minimální výstupní proud

I_{2max}-maximální výstupní proud

RZP-rozsah zatěžovacích proudů

Obrázek 12: Plochá statická charakteristka zdroje [1]

„Ideální“ zdroj pro svařování metodou MIG/MAG by tedy měl být zdrojem konstantního napětí v rozsahu přibližně 14-40 V, schopný dodat proud až 500 A. Pro tento svařovací proces jsou také důležité dynamické vlastnosti zdroje. Například u zkratového procesu dochází k periodickému zkratování výstupu, kdy je potřeba řídit rychlost nárůstu proudu při každém zkratu. Běžně se tento parametr řeší volbou velikosti výstupní indukčnosti a má značný vliv na rozstřik a chování oblouku.

Návrh svařovacího zdroje

Z předchozího pohledu na tři základní metody svařování elektrickým obloukem již známe obecné požadavky kladené na zdroj svařovacího napětí/proudu.

Cílem této práce je návrh moderního zdroje a moderní dnes jistě znamená spínaný. Výhody spočívající ve velké výkonové hustotě a velmi dobré účinnosti jsou nesporné. Nicméně před výběrem vhodné topologie je nutné zopakovat žádané vlastnosti konečného návrhu.

1. Galvanické oddělení – Bezpečnostní předpisy jasně stanovují, že svařovací zdroje musí být galvanicky oddělené od elektrické sítě.
2. Hodnota výstupního napětí – Maximální výstupní napětí je opět určeno bezpečnostními požadavky a přestože se může konkrétní hodnota napětí naprázdno pro různé návrhy lišit, určitě nesmí překročit 113 V.
3. Provoz v režimu konstantního proudu/napětí – Aby bylo možné zdroj použít pro všechny tři běžné metody svařování elektrickým obloukem, je nutné, aby zdroj uměl pracovat jak v režimu konstantního napětí, tak i proudu, resp. s plochou i strmou charakteristikou.
4. Dobře škálovatelný návrh-Navržené zapojení by mělo být jednoduše využitelné pro malé výkony od stovek W po jednotky kW. Vybraná topologie by měla zvládat vyšší výkony.
5. Široký rozsah regulace – Příkladem je metoda TIG, kde se jedná o zdroj konstantního proudu s velkým rozdílem napětí naprázdno, jehož hodnota může být zpravidla v rozsahu 50-75 V, a pracovního napětí (napětí na oblouku), které se dle rovnice normalizovaného pracovního napětí pohybuje například v rozsahu 10-20 V pro svařovací proudy do 250 A.
6. Dostatečně rychlá regulační smyčka – Velmi důležitá vlastnost, která ovlivňuje kvalitu svařování. Primárně při zapalování oblouku na tenkém materiálu je nutná rychlá reakce svařovacího zdroje tak, aby nedošlo ke vzniku nadměrně velké proudové špičky, která by mohla způsobit mžikové přehřátí svařované oblasti, což často vede k odtavení materiálu a vytvoření nechtěné „díry“.
7. Vysoká účinnost – Speciálně důležité pro vyšší výstupní výkony. Topologie s nižší účinností by znamenala velké ztráty ve formě tepla, které je nutné ze zařízení odvést.

Topologie spínaného zdroje

Množství druhů zapojení spínaných zdrojů a jejich topologií je velké a do určité míry se stále zvyšuje s modernizací v oblasti polovodičové technologie. Historicky jsou některé topologie výhodnější než jiné, protože vyžadují například jednodušší obvody pro buzení a řízení anebo menší počty polovodičových prvků. Tyto vlastnosti jsou s postupem doby čím dál tím menším rozhodovacím kritériem, a tak je možné vybírat z opravdu značného seznamu.

Snižující nebo zvyšující měniče

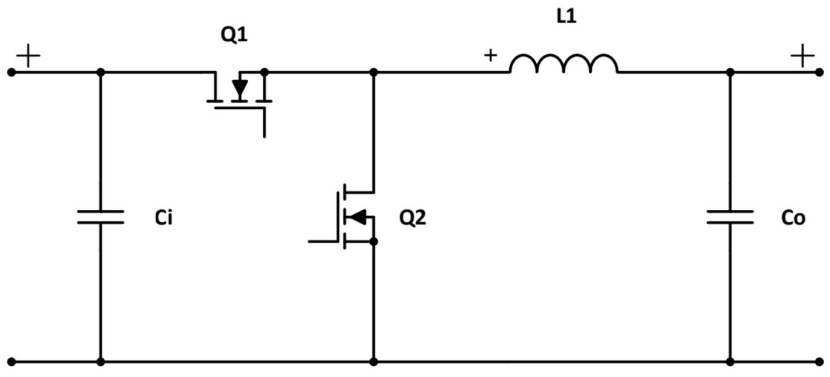
Navrhovaný svařovací zdroj by měl být napájený ze síťového napětí 230 V/50 Hz jehož maximální hodnota po usměrnění je přibližně 320 V. Jelikož maximální dovolená hodnota výstupního napětí svařovacího zdroje je 113 V, můžeme z výběru určitě vyřadit všechny měniče, které jsou určeny pro zvyšování napětí. Napětí bude v každém případě snižováno minimálně v poměru 3:1.

Galvanické oddělení

První výše popsané kritérium zužující výběr topologie je právě galvanické oddělení a s ním související využití transformátoru. Díky této podmínce můžeme vyřadit topologie využívající pouze výstupní indukčnost.

Takovými topologiemi jsou například:

1. Buck
2. SEPIC
3. Cuk
4. Zeta



Obrázek 13: Synchronní Buck měnič

Výkon

Druhým parametrem, který ovlivňuje výběr vhodné topologie je žádaný výstupní výkon. Výkonové „limity“ dané topologie jsou často určeny pomocí zkušeností, a tak se tento údaj často liší od jedné literatury k druhé. V každém případě se jedná primárně o doporučení a další rozhodování během výběru závisí i na jiných faktorech.

Input voltage	Output power	Preferred Topology
Universal input (90-264) VAC	Po < 150 watt, Load current < 10A	Flyback, Forward
Universal input (90-264) VAC	Po < 150 watt, Load current > 10A	Forward
Universal input (90-264) VAC	150 watt < Po > 350	Two-Switch Forward, Half-Bridge, Push-Pull
Universal input (90-264) VAC	Po < 500 watt	Half-Bridge, Push-Pull
Vin > 350 VDC	Po < 750 watt	Half-Bridge
Vin < 200 VDC	Po < 500 watt	Push-Pull
Vin > 350 VDC	500 < Po > 1000 watt	Full-Bridge
Vin > 350 VDC	Po > 1000 watt	ZVT Full-Bridge
Vin > 350 VDC	Po > 2000 watt	More than one ZVT full-bridge in parallel, interleaved with more than one ZVT full-bridge

Obrázek 14: Tabulka použití topologií Microchip [7]

Rozdíly těchto „doporučení“ pak mohou být relativně velké. Například u topologie push-pull se můžeme setkat s maximálním (doporučeným) výkonem 1 kW na rozdíl od 500 W udávaných v tabulce výše. [5]

Zkušenost s opravami svařovacích zdrojů poté indikuje, že se opravdu jedná pouze o hodnoty, které mohou nasměrovat návrháře správným směrem. Jednou z nejběžnějších topologií pro svařovací zdroje, primárně pro metody MMA a TIG se svařovacími proudy přibližně do 200 A, je poté „Two-switch forward“ – tedy propustný měnič využívající 2 hlavní spínací prvky. Tato kategorie svařovacích zdrojů disponuje výstupními výkony v řádu několika kW, přestože je tato topologie běžně doporučována pro výkony v řádech stovek W.

Poměrná doba zatížení – zatěžovatel DZ

U komerčních svařovacích zdrojů se setkáváme s parametrem poměrné doby zatížení. Tato hodnota je nejčastěji založena na 10minutovém pracovním cyklu a udává jakou procentuální část tohoto cyklu je zdroj schopný dodávat daný výkon a po jakou dobu se musí chladit v nezatíženém stavu. [1][4]

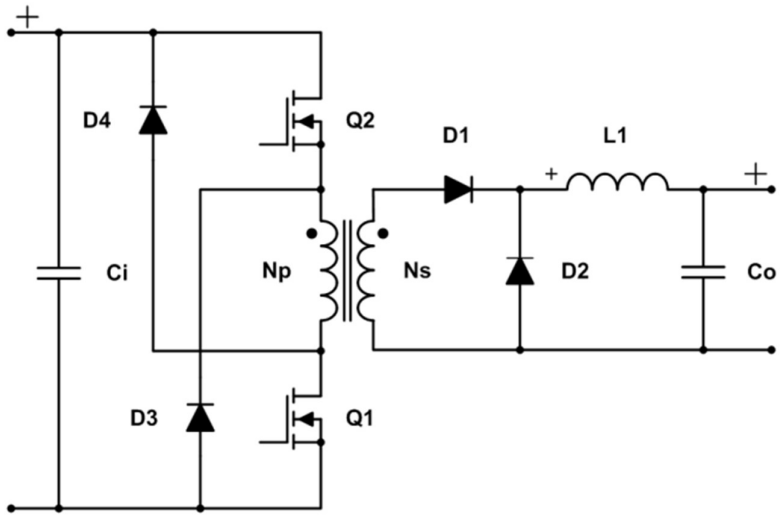
$$DZ = \frac{t_s}{t_c} \cdot 100\ \%\ [\%]$$

$$t_s - \check{c}as\ svařování\ [min], t_c - \check{c}as\ cyklu\ (10\ \mathrm{min})$$

Hodnota zatěžovatele se poté udává pro konkrétní podmínky jako je teplota okolí, výstupní výkon, resp. svařovací napětí a proud, nebo parametry napájení svařovacího zdroje. Často se pak můžeme setkat se zdrojem, který má na svém maximálním výstupním výkon zatěžovatel pouze 20 % tzn. je možné svařovat 2 min a poté musíme nechat zdroj 8 min nezatížený.

Pravděpodobně díky této skutečnosti mohou výrobci svařovacích zdrojů využívat i „výkonově nedostatečné“ topologie. Svařovací zdroj je možné v podstatě poddimenzovat s tím, že omezíme dobu jeho používání na vyšších výkonech.

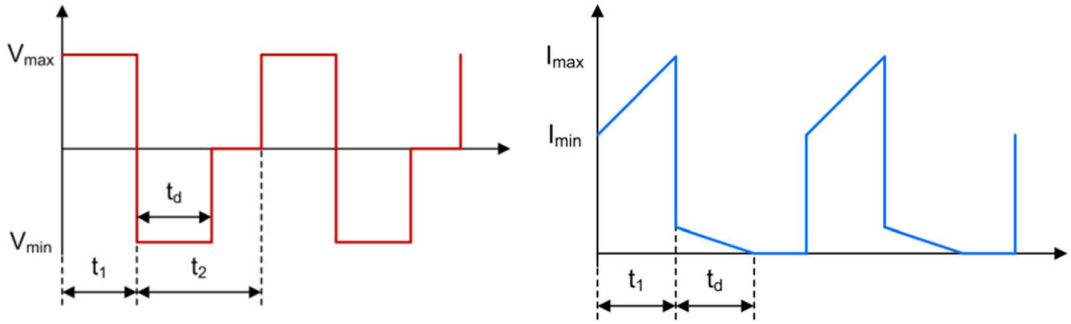
Topologie Two-switch forward



Obrázek 15: Schéma Two-switch forward

Tato topologie je považována za jednu z nejspolehlivějších pro vyšší výkony, protože díky své konstrukci odstraňuje některé neduhy, které se objevují u jiných topologií. Díky využití dvou tranzistorů je možné omezit jejich napěťové zatížení na hodnotu napájecího napětí. Nejsou namáhány napěťovými špičkami vznikajícími při přechodových dějích způsobených spínáním, protože je zde využito dvou rychlých diod (D3 a D4), které umožňují disipaci energie akumulované v primárním vinutí a tím i zamezují namáhání tranzistorů v závěrném směru. [5]

Tranzistory Q1 a Q2 jsou spínány současně, což značně zjednodušuje řízení a odstraňuje nutnost tzv. „dead-time“, který u jiných topologií zaručuje, že nedojde například ke zkratování vstupního zdroje a zničení spínacích prvků. Řízení tranzistorů je možné pouze do maximální hodnoty střídy 50 %, protože v této topologii můžeme na primární vinutí transformátoru připojit vstupní napětí pouze v jedné polaritě. Zbylých 50 % periody je tedy využito pro demagnetizaci jádra, čímž zamezíme jeho saturaci. [5]

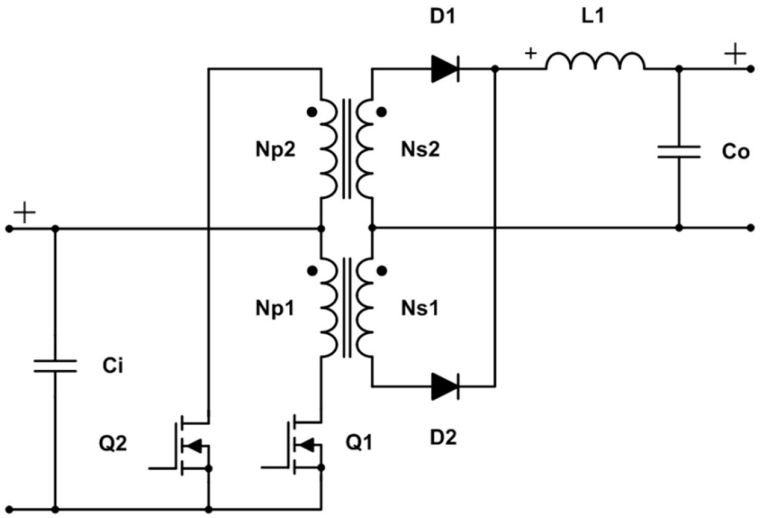


Obrázek 16: Průběhy napětí a proudu (primární vinutí); Two-switch forward [8]

V časovém úseku t_1 jsou sepnuty oba tranzistory a na primární vinutí je připojeno vstupní napájecí napětí, proud vinutím roste. V časovém úseku t_2 jsou tranzistory vypnuty a po dobu t_d probíhá demagnetizace jádra – proud klesá k nule. Abychom umožnili tento pokles proudu, musí platit, že $t_1<=t_2$ (střída tedy max 50 %). Pokud by se takto nestalo, bylo by možné po několika periodách dovést jádro do stavu magnetické saturace. Toto omezení maximální střídy má také za následek vyšší hodnotu zvlnění výstupního proudu a v důsledku nutnost větší filtrační indukčnosti.

U této topologie se potkáváme s horším magnetickým využitím transformátoru právě, protože je možné na primární vinutí připojit napětí pouze v jedné polaritě a demagnetizace probíhá výše uvedeným způsobem. To je hlavním důvodem, proč je tato topologie doporučována pro výkony v řádech stovek wattů. Díky potřebnému dimenzování transformátoru začínají být jeho rozměry nepraktické pro vyšší výkony. Tato topologie také nenabízí možnost ZVS, tedy spínání při nulovém napětí na tranzistorech, a tak i spínací ztráty jsou důvodem pro „výkonové omezení“.

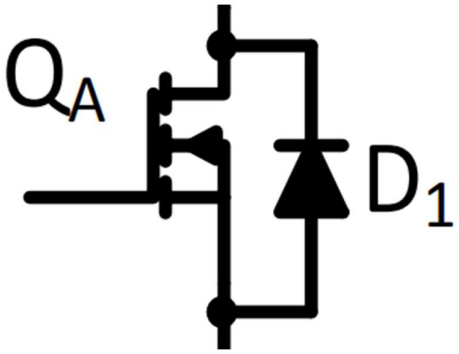
Topologie Push-Pull



Obrázek 17: Schéma Push-Pull

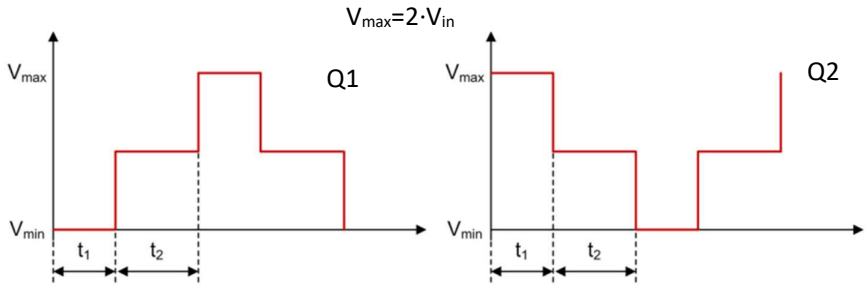
Tato topologie využívá dvojité primární vinutí anebo vinutí s vyvedeným středem, tak je schopná v jádru vytvořit magnetický tok v obou směrech. Využití jádra je tedy lepší než u předchozí topologie. Cenou za tuto výhodu je bohužel, komplikovanější konstrukce transformátoru, která má navíc horší „využití mědi“. Každá část primárního vinutí je totiž využívána maximálně v polovině jedné periody. [7]

Střed primárního vinutí je přímo připojen na kladný pól vstupního zdroje a zbylé konce vinutí jsou střídavě připojována na ten záporný. Tento postup vytváří střídavý magnetický tok jádrem transformátoru. Díky tomuto zapojení je každý spínací prvek (Q1 a Q2) tzv. „low side switch“, což poněkud zjednodušuje nutný budící obvod. Obvod pro zpracování energie akumulované v primárním vinutí se v tomto případě uzavírá přes parazitní diody mosfetů.



Obrázek 18: Mosfet se zobrazenou parazitní diodou [6]

Nevýhodnou vlastností je vyšší napěťové zatěžování spínacích prvků. Při sepnutí jednoho tranzistoru (např. Q1), můžeme na tom druhém (Q2) naměřit dvojnásobek vstupního napětí. To automaticky znamená nutnost vyššího dimenzování a použití dražších tranzistorů, schopných toto napětí zvládnout. V případě napájení usměrněným síťovým napětím musejí být tranzistory dimenzovány na minimálně 640 V.

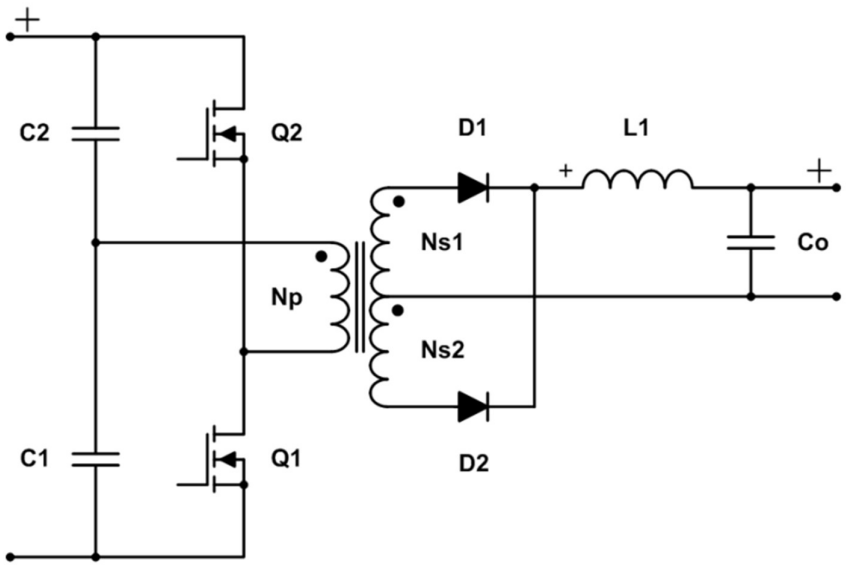


Obrázek 19: Napětí na tranzistorech; Push-Pull [8]

Protože push-pull umí vytvořit oba směry magnetického toku, napětí na transformátoru může mít téměř 100 % střídu. Riziko saturace poté nastává v případě nesymetrických primárních vinutí nebo rozdílných dob spínání. Oba tranzistory musí být spínány na stejně dlouhou dobu, jinak by došlo k postupné saturaci jádra.

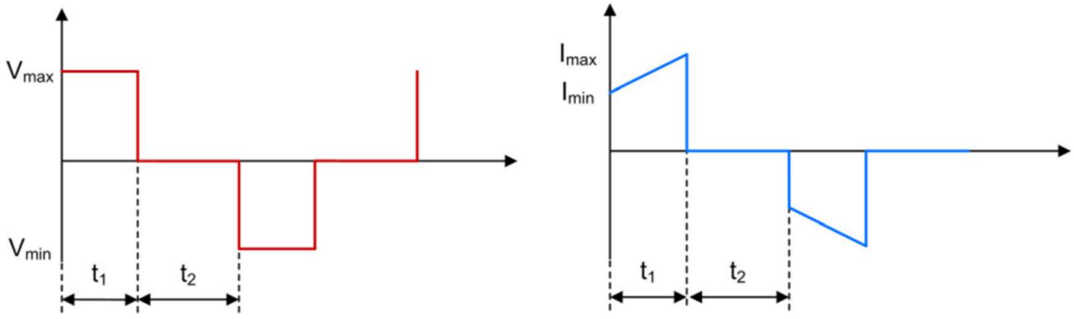
Také se u této topologie poprvé setkáváme s nebezpečím zapnutí obou tranzistorů. Pokud by k takové situaci došlo, tekl by proud přes obě primární vinutí, což by vytvořilo stejné magnetické toky v opačném směru. Tím by došlo k jejich vzájemnému vyrušení a došlo by k v podstatě přímému zkratu vstupního zdroje. [7] Využije se zde „dead-time“, tedy časová prodleva mezi vypnutím jednoho tranzistoru a sepnutím druhého. Tento čas závisí především na vypínacích dobách použitých tranzistorů a předchází této situaci.

Topologie Half-Bridge



Obrázek 20: Schéma Half-Bridge

Jedná se o první z můstkových topologií. Můstek je zde tvořen párem tranzistorů (vč. parazitních diod) a dvěma kondenzátory. Opět se jedná o zapojení, které je schopné vytvořit magnetický tok v obou směrech, ale už zde není nutné komplikovanější dvojité primární vinutí. Kondenzátory zde v podstatě tvoří kapacitní dělič, díky kterému získáváme „virtuální zem“, která je připojená na jeden konec primárního vinutí – efektivně „rozpůlíme“ napájecí napětí. Pomocí dvou tranzistorů, je poté možné připojovat druhý konec vinutí na kladný nebo záporný pól vstupního napájení a tím na primárním vinutí vytvořit napětí o hodnotách ±1/2 vstupního napájecího napětí (např. ±160 V).

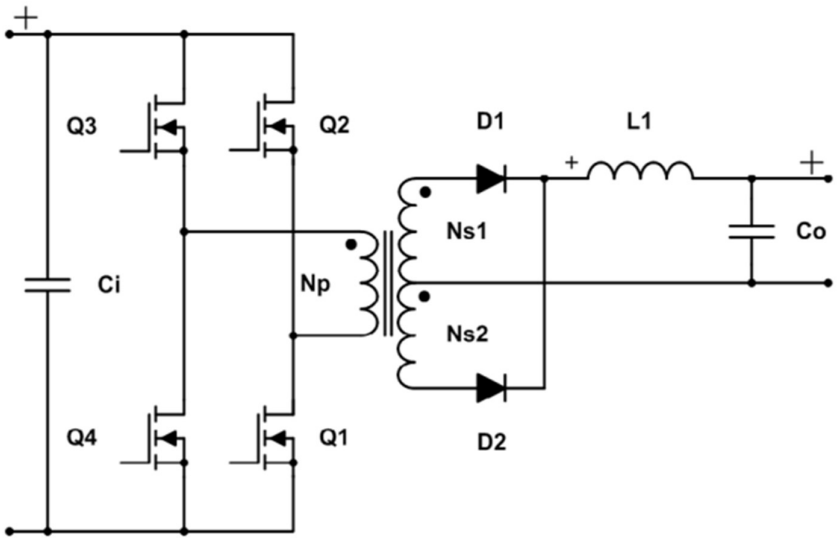


Obrázek 21: Průběhy napětí a proudu (primární vinutí); Half Bridge [8]

Opět zde musíme aplikovat „dead-time“, abychom zabránili sepnutí obou tranzistorů najednou – zde by došlo k přímému zkratu napájecího napětí. Saturace jádra, zde hrozí pouze pokud jsou spínací časy obou tranzistorů různé – nesymetrické.

Výkonové „omezení“ této topologie vyplývá právě z použití kondenzátorů k vytvoření prakticky symetrického napájení. Protože maximální možné napětí, které můžeme vytvořit na primárním vinutí je polovinou napájecího napětí, musíme zprostředkovat dvojnásobnou hodnotu primárního proudu pro stejný výstupní výkon v porovnání např. s Push-Pull. [7]

Topologie Full-Bridge



Obrázek 22: Schéma Full-Bridge [8]

Na předchozí Half-Bridge navážeme tzv. „úplným můstkem“. V této topologii se investicí do většího množství tranzistorů dostáváme k zapojení, které dokáže na primární vinutí připojit napájecí napětí v obou polaritách a plně využít transformátor bez zmenšení hodnoty primárního napětí.

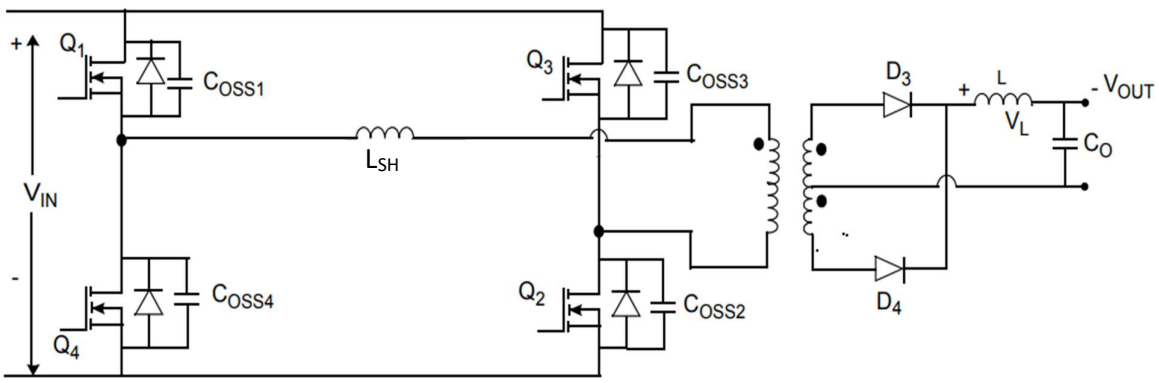
Tranzistory jsou zde spínány v párech Q1/Q3 a Q2/Q4. Zde je znovu nutné zpozornět a ošetřit nechtěné současné sepnutí tranzistorů Q1/Q2 nebo Q3/Q4, což by mělo za následek jejich zničení.

Získáváme, zde výhody z topologie Push-Pull a Half-Bridge. Tranzistory nemusí být dimenzovány na dvojnásobek napájecího napětí (výhoda Half-Bridge) a zároveň jsme schopni připojit primární vinutí na plné napájecí napětí (výhoda Push-Pull). Dále také získáváme plné „využití mědi“ – primární vinutí je využíváno pro celou periodu (výhoda Half-Bridge). [7]

Páry tranzistorů jsou spínány s maximálně 50 % střídou, což znamená napětí na primárním vinutí se střídou blízkou 100 %.

Průběhy napětí a proudů, zde budou identické jako u Half-Bridge topologie s rozdílem maximálních hodnot primárního napětí, které zde budou odpovídat hodnotě napájecího napětí, a ne jeho polovině.

Topologie Phase-shifted Full-Bridge (PSFB)

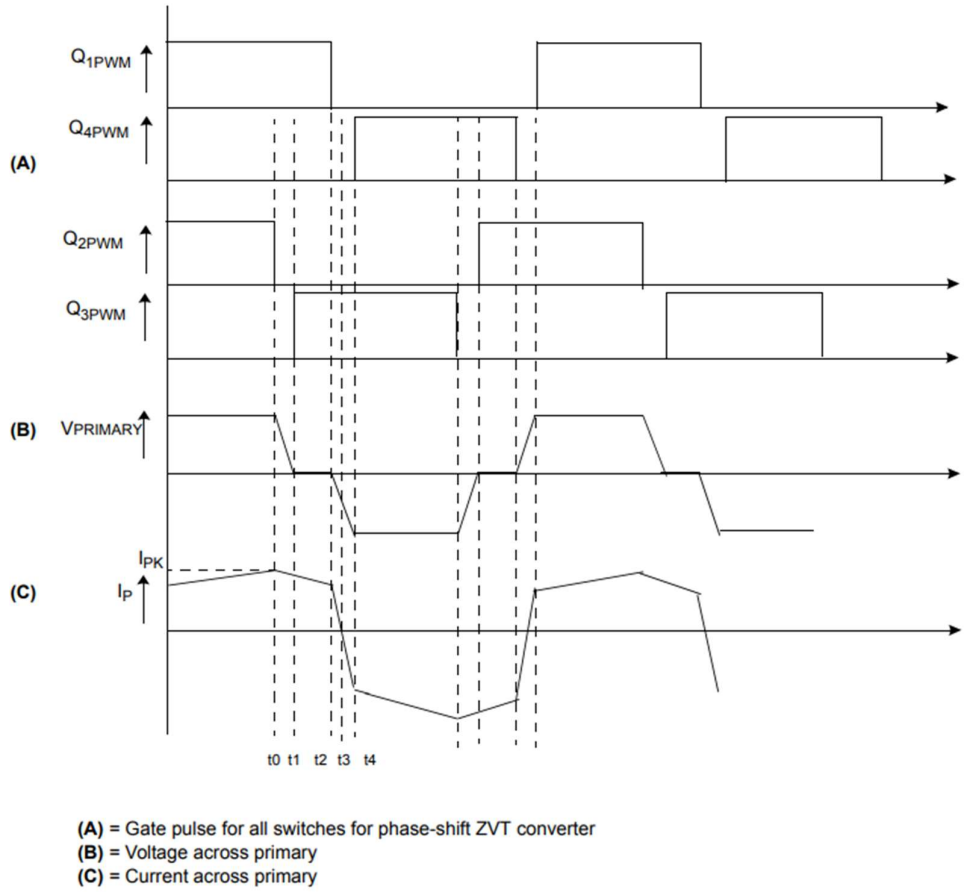


Obrázek 23: Schéma PSFB [7]

Ze schématu této topologie je patrné, že se jedná o téměř identické zapojení jako u topologie Full-Bridge. Můžeme si všimnou, že jediným rozdílem je indukčnost L_{SH}, připojená v sérii s primárním vinutím a jsou zde zakresleny jak parazitní diody, tak parazitní kapacity, které zde budou důležité.

Stejně jako „obyčejný“ Full-Bridge i PSFB je schopný připojit na primární vinutí napájecí napětí v obou polaritách sepnutím tranzistorů, které v můstku leží diagonálně. V případě PSFB už nejsou tranzistory spínány pouze v párech, kdy bychom měnili dobu sepnutí každého páru, ale využívá se signálů s fixní střídou, které jsou proti sobě vzájemně fázově posouvány.

Dohromady tedy máme 4 řídící signály, každý pro jeden tranzistor. Signál např. pro Q1 má konstantní frekvenci a střídu téměř 50 %. Signál pro Q4 je inverzí signálu pro Q1 a do obou z nich je zakomponován „dead-time“ tak, aby nedošlo k jejich současnému sepnutí. Signály pro Q2/Q3 jsou analogické. Řízení šířky pulzů napětí aplikovaného na primární vinutí je poté provedeno fázovým posunem mezi signály pro Q1/Q4 a Q2/Q3.



Obrázek 24: Časování řídících signálů PSFB [7]

Primární vinutí je připojeno na napájecí napětí v době, kdy jsou sepnuty tranzistory, které jsou v můstku umístěny diagonálně tedy Q1+Q2 nebo Q3+Q4. To je situace v čase $t < t_0$, tranzistory Q1 a Q2 jsou sepnuty – jejich řídící pulzy se překrývají. Můžeme si všimnou, že na rozdíl od Full – bridge topologie nedojde k jejich současnému vypnutí.

Časování a ZVS [7]

Nejprve je vypnut tranzistor Q2 (v t_0) a v tu chvíli již není primární vinutí připojeno na napájecí napětí. Tranzistor Q1 je, ale stále sepnutý, což umožní tok proudu vytvořeného energií akumulovanou v primárním vinutí a indukčnosti L_{SH}. Tento proud protéká po dobu časové prodlevy ($t_0 - t1$) parazitní diodou tranzistoru Q3, sepnutým tranzistorem Q1, indukčností L_{SH} a primárním vinutím. Díky tomu dojde k vybití parazitní kapacity C_{oss3} a nabití C_{oss2}.

V čase t_1 dochází k sepnutí tranzistoru Q3 při nulovém napětí, právě díky vybité kapacitě C_{oss3}. Proud nyní protéká sepnutými tranzistory Q1 a Q3, indukčnosti L_{SH} a primárním vinutím.

V čase t_2 dochází k vypnutí tranzistoru Q1, proud protéká tranzistorem Q3, vstupním zdrojem, parazitní diodou Q4, indukčnosti L_{SH} a primárním vinutím. V době t_2-t_3 Dochází k vybití parazitní kapacity C_{oss4} a nabití kapacity C_{oss1}.

V čase t_4 je sepnut tranzistor Q4 při nulovém napětí. Primární vinutí je nyní připojeno v opačné polaritě pomocí tranzistorů Q3 a Q4.

Zmiňovaná indukčnost L_{SH} je tzv. „shim induktance“ nebo komutační indukčnost. Ta zajišťuje udržení primárního proudu po dostatečně dlouhou dobu, aby mohlo dojít k vybití, resp. nabití parazitních kapacit a tím bylo umožněno spínání při nulovém napětí. Tato indukčnost nemusí být nutně v návrhu použita, pokud je rozptylová indukčnost transformátoru dostatečně velká. [5]

Spínání při nulovém napětí na spínacím prvku (tzv. ZVS) je jednou z největších výhod topologie PSFB. Umožňuje totiž značné snížení spínacích ztrát a také elektromagnetického rušení.

Další topologie

Existují jiné topologie nebo modifikace těch výše zmiňovaných, které by zde teoreticky bylo možné použít. Například rezonanční topologie jako SRC (series resonant converter), PRC (paralell resonant converter) nebo LLC, které stejně jako PSFB disponují možností spínání při nulovém napětí (ZVS) nebo nulovém proudu (ZCS), a navíc vytvářejí sinusový průběh proudu primárním vinutím. Některé tyto topologie bohužel nejsou vhodné pro široký rozsah regulace a mohou být citlivé na provedení plošných spojů, stabilitu napájecího napětí a jiné provozní podmínky. [5][7]

Vybraná topologie

Pro návrh svařovacího zdroje v rámci této práce byla vybrána topologie Phase-Shifted Full-Bridge. Tato topologie disponuje dobrým využitím magnetických komponent, nízkým napěťovým zatěžováním spínacích prvků a nevyžaduje dvojité primární vinutí. Další velkou výhodou je pak funkce ZVS, resp. LVS, spínání při nulovém nebo nízkém napětí, které redukuje spínací ztráty a vznikající elektromagnetické rušení.

Tato topologie je sice „přehnaná“ pro zdroje nízkých výkonů, ale vzhledem k požadavku na škálovatelnost bude dobrou volbou. Primární nevýhodou pro takové zdroje bude pouze nutnost čtyřech spínacích prvků, přestože by vyhověla i topologie s menším počtem. Dostupnost a ceny polovodičů, ale už dnes nejsou takový problém.

Prototyp svařovacího zdroje

Jako cíl této práce byl určen návrh zdroje s následujícími vlastnostmi:

1. Topologie Phase-shifted Full-Bridge
2. Výstupní napětí naprázdno maximálně 80 V
3. „Běžné svařovací napětí“ dle normalizované rovnice pracovního napětí pro metodu MMA
4. Maximální výstupní proud 20 A
5. Napájení ze sítě 1x230 V/50 Hz
6. Plně analogová řídící smyčka
7. Možnost provozu v režimu konstantního napětí nebo proudu
8. Možnost externího napěťového vstupu 0-5 V pro řízení omezení proudu a napětí

Řídící obvod [6]

Pro řízení navrhovaného zdroje byl vybrán integrovaný obvod UCC28950 od výrobce Texas Instruments. Jedná se o komplexní řídící obvod pro spínané zdroje v topologii PSFB operující v rozsahu 50kHz-1MHz.

Tento obvod disponuje:

1. Adaptivní regulací řídících signálů pro dosažení ZVS
2. Integrovanou logikou pro využití synchronních usměrňovacích prvků
3. Systémem pro zvýšení účinnosti při nízkých zátěžích
4. Možností řízení špičkovou hodnotou primárního proudu (PCM), střední hodnotou primárního proudu (ACM) nebo řízení napětím
5. Integrovaným zesilovačem odchylky pro realizaci zpětné vazby
6. Obvodem pro „měkký start“ – zdroj po přivedení napájení nabíhá postupně namísto skokově

Dle datasheetu je mimo jiného vhodný pro výkonové aplikace jako jsou například střídače pro fotovoltaické systémy.

Návrh zapojení – schéma

Jedním z cílů práce je dobrá škálovatelnost návrhu pro široký rozsah výstupních výkonů. Pro takový požadavek by modulární řešení byl krok správným směrem. U zdroje, jakým je navrhovaný prototyp by, ale plně modulární řešení nebylo smysluplné vzhledem k relativně malým rozměrům, které jsou dosažitelné. Prototyp bude tedy realizován pouze částečně modulárně, a to ve dvou částech – řídící karta a silová část. Pro větší zdroje by bylo smysluplné rozdělit návrh na větší množství částí, což by například zjednodušilo opravy a zvýšilo flexibilitu fyzického řešení.
Rozdělení by mohlo být realizováno např. na části:

1. Řídící karta
2. Pomocné zdroje
3. Můstek + budiče
4. Transformátor + komutační indukčnost
5. Měřící modul

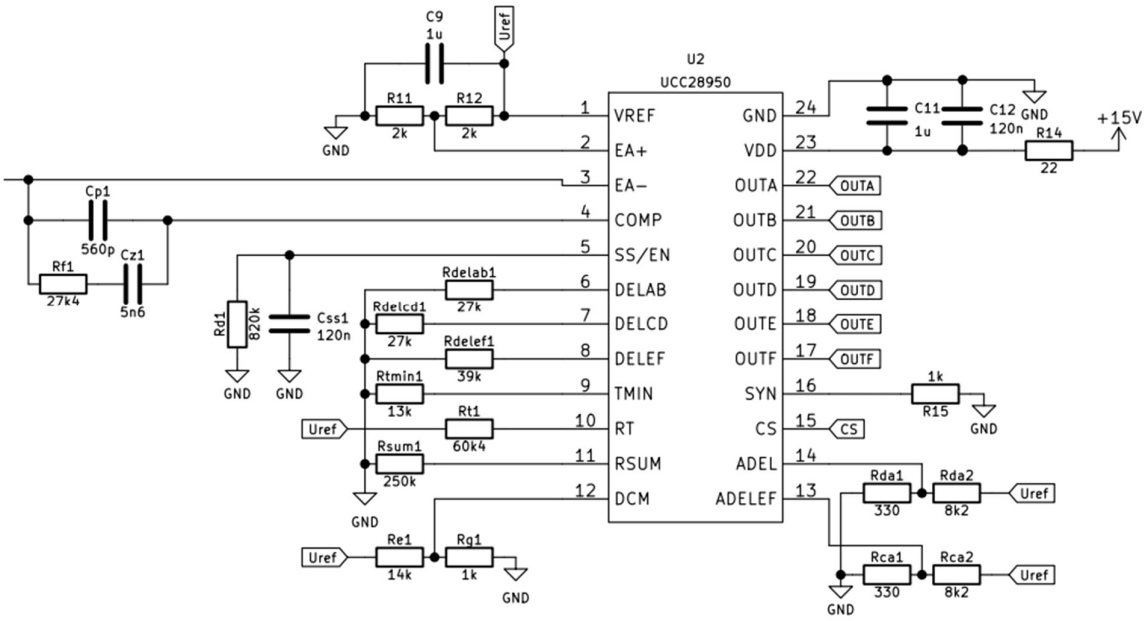
Části, které je nutné dostatečně chladit by poté mohly být umístěny v prostoru s velkým průtokem vzduchu, zatímco ostatní by bylo možné umístit jinam. Tím by například bylo možné omezit riziko zanesení vodivým prachem, který ve svařovacích zdrojích často působí závady.

V této části práce budou vloženy pouze nejdůležitější části schémat. Celkové schéma bude k práci připojeno jako příloha.

Řídící karta

„Mozkem“ zdroje je řídící karta, která se pomocí konektoru připojuje k silové části. Na této kartě je umístěn hlavní řídící obvod UCC28950 a operační zesilovače, které zajišťují zpracování signálů měření napětí a proudu.

Část UCC28950



Obrázek 25: Schéma řídící karta, část UCC28950

Zapojení obvodu UCC28950 je převzato z datasheetu (zdroj [6]) resp. z aplikační poznámky (zdroj [3]). Jelikož se jedná o jednoúčelový obvod, neexistuje moc možností, jak ho zapojit, a i ty co existují se příliš neliší. Všechny součástky, které jsou připojeny k UCC28950 (U2) slouží pouze k nastavení jeho pracovních parametrů. K výpočtu jejich hodnot se dostaneme později.

Pin 1: Výstup 5 V napěťové reference, která je využívána jako zdroj pro napěťové děliče nastavující další funkce obvodu.

Pin 2-4: Neinvertující vstup (EA+), Invertující vstup (EA-) a výstup (COMP) integrovaného chybového zesilovače. Na neinvertující vstup je přivedeno stabilní napětí 2,5 V, vytvořené děličem R12/R11, které slouží jako referenční hodnota. Mezi invertujícím vstupem a výstupem jsou zapojeny součástky zpětnovazební smyčky zesilovače (Cp1, Cz1, Rf1), které určují jeho přenos a jejich hodnoty jsou převzaty z aplikační poznámky (zdroj [3]).

Pin 5: Připojený kondenzátor Css1 a rezistor Rd1 určují dobu měkkého startu a chování při překročení proudového limitu.

Pin 6-8: Připojené rezistory nastavují časové prodlevy „dead-time“ pro spínací prvky. Nastavená hodnota dále souvisí s napětím na pinu 14 (pro piny 6,7) a 13 (pro pin 8)

Pin 9: Připojený rezistor nastavuje minimální šířku pulzu napětí na primárním vinutí.

Pin 10: Připojený rezistor nastavuje spínací frekvenci.

Pin 11: Připojený rezistor nastavuje tzv. „slope compensation“ pro režim řízení pomocí špičkové hodnoty primárního proudu.

Pin 12: Napětí z napěťového děliče Re1/Rg1 při jakém zatížení dojde k povolení synchronních usměrňovačů. Při nízkých zátěžích jsou vypnuty pro zlepšení účinnosti.

Pin 13-14: Napěťové děliče vytvářejí referenční napětí pro nastavení časových prodlev (viz pin 6-8).

Pin 15: Vstup filtrovaného napěťového signálu z primárního měřícího transformátoru.

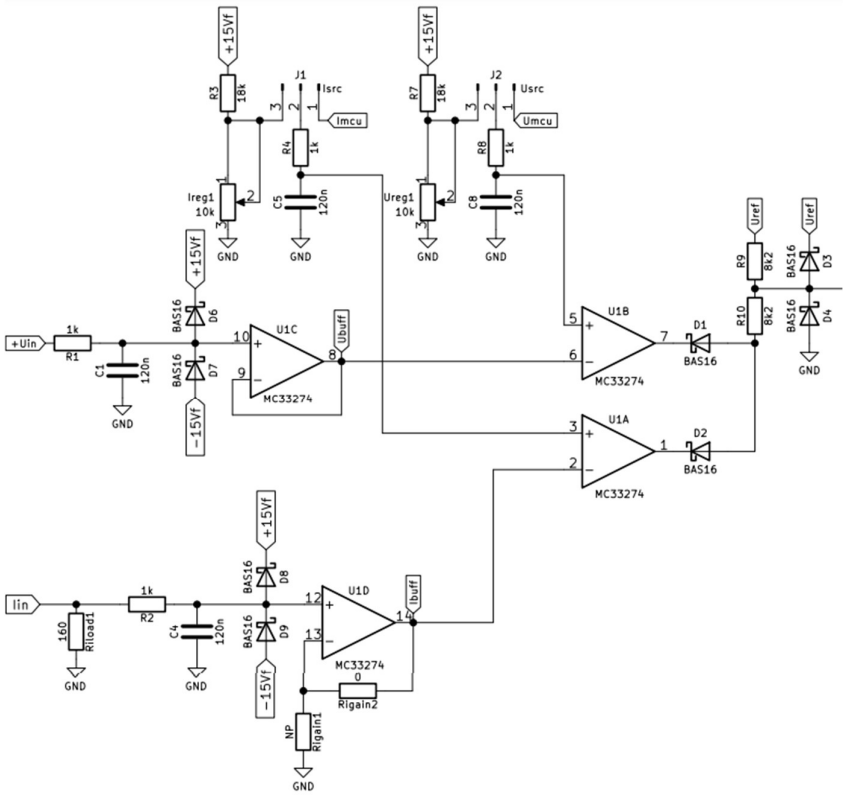
Pin 16: Synchronizační pin, který není využíván.

Pin 17-22: Výstupy řídících signálů pro tranzistory. Jsou vedené na konektor přímo k budičům v silové části.

Pin 23-24: Napájení +15 V včetně vstupního filtru.

Zpětná vazba

Realizace proudového a napěťového omezení je provedena pomocí operačních zesilovačů, které zpracovávají měřící signály.



Obrázek 26: Schéma zpětná vazba

Zpětná vazba je realizována plně analogově, aby zpracování naměřených signálů bylo co nejrychlejší. Toto řešení by mělo mít za výsledek lepší vlastnosti při změnách zátěže a tím například lepší chování při nízkých výstupních výkonech.

Měření výstupního napětí je řešeno pouze napěťovým děličem umístěným v silové části. Pomocí něj je z výstupního napětí 0-80 V vytvořeno napětí v rozsahu 0-5 V, které je přiváděno na vstup „+Uin“.

Výstupní proud je měřen pomocí čidla s Hallovou sondou LEM LA 55-p, které má proudový výstup a je přivedeno na zátěžný rezistor Riload1 (Iin a GND).

Oba vstupní signály jsou připojeny na vstupy operačních zesilovačů přes RC filtry a omezovací diody, které chrání vstupy operačních zesilovačů před přepětím.

Signál reprezentující vstupní napětí je poté připojen na operační zesilovač U1C, který slouží jako napěťový sledovač. Jeho výstup (Ubuff) je pak dostupný na signálním konektoru pro případný mikroprocesor.

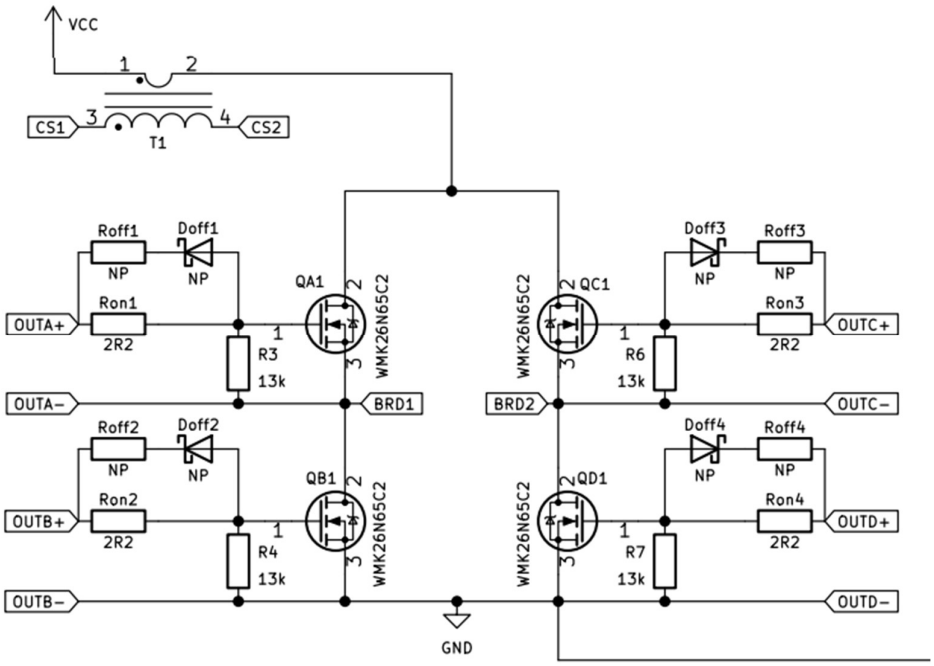
Obdobně je zpracován i signál reprezentující výstupní proud. Rozdílem je, že zapojení operačního zesilovače U1D je navrženo tak, aby byl na výsledném plošném spoji konfigurovatelný buď jako napěťový sledovač nebo jako neinvertující zesilovač, protože v závislosti na zátěžném rezistoru pro čidlo LEM může být vstupní napětí relativně malé. Výstup tohoto zesilovače (Ibuff) je opět dostupný na signálním konektoru.

Po zpracování tedy dostáváme signály 0-5 V pro napětí v rozsahu 0-80 V a proud v rozsahu 0-20 A. Ty jsou přivedeny na invertující vstupy operačních zesilovačů (U1A, U1B), které pracují jako komparátory. Zde dochází k porovnání s referenčními napětími, která mohou být nastavena pomocí trimrů Ureg1 a Ireg1 nebo z napěťových vstupů vyvedených na signální konektor. Zdroj referenčního napětí je možné volit pomocí zkratovacích propojek na konektorech J1 a J2.

Výstupy komparátorů jsou spojené přes diody, které určují prioritu zpětné vazby. V tomto případě se zpětná vazba chová jako proudové/napěťové omezení. Výstup komparátorů je poté napěťově přizpůsoben na 0-5 V a je připojen na invertující vstup chybového zesilovače UCC28950.

Silová část

Můstek



Obrázek 27: Schéma můstek

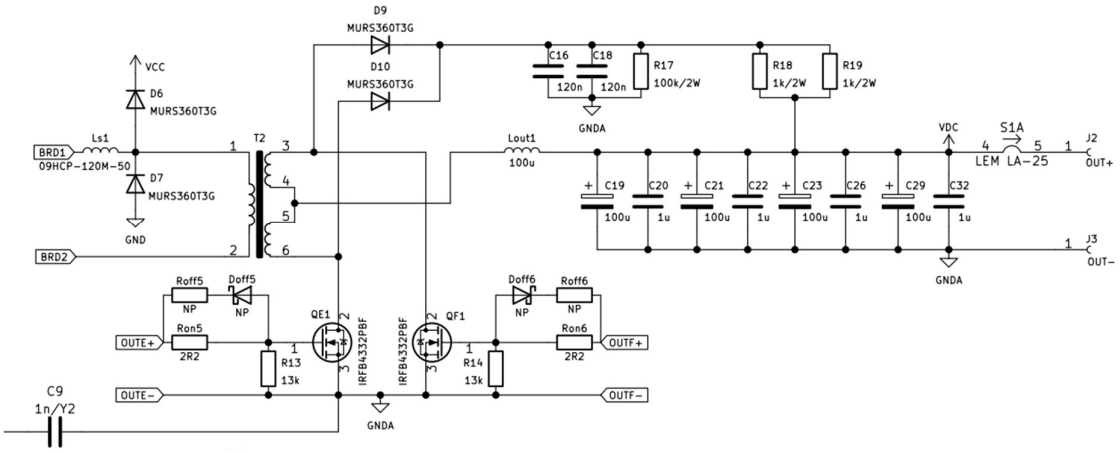
Zapojení silové části je opět převzato z datasheetu pro obvod UCC28950 (zdroj [6]) a z aplikační poznámky (zdroj [3]).

Tranzistory jsou vybaveny vybíjecími rezistory (R3, R4, R6, R7) a rezistory Ron, které omezují proudovou špičku z budičů. V návrhu jsou navíc zakomponovány rezistory Roff a diody Doff pomocí, který je možné určit různá omezení proudu pro nabíjení a vybíjení hradla tranzistorů. Primárně, ale nejsou osazeny (NP-not placed). Vývody OUTx+ a OUTx- jsou připojeny na vývody budičů tranzistorů.

Na přívodu napájení můstku je osazen proudový transformátor 1:100, který slouží k měření primárního proudu pro UCC28950, který tuto hodnotu využívá pro režim řízení proudem.

Výstupy můstku BRD1 a BRD2 jsou připojeny na primární vinutí transformátor s komutační indukčností, kde jsou zároveň použity rychlé diody pro omezení přepětí na spínacích prvcích.

Můstek je napájený usměrněným a vyfiltrovaným síťovým napětím.



Sekundární strana

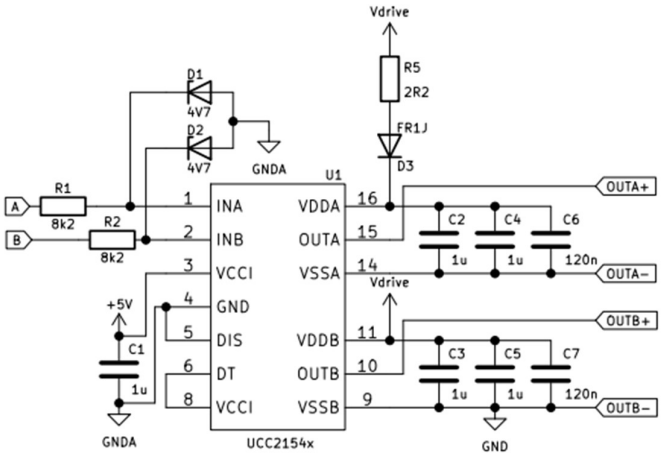
Na sekundární straně jsou umístěny tranzistory QE1 a QF2, které slouží jako synchronní usměrňovače. Zapojení součástek pro jejich buzení je stejné jako pro můstkové tranzistory.

Jako ochrana proti přepětí na tranzistorech je zde využit rekuperační RCD snubber tvořený diodami D9 a D10, rezistory R17, R18, R19 a kondenzátory C16, C18. Hodnoty těchto součástek jsou převzaty z aplikační poznámky (zdroj [3]).

Výstupní filtr je tvořen indukčností Lout1 a kondenzátorovou bankou. Na výstupu je umístěno proudové čidlo LEM.

Budiče [10]

Pro buzení všech šesti tranzistorů jsou využity tři dvojité izolované budiče UCC21540. Tyto budiče jsou schopné pracovat v režimu „bootstrap“. Tato funkce umožňuje buzení tranzistorů, které nemají vývod „source“ spojený s nulovým potenciálem daného obvodu, tedy pro tzv. „high-side“ spínače.



Obrázek 28: Schéma zapojení budiče pro tranzistory QA/QB

Opět se převážně jedná o „katalogové zapojení“ (zdroj [10]). U těchto budičů je možné nastavit časovou prodlevu mezi sepnutím a vypnutím jejich výstupů – „dead-time“. Jelikož se o tuto funkci stará řídící obvod UCC28950, je zde zakázána připojením pinu 6 na 5 V. Ovládací vstupy těchto izolovaných budičů jsou galvanicky spojeny se sekundární stranou zdroje, stejně jako řídící obvod. V případě budičů můstku je jejich výstupní strana galvanicky spojena s primární stranou, a tak je není možné přímo napájet z žádného zdroje využívaného na straně sekundární. To je v tomto návrhu vyřešeno pomocí izolovaných DC/DC měničů. Ty jsou napájené zdrojem +15 V, který napájí celé řízení na sekundární straně a vytváří izolovaných + 15 V („Vdrive“). Toto napětí je poté na primární straně využito k napájení budičů spolu s dostatečným množstvím filtrační kapacity. Výstup budiče pro „high-side“ tranzistor je pak napájen ze stejného napětí pomocí diody a omezovacího rezistoru, což souvisí s funkcí bootstrap.

Tranzistory QE a QF jsou zapojeny jako „low-side“ spínače, a tak nevyžadují budič s funkcí bootstrap a díky jejich „elektrickému umístění“ není třeba ani izolovaný budič. I přesto byl pro ně v rámci návrhu využit stejný izolovaný budič, který je možné konfigurovat i pro toto použití. Taková rozhodnutí umožňují snížení počtu potřebných druhů součástek a většinou mají za výsledek snížení ceny výroby.

Na vstupech budičů bylo nutné zakomponovat obvod pro omezení napětí řídících signálu z UCC28950. Budiče akceptují signál do 6 V, zatímco signály UCC28950 dosahují maximální hodnoty napětí rovné jeho napájecího napětí. Zde je navrženo napájení UCC28950 pomocí 15 V zdroje, ale v každém případě ho není možné napájet napětím nižším než 8 V. Signály je tedy nutné přizpůsobit a s tímto cílem, zde bylo využito Zenerových diod 4V7 a příslušných omezovacích odporů.

Měření

V návrhu se setkáváme s měřením primárního proudu, výstupního proudu a výstupního napětí. Primární proud je měřen proudovým transformátorem a výsledný signál je používaný pouze pro funkce UCC28950, tedy neslouží přímo k regulaci výstupních hodnot.

Výstupní proud bude měřen pomocí čidla LEM LA 55-p, což je izolované proudové čidlo využívající Hallovu sondu. Toto čidlo vyžaduje pouze napájení, a poté vytváří proudový výstup. Ten je výhodný vzhledem k jeho lepší imunitě proti zarušení.

Výstupní napětí zdroje je měřeno přímo, kdy se pouze přizpůsobí jeho velikost pomocí napěťového děliče tak, aby toto napětí mohlo být využito ve zpětnovazebním obvodu.

Výpočty návrhu [3] [6]

Pro další dimenzování a výběr použitých součástek je nutné provést řadu výpočtů. Ty se hlavně týkají konfiguračních rezistorů pro UCC28950 a hlavních prvků zdroje jakým je např. transformátor, vstupní a výstupní kapacita a použité tranzistory a jejich chlazení.

Některé výpočty jsou bohužel „cyklické“. Je nutné nejprve odhadnout hodnoty dané součástky, provést výpočty a tím zjistit její použitelnost. Pokud výsledek naznačuje, že je součástka zvolená nevhodně, vybere se nová a výpočty se opakují. Typickým zástupcem jsou výpočty pro hlavní transformátor, kde je nutné skloubit indukčnost primárního vinutí, tím jeho počet závitů, zvolit vodiče pro jeho navinutí a zjistit, zda se toto vinutí vměstná do vybraného jádra.

Výpočty byly provedeny v programu Wolfram Mathematica, což tento proces značně zjednodušuje. Potřebné vzorce jsou zadány pouze jednou a pokud je nutné provést nějaké úpravy, je možné pouze měnit zadávané parametry a nechat vše vypočítat znovu. To je velkou pomocí při návrhu prototypu, jakým je zdroj navrhovaný v této práci.

Velká část výpočtů je závislá na použitém řídícím obvodu, a tak bylo převážně využito těch, které jsou uvedeny v datasheetu UCC28950 nebo jeho aplikační poznámce. Dokumenty jako aplikační poznámky (application note) značně zjednodušují návrh, zvlášť v případě použití nového a „neznámého“ řídícího obvodu.

```
In[574]:= Remove["Global`*"];
```

```
In[575]:= (*Výstup*)
Uoutmax = 80; (*[V]*)
Iout = 20; (*[A]*)
Uarc = 20 + 0.04 * Iout;
Poutmax = Uarc * Iout;

Pracovní napětí Uarc= 20.8 V

Maximální výstupní výkon Poutmax= 416. W
```

Prvním krokem je zadání požadovaných vstupní a výstupních parametrů. Navrhujeme zdroj s maximálním napětím 80 V, pro pracovní napětí 20,8 V při max. proudu 20 A. Maximální výkon zdroje je dán maximálním proudem a pracovním napětím při tomto proudu.

Napájení je síťové, 230 V/50 Hz. Rozsah vstupního napětí je zadán od 270 V DC (cca 190 V AC) do 358 V DC, což je dáno tolerancí síťového napětí. Jmenovité napětí je potom 325 V DC.

```
In[581]:= (*Napájení*)
Usit = 230; (*[V]*)
sittol = 0.1; (*[-]*)
fsit = 50; (*[Hz]*)
Udc = √2 * Usit;
Udcmin = 270; (*[V]*)
Udcmax = Udc * (1 + sittol);

Stejnosměrné napájecí napětí: Udcmin = 270 V, Udc = 325. V, Udcmax = 358 V
```

```
In[588]:= (*Zdroj*)
Dmax = 0.9; (*[-]*)
Urdson = 0.5; (*[V]*)
Iripple = 0.2; (*[-]*)
dI = Iripple * Iout;
fsw = 100 * 10^3; (*[kHz]*)
eff = 0.94; (*[-]*)
```

Maximální střída zdroje je určena na 90 %, kvůli rezervě pro „dead-time“, spínací frekvence 100kHz, požadovaná účinnost min. 94 %. Zvlnění výstupního proudu je zvoleno jako 20 % maxima (tedy 4 A). Tato hodnota určuje namáhání výstupní kapacity. Je zde odhadnut úbytek na sepnutých tranzistorech. Vzhledem k malému odporu moderních tranzistorů pouze 0,5 V.

```
In[594]:= (*Převod transformátoru*)
PriSec = Floor[ (Udcmin - 2 * Urdson) * Dmax / (Uoutmax + Urdson) ];

Převodní poměr transformátoru PriSec = 3
```

Převod transformátoru je spočítán tak, aby bylo možné dosáhnout požadovaného výstupního napětí i při minimálním napětí na vstupu. Tato hodnota je ideálně celočíselná, a tak je výsledek zaokrouhlen dolů.

```
In[596]:= (*Typický dutycycle*)
Dtyp = (Uarc + Urdson) * PriSec / (Udc - 2 * Urdson);

Typická střída primárního napětí Dtyp = 0.197
```

Pro další výpočty potřebujeme znát běžnou hodnotu střídy, kterou určíme pomocí vypočítaného převodu transformátoru a pracovního napětí. Jedná se o hodnotu střídy, na které zdroj bude zdroj „běžně“ zatěžován.

```
In[598]:= (*Jádro*)
Ac = 345 * 10^-6; (*[m^2]*)
Al = 6400 * 10^-9; (*[H/t^2]*)
```

Jádro transformátoru je vybráno primárně podle předpokládaných rozměrů vinutí. Zde je uveden jeho průřez a konstanta indukčnosti, pomocí kterých bude ověřena jeho použitelnost v tomto návrhu. Pokud nevyhoví, bude použito jiné.

```
In[600]:= (*Výpočet primárních závitů*)
Lmagmin = Udc * (1 - Dtyp) / (dI / (2*PriSec) * fsw);
Lmag = Lmagmin;
Np = Ceiling[ √(Lmag / Al) , PriSec ];
Ns = Np / PriSec;
Lmagnp = Np^2 * Al;

Počet závitů primárního vinutí Np = 27 z,
 Počet závitů sekundárního vinutí Ns = 9 z, Indukčnost primárního vinutí Lmag = 3.9 mH
```

Primární vinutí musí mít dostatečnou indukčnost, aby omezilo nárůst primárního proudu. Nejprve je vypočítána její minimální hodnota, a poté počet primárních závitů potřebných k jejímu dosažení. Tento počet je poté zaokrouhlen nahoru na celočíselný násobek převodního poměru. Tím automaticky splníme požadavek na minimální hodnotu indukčnosti, a navíc získáme takový počet primárních závitů, který spolu s převodním poměrem vytvoří celočíselný počet sekundárních závitů. Není totiž, dobře možné navinout např. 1,32 závitu…

In[606]:= (*Výpočet magnetické indukce*)

$$Bmaxnp = \frac{Udc * Dtyp}{4 * Np * Ac * fsw};$$

Maximální magnetická indukce při Np = 27 z, Bmax = 0.017 T

Pomocí nyní známého počtu primárních závitů, můžeme vypočítat maximální magnetickou indukci, které bude jádro vystaveno. Běžně se feritová jádra používají v rozsahu 0,2-0,4 T. V tomto případě máme dostatečnou rezervu.

In[608]:= (*Proudy*)

$$Ips = \frac{Poutmax}{Uarc} + \frac{dI}{2};$$

$$Ims = \frac{Poutmax}{Uarc} - \frac{dI}{2};$$

$$Ims2 = Ips - \frac{dI}{2};$$

$$Isrms1 = \sqrt{\left(\frac{Dmax}{2}\right) * \left(Ips * Ims + \frac{(Ips - Ims)^2}{3}\right)};$$

$$Isrms2 = \sqrt{\left(\frac{1 - Dmax}{2}\right) * \left(Ips * Ims + \frac{(Ips - Ims)^2}{3}\right)};$$

$$Isrms3 = \frac{dI}{2} * \sqrt{\frac{1 - Dmax}{6}};$$

$$Isrms = \sqrt{Isrms1^2 + Isrms2^2 + Isrms3^2};$$

$$dIlmag = \frac{Udcmin * Dmax}{Lmagnp * 2 * fsw};$$

$$Ipp = \left(\frac{Poutmax}{Uarc * eff} + \frac{dI}{2}\right) * \frac{1}{PriSec} + dIlmag;$$

$$Imp = \left(\frac{Poutmax}{Uarc * eff} - \frac{dI}{2}\right) * \frac{1}{PriSec} + dIlmag;$$

$$Imp2 = Ipp - \left(\frac{dI}{2}\right) * \frac{1}{PriSec};$$

$$Iprms1 = \sqrt{Dmax * \left(Ipp + Imp + \frac{(Ipp - Imp)^2}{3}\right)};$$

$$Iprms2 = \sqrt{(1 - Dmax) * \left(Ipp + Imp + \frac{(Ipp - Imp)^2}{3}\right)};$$

$$Iprms = \sqrt{Iprms1^2 + Iprms2^2};$$

Protože známe hodnotu indukčnosti primárního vinutí a další potřebné parametry, můžeme vypočítat primární a sekundární proudy v jednotlivých spínacích fázích vybrané topologie. Nejzajímavějšími hodnotami jsou poté efektivní a špičkové hodnoty primárního a sekundárního proudu, podle kterých bude nutné dimenzovat vodiče pro vinutí a také spínací prvky.

Efektivní a špičkový primární proud Iprms = 3.9 A, Ipp = 8. A

Efektivní a špičkový sekundární proud Isrms = 14.2 A, Ips = 22. A

```
(*Stejnosměrné odpory a ztráty vinutí*)
σ = 56 * 10^6; (* [Sm/m²] *)
μ0 = 4 π * 10^-7; (* [H/m] *)
μr = 0.999661; (*[-]*)
μ = μ0 * μr;
ω = 2 * π * fsw;
lturn = 100 * 10^-3; (*[m]*)
dPri2 = 1.5 * 10^-3; (*[m]*)
dSek2 = 1.5 * 10^-3; (*[m]*)
npri2 = 1; (*[-]*)
nsek2 = 2; (*[-]*)
γ = Sqrt[2 / (ω * μ * σ)];

Spri = (π * dPri2^2 / 4 - π * (dPri2 - 2 γ)^2 / 4) * npri2;
Ssek = (π * dSek2^2 / 4 - π * (dSek2 - 2 γ)^2 / 4) * nsek2;

RPri = lturn * Np / (Spri * npri2 * σ);
RSek = lturn * Ns / (Ssek * nsek2 * σ);
Ppri = RPri * Iprms^2;
Psek = RSek * Isrms^2;
```

Zde je proveden výpočet odhadu ztrát na vinutích transformátoru. V závislosti na výsledných hodnotách je poté nutné zvážit, zda zvolené průměry vodičů budou dostačující a jádro bude dostatečně velké pro jejich uložení.

Protože je vinutí namáháno proudy o frekvenci 100 kHz, projevuje se u vodičů tzv. „skin-effect“, který efektivně zmenšuje průřez použitého vodiče. Nejprve je zde vypočítána hloubka vniku, pomocí které můžeme spolu s průměrem použitého vodiče vypočítat ekvivalentní průřez.

Pro zvýšení efektivního průřezu je možné vytvořit vinutí z více izolovaných vodičů. Prakticky je pak možné využít velké množství tenkých vodičů, u kterých nedochází ke značnému ovlivnění „skin-effectem“ („vf lanko“). Zde je například zvolen jediný vodič o průměru 1,5 mm pro primární vinutí a stejný vodič, ale zdvojený, pro sekundární vinutí, kterým tečou znatelně vyšší proudy.

Pomocí přibližné délky jednoho závitu, počtu závitů, měrné vodivosti a efektivního průřezu je poté možné odhadnout odpor vinutí a spolu s efektivními hodnotami proudů i ztráty. Jedná se o „dostatečně dobrý“ odhad pro posouzení.

Jednodušší metodou je využití tabulkové proudové hustoty. V případě tohoto návrhu, tato metoda doporučovala značně vyšší průřezy, a proto bylo nakonec využito tohoto výpočtu.

Výsledné ztráty vycházejí dostatečně malé a dovolují použití zvolených vodičů.

```
Odhad efektivní hodnoty ztrát primárního vinutí Ppri = 0.857396 W

Odhad efektivní hodnoty ztrát sekundárního vinutí Psek = 0.93754 W
```

In[834]:=
```
(*Výběr tranzistorů QA-QD*)
UdsminAD = Udcmax;
IdsminAD = Iprms;
```

Pro základní dimenzování můstkových tranzistorů je použita efektivní hodnota primárního proudu a maximální hodnota napájecího napětí. Dále je nutné uvážit i špičkovou hodnotu proudu (Ipp).

```
Můstkové tranzistory QA-QD dimenzovány na UdsminAD = 357.8 V, IdsminAD = 3.9 A
```

In[641]:=
```
(*Mosfety pro full bridge QA-QD*)
RdsonAD = 0.16; (*[Ω]*)
CossspecAD = 1330 * 10^-12; (*[F]*)
UdscossAD = 25; (*[V]*)
QgAD = 34.5 * 10^-9; (*[C]*)
UgsAD = 15; (*[V]*)
MaxTjAD = 120; (*[°C]*)
TaAD = 40; (*[°C]*)

CossavgAD = CossspecAD * Sqrt[UdscossAD / Udcmax];
PqAD = Iprms^2 * RdsonAD + 2 * QgAD * UgsAD * fsw / 2;
MaxRthJAAD = (MaxTjAD - TaAD) / PqAD;
```

Na základě předchozích hodnot byly vybrány tranzistory WMK26N65C2. Pomocí jejich katalogových hodnot jako je odpor v sepnutém stavu, výstupní kapacita a náboj hradla pak můžeme odhadnout celkové ztráty, které bude nutné z tranzistoru odvést chladičem.

Na základě maximální teploty tranzistoru a předpokládané teploty okolí 40 °C je také určen maximální možný tepelný odpor mezi „přechodem“ a okolím. Tato hodnota bude sloužit pro výběr chlazení tranzistorů.

```
Ztráty na můstkových tranzistorech PqAD = 2.5 W, Maximální tepelný odpor MaxRthJAAD = 32. K/W
```

```
(*Výstupní indukčnost*)
Loutmin = (Uarc * (1 - Dtyp)) / (dI * fsw);
Lout = 100 * 10^-6;
```

Hodnota výstupní indukčnosti je primárně určena požadovaným zvlněním výstupního proudu a typickou střídou.

Minimální hodnota výstupní indukčnosti Loutmin = 41.8 μH, Zvolená výstupní indukčnost Lout = 100. μH

```
(*Výběr mosfetů pro synchronní usměrňovač QE-QF*)
UdsminEF = (2 * Udcmax) / PriSec;
IdsminEF = Isrms;
```

Pro tranzistory QE a QF platí stejné proudové dimenzování jako pro ty můstkové. Napěťové dimenzování je, ale navíc určeno dvojitým sekundárním vinutím, díky kterému jsou tranzistory více napěťově namáhány.

Tranzistory QE-QF dimenzovány na UdsminEF = 238.5 V, IdsminEF = 14.2 A

```
(*Tranzistory pro synchronní usměrňovač*)
RdsonEF = 0.033; (*[Ω]*)
CossspecEF = 530 * 10^-12; (*[F]*)
UdscossEF = 25; (*[V]*)
QgEF = 100 * 10^-9; (*[C]*)
QmillerEFmax = 35 * 10^-9; (*[C]*)
QmillerEFmin = QmillerEFmax;
Idrive = 4; (*[A]*)
UgsEF = 15; (*[V]*)
MaxTjEF = 150; (*[°C]*)
TaEF = 40; (*[°C]*)

UdsQE = (2 * Udcmax) / PriSec;
tr = (QmillerEFmax - QmillerEFmin) / (Idrive / 2);
tf = tr;
CossavgEF = CossspecEF * Sqrt[UdsQE / UdscossEF];

PqEF = (Isrms^2 * RdsonEF) + ((Poutmax / Uarc) * UdsQE * (tr + tf) * fsw / 2) + (2 * CossavgEF * UdsQE^2 * fsw / 2) + (2 * QgEF * UgsEF * fsw / 2);

MaxRthJAEF = (MaxTjEF - TaEF) / PqEF;
```

Pro synchronní usměrňovače byly vybrány tranzistory IRFB4332PBF. Stejně jako u můstkových tranzistorů, můžeme pomocí jejich katalogových hodnot vypočítat předpokládaný ztrátový výkon. Jelikož tyto tranzistory pracují s vyššími proudy, probíhá výpočet „důkladněji“ a bereme v potaz i maximální proud plánovaných budičů.

Opět je zde vypočítána maximální hodnota tepelného odporu, pro dimenzování chlazení. Výsledné ztráty jsou násobně vyšší než u můstkových tranzistorů, a tak je požadovaný tepelný odpor značně menší. Chlazení těchto tranzistorů bude náročnější.

Ztráty na tranzistorech synchronního usměrňovače PqEF = 16.1 W, Maximální tepelný odpor MaxRthJAEF = 6.8 $\frac{K}{W}$

```
(*Komutační indukčnost Ls*)
Llk = 2 * 10^-6;
Lsmin = (2 * CossavgAD) * Udcmax^2 / ((Ipp / 2) - (dI / (2 * PriSec)))^2 - Llk;
Ls = 12 * 10^-6; (*[H]*)
```

Protože v tuto chvíli neznáme rozptylovou indukčnost použitého transformátoru, je zde odhadnuta záměrně malá hodnota. Vyšší hodnota komutační indukčnosti není na škodu, protože zajistí dostatečné dlouhé udržení primárního proudu pro dosažení ZVS.

Minimální hodnota komutační indukčnosti Ls = 6.1 μH, Zvolená komutační indukčnost Ls = 12. μH

In[679]:=

```
(*Vstupní kapacita*)
fr = 1 / (2 * π * √(Ls * 2 * CossavgAD));
tdelay = 2 / (fr * 4);
Dclamp = (1 / fsw - tdelay) * fsw;
Udrop = (2 * Dclamp * Urdson + PriSec * (Uarc + Urdson)) / Dclamp;
Cinmin = (2 * Poutmax * 1/fsit) / (Udcmin^2 - Udrop^2);
Cin = 330 * 10^-6; (*[F]*)
```

Minimální hodnota vstupní kapacity Cinmin = 243.1 μF, Zvolená vstupní kapacita Cin = 330. μF

Vstupní kapacita je navrhována tak, aby při chodu zdroje nedošlo k poklesu vstupního napětí pod hodnotou, při které již není schopen fungovat (Udrop).

Do návrhu byl poté zvolen elektrolytický kondenzátor s kapacitou 330 µF, navíc doplněný o fóliový kondenzátor 470 nF, pro lepší zpracování vysokofrekvenčních proudů.

In[864]:=

```
(*Výstupní kapacita*)
Utran = 12; (*[V]*)
thu = (Lout*Poutmax*0.9 / Uarc) / Uarc;
ESRmax = Utran * 0.9 / (Poutmax*0.9 / Uarc);
Coutmin = (Poutmax*0.9*thu / Uoutmax) / (Utran * 0.1);
Icoutrms = dI / √3;
Cout = 404 * 10^-6; (*[F]*)
```

Minimální hodnota výstupní kapacity Coutmin = 337.5 μF, s maximální ESR = 0.6 Ω, Zvolená výstupní kapacita Cout = 404. μF

Návrh výstupní kapacity a jejího ESR je založen převážně na zvládání skokového zatížení (zde skok o 90 %). Výstupní kapacita totiž zabraňuje napěťovým skokům právě při náhlých změnách zatížení. Zároveň v každém ohledu spolupracuje s výstupní indukčností a musí tak zvládat příslušné proudové změny.

Pro provoz zdroje v režimu konstantního proudu není, ale velká výstupní kapacita příliš vyhovující, a tak zde „dovolíme“ větší napěťové skoky v hodnotách až 12 V. Tato hodnota byla zvolena v souvislosti s výslednými hodnotami požadované kapacity a ESR tak, aby výsledná kapacita mohla být složena z malého množství kondenzátorů s relativně nízkou kapacitou a zároveň bylo dosaženo minimálního ESR.

Výstupní kapacita je složena ze 4ks elektrolytických kondenzátorů s ESR přibližně 1 Ω a 4ks MLCC kondenzátorů. Celkové ESR je tedy maximálně 0,25 Ω.

In[877]:=

```
(*CS obvod, Rs*)
PriSecCT = 100; (*[-]*)
Ucurrlim = 2; (*[V]*)
Usc = 0.2; (*[V]*)
Rscalc = (Ucurrlim - Usc) / (Ipp / PriSecCT * 1.1);
Rs = 20; (*[Ω]*)
Ps = Ucurrlim^2 / Rs;
Rre = 100 * Rs;
```

Vypočítaná hodnota snímacího rezistoru pro proudový transformátor Rscalc = 20.4 Ω, Zvolená hodnota Rs = 20. Ω, Ztrátový výkon Ps = 0.2 W

Zvolený demagnetizační rezistor Rre = 2000. Ω

Pro měření primárního proudu je použit proudový transformátor s převodovým poměrem 1:100. Ten vytváří proudový signál, který je pomocí snímacího odporu převeden na napěťový. Hodnoty napětí od 2 V jsou řídícím obvodem registrovány jako nadproud. Zde necháváme napěťovou rezervu 0,2 V pro „slope-compensation“. Zjednodušeně tedy chceme hodnotu snímacího rezistoru takovou, aby na něm při špičkovém primárním proudu vznikl úbytek téměř 1,8 V. U tohoto rezistoru také nesmíme zapomenout na maximální ztrátový výkon (0,2 W).

Proudovým transformátorem protéká proud s velkou stejnosměrnou složkou, a tak je nutné zabránit jeho saturaci odporem Rre. Jeho hodnota se volí zpravidla jako 100násobek snímacího rezistoru.

In[702]:=
```
(*Softstart*)
U1 = 2.5; (*[V]*)
tss = 15 * 10^-3; (*[s]*)
Csscalc = (tss * 25 * 10^-6) / (U1 + 0.55);
Css = 120 * 10^-9; (*[F]*)
```

Pro tento návrh není doba soft-startu kritickou hodnotou a tak, byla ponechána doba 15 ms použitá v aplikační poznámce (zdroj [3]). Doba soft-startu je závislá i na napětí připojeném na neinvertující vstup chybového zesilovače (U1).

```
Vypočítaná hodnota softstartového kondenzátoru Csscalc = 123. nF, Zvolená hodnota Css = 120. nF
```

In[707]:=
```
(*Slope compensation*)
Uslope1 = Usc * fsw;
Uslope2 = Usc * fsw - ((dI / PriSec*2) - dIlmag) * Rs * (1 - Dtyp) * fsw / PriSecCT;
Uslope = Max[{Uslope1, Uslope2}];
Rsumcalc = (2.5 * 10^3) / (Uslope * 10^-6 * 0.5);
Rsum = 250 * 10^3; (*[Ω]*)
```

„Slope compensation“ se určuje podle průběhu proudu na primárním vinutí, který by měl v daných úsecích lineárně růst. Směrnice tohoto růstu jsou zde vypočítány dvěma způsoby a vyšší z nich je použita pro nastavení této kompenzace.

```
Vypočítaná hodnota rezistoru Rsumcalc = 250 000. Ω, Zvolená hodnota Rsum = 250 000. Ω
```

In[713]:=
```
(*Turn-on delay*)
tabsetfactor = 2.25;
tabset = 2.25 / fr * 4;
If[tabset > 155 * 10^-9, Uadelcalc = 0.2, Uadelcalc = 1.8];
Rda1 = 8.2 * 10^3; (*[Ω]*)
Rda2calc = (Rda1 * Uadelcalc) / (5 - Uadelcalc);
Rda2 = 330; (*[Ω]*)
Uadel = (5 * Rda2) / (Rda1 + Rda2);
Rdelabcalc = (tabset - 5 * 10^-9) * 10^9 * ((0.15 + Uadel * 1.46) * 10^3) / 5;
Rdelab = 27 * 10^3; (*[Ω]*)
Rdelcd = Rdelab;
tafset = tbeset = tabset * 0.5;
Rca1 = 8.2 * 10^3; (*[Ω]*)
If[tafset < 170 * 10^-9, Uadelefcalc = 0.2, Uadelefcalc = 1.7];
Rca2calc = (Rca1 * Uadelefcalc) / (5 - Uadelefcalc);
Rca2 = 330; (*[Ω]*)
Uadelef = (5 * Rca2) / (Rca1 + Rca2);
Rdelefcalc = (tafset * 0.5 - 4 * 10^-9) * 10^9 * ((2.65 - Uadelef * 1.32) * 10^3) / 5;
Rdelef = 39 * 10^3; (*[Ω]*)
```

Výpočet zpoždění spínacích prvků je v tomto případě založen na empirických datech výrobce řídícího obvodu.

Nastavují se zvlášť zpoždění pro můstkové tranzistory a pro tranzistory synchronního usměrňovače. V obou případech je možné nastavovat ve dvou rozsazích. Rozsah určují děliče Rda1/Rda2, resp. Rca1/Rca2.

Děliče mohou být tvořeny v podstatě libovolnými hodnotami rezistorů, dokud příliš nezatěžují napěťovou referenci a dodávají potřebné napětí.

Nejprve jsou vypočítány právě tyto děliče a jejich konkrétní výstupní napětí. Poté mohou být dopočítány rezistory, které určují časová zpoždění v nastaveném rozsahu.

Těmito rezistory jsou Rdelab, Rdelcd, Rdelef.

```
Zvolené hodnoty rezistorů Rda1 = 8200. Ω, Rca1 = 8200.Ω

Vypočítaná hodnota rezistoru Rda2calc = 341.7 Ω, Zvolená hodnota Rda2 = 330. Ω

Vypočítaná hodnota rezistoru Rdelabcalc = 27 643.9 Ω, Zvolená hodnota Rdelab = 27 000. Ω

Vypočítaná hodnota rezistoru Rca2calc = 341.7 Ω, Zvolená hodnota Rca2 = 330. Ω
```

Vypočítaná hodnota rezistoru Rdelefcalc = 36955.2 Ω, Zvolená hodnota Rdelef = 39000. Ω

In[736]:=
```
(*Burst mode*)
tmin = 100 * 10^-9; (*[s]*)

Rtmincalc = ((tmin - 15 * 10^-9) * 10^9 * 10^3) / 6.6;

Rtmin = 13 * 10^3; (*[Ω]*)
```

„Úsporný režim“ zdroje, lze nastavit určením minimální šířky pulzu primárního napětí. Pokud je žádaná šířka pulzu menší, přejde zdroj do režimu, kdy je provedeno několik spínacích pulzů následovaných prodlevou. Tímto je možné zvýšit účinnost zdroje při nízkých výstupních výkonech.

Nastavená hodnota tmin je opět převzatá z aplikační poznámky (zdroj [3])

Vypočítaná hodnota rezistoru Rtmincalc = 12878.8 Ω, Zvolená hodnota Rtmin = 13000. Ω

In[740]:=
```
(*Nastavení spínací frekvence*)
Rtcalc = x /. Quiet@(Solve[2.5 * 10^3 / (x*10^-3 / 2.5 + 1) == fsw * 10^-3, x][[1]]);

Rt = 60.4 * 10^3; (*[Ω]*)
```

Spínací frekvence může být nastavena v rozsahu 50 kHz až 1 MHz. Hodnotu nastavovacího rezistoru, lze odečíst z grafu nebo vypočítat ze vztahu. Obojí je uvedeno v datasheetu.

Vypočítaná hodnota rezistoru Rtcalc = 60000. Ω, Zvolená hodnota Rt = 60400. Ω

In[743]:=
```
(*Nastavení vypnutí synchronního usměrňovače (DCM)*)
LoadTHR = 0.15; (*[-]*)

Urs = ((Poutmax*LoadTHR / Uarc + dI / 2) * Rs) / (PriSec * PriSecCT);

Rg = 1 * 10^3; (*[Ω]*)

Recalc = (Rg * (5 - Urs)) / Urs;
Rer = 14 * 10^3; (*[Ω]*)
```

Při využití synchronního usměrňovače existuje mez výstupního výkonu, kdy spínací ztráty tranzistorů převyšují úspory vytvořené jejich použitím. Tato mez leží přibližně na přechodu mezi spojitým a nespojitým proudem výstupní indukčností. Zde je tato mez nastavena na 15 % výstupního výkonu.

Tato funkce je řízena napěťovým signálem získaným pomocí primárního proudového transformátoru. Napěťový dělič poté pouze určuje, při jakém napětí tohoto signálu je meze spojitého proudu dosaženo.

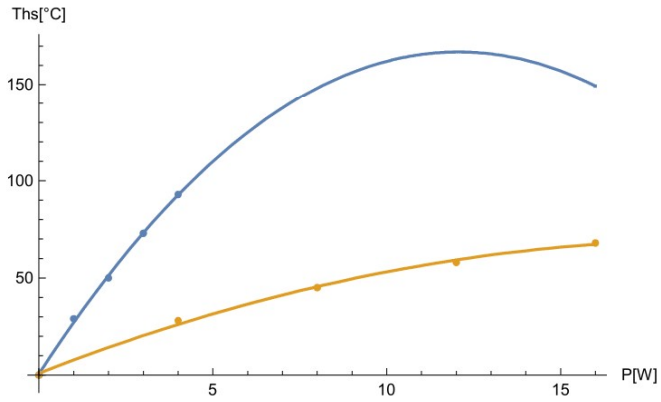
Zvolená hodnota rezistoru Rg = 1000. Ω

Vypočítaná hodnota rezistoru Re = 14000. Ω, Zvolená hodnota Re = 14000. Ω

In[750]:=

```
(*Chladiče natural convection*)
Tamb = 40;(*[Ω]*)
RthJCAD = 0.85;
RthJCEF = 0.85;
ChlADlist = {{0, 0}, {1, 29}, {2, 50}, {3, 73}, {4, 93}};
ChlEFlist = {{0, 0}, {4, 28}, {8, 45}, {12, 58}, {16, 68}};

ChlAD = {a, b, c} /. FindFit[ChlADlist, a*x^2 + b*x + c, {a, b, c}, x];
ChlEF = {a, b, c} /. FindFit[ChlEFlist, a*x^2 + b*x + c, {a, b, c}, x];

ChlADfce[P_] := ChlAD[[1]]*P^2 + ChlAD[[2]]*P + ChlAD[[3]];
ChlEFfce[P_] := ChlEF[[1]]*P^2 + ChlEF[[2]]*P + ChlEF[[3]];

Show[Plot[{ChlADfce[P], ChlEFfce[P]}, {P, 0, 16}, AxesLabel → {"P[W]", "Ths[°C]"}],
 ListPlot[{ChlADlist, ChlEFlist}]]

TjAD = Tamb + ChlADfce[PqAD] + (PqAD*RthJCAD);
TjEF = Tamb + ChlEFfce[PqEF] + (PqEF*RthJCEF);
```

Out[759]=




```
Maximální teplota přechodu tranzistorů QA-QD TjAD = 104.6 °C

Maximální teplota přechodu tranzistorů QE-QF TjEF = 121.1 °C
```

Posledním výpočet se v rámci návrhu podařilo zbytečně zkomplikovat.

U vybraných chladičů pro tranzistory nebyl v datasheetech uveden přímo tepelný odpor, ale hodnoty teplot chladičům, při disipovaných výkonech. „Od oka“ nebyla tato závislost lineární, a tak byly její body proloženy polynomem druhého stupně. U modré křivky je vidět, že pro výkony nad 10 W nedává smysl. Naštěstí se jedná o závislost pro chladič vybraný pro můstkové tranzistory s předpokládanými ztrátami 2,5 W.

Díky těmto křivkám poté mohly být „přesněji“ vypočítány hodnoty vnitřních teplot tranzistorů při okolní teplotě 40 °C.

Pro oba typy tranzistorů leží tyto hodnoty pod mezí maximální provozní teploty.

Ve výpočtech jsou uvedeny jak „přesné“ hodnoty, tak i zvolená hodnota daných součástek. Zvlášť v případě rezistorů a kondenzátorů samozřejmě není vždy možné zvolit součástku s přesně vypočítanou hodnotou, protože jsou vyráběny v konkrétních řadách hodnot, a navíc mají svoji toleranci. Tam, kde je to možné jsou součástky v rámci mezí předimenzovány.

Pro tento zdroj byly vybrány tranzistory typu MOSFET, protože pro jeho relativně malý výkon jsou nejvhodnější volbou. Navrhnuté zapojení, ale obecně může využít libovolný typ tranzistoru ovládaného napětí, tedy např. IGBT nebo GaN tranzistory. Ty mohou nabízet lepší parametry při nižších ztrátách, což by bylo výhodou pro zdroje navrhované pro vyšší výkony. V tomto ohledu je tedy návrh vcelku flexibilní. V případě výběru jiných tranzistorů je, ale nutné zvážit možnosti, zde použitých budičů a případně využít jiné.

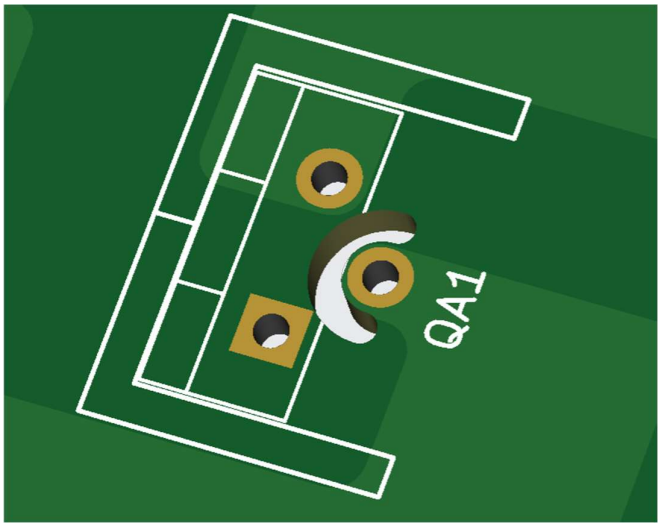
Návrh desky plošných spojů (DPS)

Po určení použitých součástek je možné přejít k návrhu plošných spojů, které budou tvořit navrhovaný zdroj. Jedná se o komplexní disciplínu a celý její postup by byl nad rámec této práce. Budou zde tedy uvedeny pouze klíčové parametry, které bylo nutné zvážit pro tento návrh.

Izolační vzdálenosti

Zdroj pracuje s maximálním primárním napětím o hodnotě přibližně 360 V, a tak není náhodou, že první důležitý parametr je izolační vzdálenost.

V rámci plošného spoje je nutné zajistit dostatečné oddělení částí, mezi kterými se může vyskytovat vyšší napětí. Toho je možné docílit umístěním součástek a cest dostatečně daleko od sebe.
V některých případech jsou však vzdálenosti omezené pouzdrem součástky. Například u tranzistorů můžeme ohnout vývody, abychom získali větší vzdálenost mezi nimi, ale ne vždy je to možné nebo dostačující. V takovém případě můžeme využít tzv. izolačního frézování. Mezi danými body se vytvoří drážka, aby případný výboj nemohl jednoduše „přejít“ po ploše desky.



Obrázek 29: Izolační frézování u můstkového tranzistoru

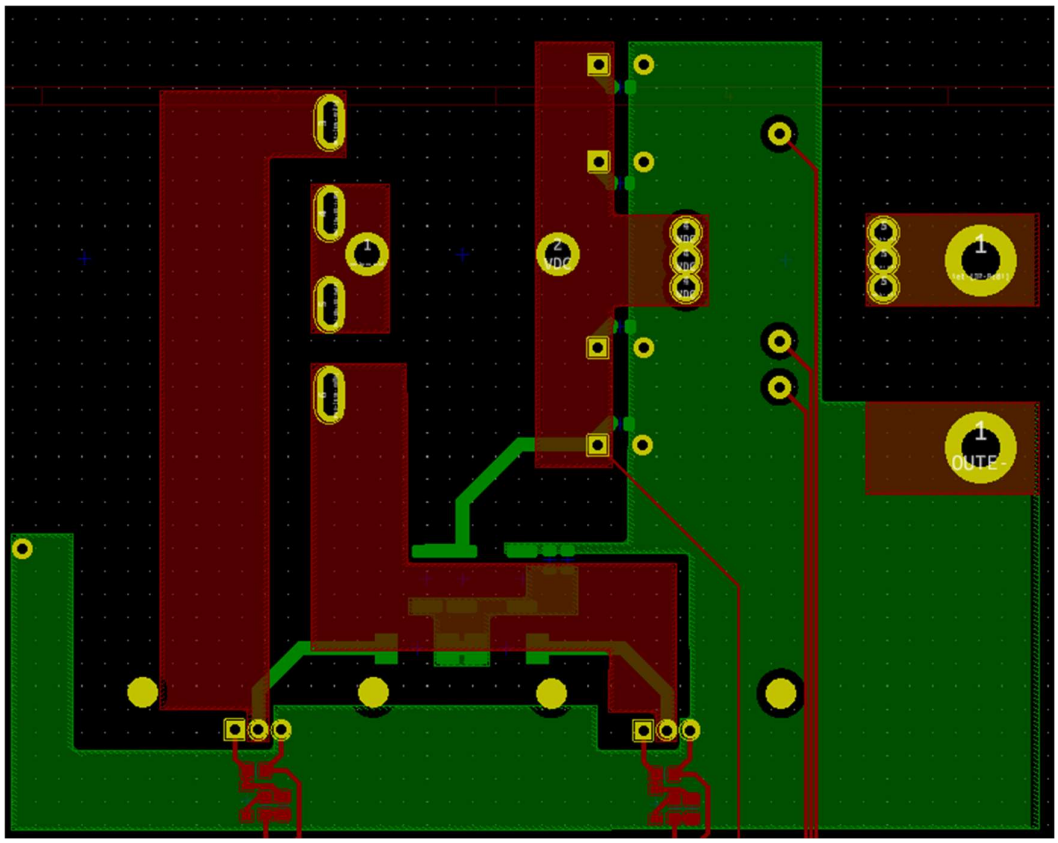
Pro celou oblast primáru také není využita „rozlitá měď“, která by izolační vzdálenosti omezovala. Všechny spoje jsou zde tvořeny polygony s dostatečnými rozestupy nebo byly vedeny na opačných stranách desky.

Izolační vzdálenost také platí pro vzájemné umístění pouzder součástek. Použité tranzistory mají vývod „drain“ připojený na chladící plošku. Je tedy nutné využít oddělené, dostatečně vzdálené, chladiče pro každý tranzistor. Eventuelně je možné využít společný chladič a využít izolačních podložek pod tranzistory tak, aby byly na chladiči byly spojeny pouze tepelně a ne elektricky.

Proudová zatížitelnost

V tomto návrhu se setkáváme s proudy, které jsou v řádech až desítek A. Je tedy nutné navrhnout spoje, které mají dostatečně nízkou impedanci, aby ztráty, které na nich vznikají, nezpůsobily příliš velké zvýšení teploty a tím zničení.

Všechny spoje, které budou zatěžovány vysokými proudy byly vytvořeny pomocí polygonů tak, aby jejich šířka byla co největší. Délka těchto spojů byla navržena co nejkratší.

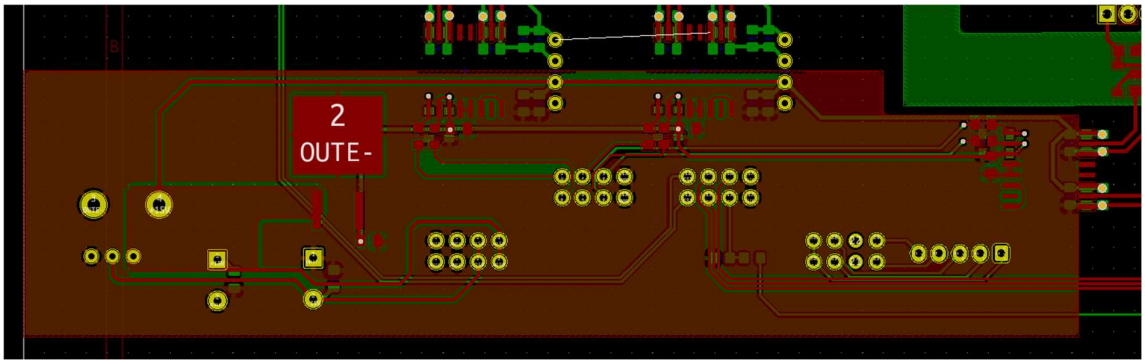


Obrázek 30: Spoje pro vysoké proudy na sekundární straně

Rušení/EMI

Neméně důležitým tématem je minimalizace rušení. Ve zdroji jsou kombinovány silové obvody, kde protékají vysoké proudy při frekvenci 100 kHz, a obvody zpracovávající malé signály např. pro zpětnou vazbu. I v tomto ohledu je tedy nutné a dostatečně oddělení silových a signálových cest.

Dále se zde potýkáme s nebezpečím vytvářením zemních smyček, které by vznikaly, pokud by proud mohl být uzavřen více než jednou cestou spojem. I to je důvod, proč jsou silové cesty navržené „point to point“ a není zde využíváno zemních ploch (ground plane). Cesty se pak ideálně scházejí až u zdroje, kterým je například v primární části hlavní kondenzátor.



Obrázek 31: Signálová část DPS

„Rozlité mědi“ je využito pouze v signální části. Je sice galvanicky spojena se záporným pólem svařovacího zdroje, ale toto spojení je provedeno pouze jednou vodivou cestou.

Dalším krokem zlepšení imunity citlivých signálů proti rušení je využití proudových signálu namísto napěťových, kde je to možné. Ty jsou více odolné, pokud dodržíme co nejmenší plochu této proudové smyčky. Signály jsou převedeny na napěťové co nejblíže jejich cíli. Příkladem je signál z proudového transformátoru, který je veden cestami, které jsou co nejblíže sobě až k snímacímu rezistoru na řídící desce.

Modulové řešení

Jak již bylo zmíněno, pro návrh tohoto zdroje byla oddělena DPS obsahující silovou část a DPS s řídícím a zpětnovazebním obvodem. Spojení těchto modulů je poté realizováno pomocí úhlových konektorů. Řídící deska je usazeno kolmo k té silové.

Oživení a funkce

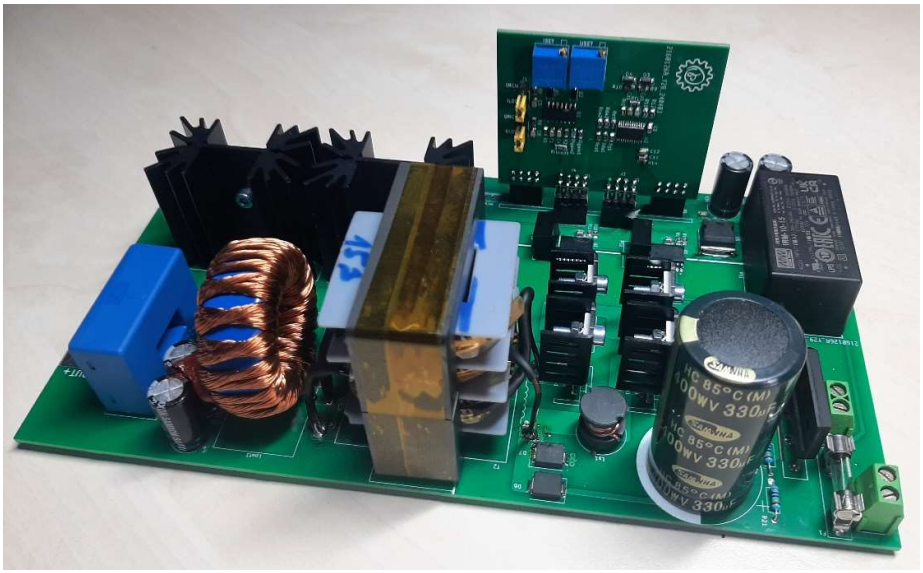
Osazení

Osazení DPS probíhalo v několika fázích. Jelikož se jedná o prototyp, a dokonce první verzi, dalo by se očekávat, že se v návrhu desek objeví chyba. Řídící deska byla osazena celá, zatímco u silové desky byly nejprve osazeny pomocné zdroje – napájecí zdroj +15 V, spínaný měnič -15 V, izolované měniče +15 V a +5 V regulátor. Po připojení síťového napětí, pak bylo možné ověřit, zda tyto zdroje fungují a dodávají správné napětí na příslušná místa. Ověřeno bylo tedy napájení v konektoru pro řídící kartu, napájení budičů a funkce izolovaných měničů.

V tuto chvíli bylo možné připojit řídící desku a ověřit základní funkci, kterou je generování řídících signálů před tím, než budou osazeny můstkové tranzistory. Po změření výstupů UCC28950 bylo

potvrzeno, že řídící signály mají správnou frekvenci a jsou v nich obsaženy i časové prodlevy „dead-time“.

Silová deska byla tedy doplněna zbylými součástkami a molo začít oživování.



Obrázek 32: Realizace zdroje

Oživování

Spínané zdroje se běžně doporučuje oživovat přes impedanci zapojenou v sérii se síťovým napětím. Nejjednodušší je použít běžnou žárovku, která omezí maximální vstupní proud a zároveň indikuje problémy rozsvícením.

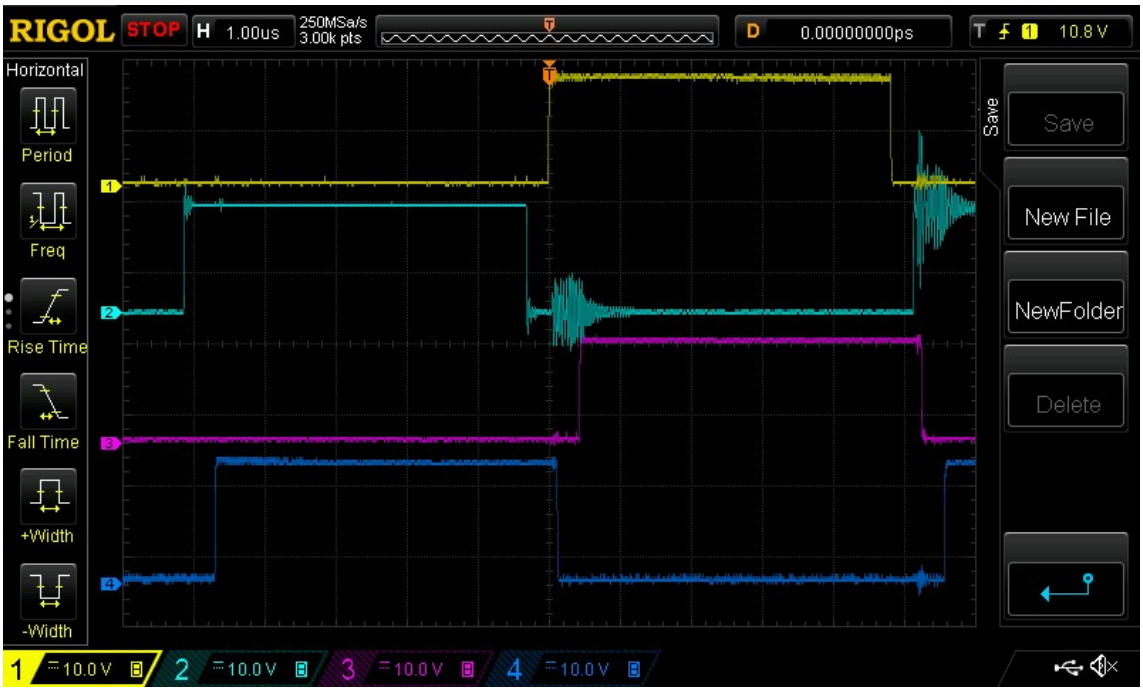
Po připojení síťového napětí se žárovka rozsvítí v důsledku náběhového proudu nabíjení vstupní kapacity, poté v ideálním případě zhasne. Při první zapojení bez zátěže, ale žárovka velmi lehce svítila. Změřený vstupní proud byl relativně malý (pod 1 A), a tak s myšlenkou, že je vše v pořádku byla žárovka přemostěna a první sada můstkových tranzistorů byla zničena.

Pro další pokus o oživení byl vyřazen vstupní usměrňovač a kapacita. Napájení zdroje bylo realizováno přímo pomocí regulovatelného stejnosměrného zdroje 0-300 V s nastavitelným proudovým omezením. Během měření ovšem docházelo k periodickému vybavení proudového limitu nastaveného na 1 A již při 40 V.

Problém-buzení

Po důkladném měření bylo zjištěn problém v řídících signálech, které byly předtím ověřeny jako dobré. Problémem totiž byly Zenerovy diody použité pro omezení signálů na max 5 V. Původní měření těchto signálů bylo provedeno na výstupu UCC28950, protože budiče ani omezovací obvody ještě nebyly osazeny. Při měření přímo na vstupech budičů bylo zjištěno, že parazitní kapacita Zenerových diod (a pravděpodobně vstupní kapacita budičů) způsobuje dostatečné překrytí signálů na to, aby docházelo k periodickému, velmi krátkému, zkratování vstupního zdroje. Protože se signály překrývaly přibližně o 20 ns, nebylo možné tyto zkraty zaznamenat pomocí měření síťového proudu multimetrem. Zkratový proud totiž z větší části vykryla vstupní kapacita.

Zenerovy diody s omezovacími odpory byly nahrazeny napěťovými děliči 680 Ω/330 Ω, které již plnili svoji funkci a zdroj bylo možné připojit na síťové napětí bez omezovací impedance.



Obrázek 33: Řídící signály, zdroj bez zátěže

Obrázek 33: (1-QA, 2-QB, 3-QC, 4-QD) Signály z UCC28950 při nezatíženém zdroji. Mezi průběhy 1-2 a 3-4 můžeme pozorovat nastavenou časovou prodlevu přibližně 330 ns.

Rušení na průběhu 2 se objevuje se i v dalších záznamech průběhů a bylo způsobenou vadnou sondou osciloskopu.

Problém-zpětnovazební obvod

Problém s buzením byl již vyřešen, ale výstupní napětí zdroje bylo nulové.

Chyba, která toto zapříčinila byla bohužel vytvořena už během návrhu zpětnovazebního obvodu s operačními zesilovači. Ten sám o sobě fungoval v podstatě správně, ale byl nevhodně zakomponován do vstupů UCC28950. V zjednodušeném pohledu zapojení s OZ zvyšuje své výstupní napětí, pokud vyžaduje od řídícího obvodu vyšší výkon. Podobné zapojení se totiž používá v lineárních zdrojích, kde je pomocí výstupu této zpětné vazby otevírán tranzistor. V takovém případě zvýšení napětí způsobí vyšší proud do jeho báze a tím i vyšší výstupní výkon.

V případě navrhnutého zdroje je, ale výstup zpětné vazby připojen na invertující vstup chybového zesilovače řídícího obvodu. Tím dojde k obrácení řídící logiky a výstup zpětné vazby by měl reprezentovat situaci na výstupu zdroje. Tedy pro nízké napětí/proud na výstupu by zpětná vazba měla na svém výstupu vytvořit napětí nižší než referenční hodnota napětí na neinvertujícím vstupu chybového zesilovače. To by mělo za příčinu zvýšení střídy řídících signálů.

Tuto chybu se bohužel nepodařilo vyřešit v rámci jednoduchých úprav již vyrobené DPS a tak, aby bylo možné zdroj, alespoň částečně zprovoznit, byla tato zpětná vazba odpojena. Náhradní zpětná vazba byla vytvořena pomocí přivedení výstupního napětí přes napěťový dělič a RC filtr na invertující vstup chybového zesilovače. Jedná se o „běžné“ zapojení UCC28950 z aplikační poznámky. V tomto případě umí zdroj fungovat pouze v režimu konstantního napětí.

Napěťový dělič byl vytvořen z rezistorů 18 kΩ/1 kΩ a vytváří na invertujícím vstupu napětí 2,5 V při přibližně 50 V na výstupu.

Přepětí na synchronních usměrňovačích.

Po částečném zprovoznění zdroje byla situace vcelku optimistická. Zdroj měl na svém výstupu slibných 50 V. Bohužel i při relativně mírném zatížení výstupu výkonovým rezistorem 220 Ω došlo k přehřívání výkonových mařících 1kΩ rezistorů RCD snubberu na synchronních usměrňovačích. Tyto rezistory jsou mají povolený ztrátový výkon 2 W a jsou spojeny paralelně – celkem tedy 4 W. Rezistory se přehřívali až do bodu, kdy se sami odpájeli. Důvodem byly velké hodnoty přepětí na sekundáru, které se objevovalo v dost širokých pulzech.

Obrázek 34: Průběhy přepětí na synchronních usměrňovačích

Obrázek 34: (1 – Uds QE, 2 – Udc QF, 3 - řs QA, 4 - řs QB) Přepětí na synchronních usměrňovačích dosahovalo hodnot až okolo 300 V. Pokud porovnáme časování těchto pulzů s řídícími signály můstkových tranzistorů, vidíme, že k nich dochází právě při spínání následujícího páru. To je vzhledem k funkci topologie očekávatelné, ale toto napětí by mělo být omezeno použitým RCD snubberem. Zároveň toto přepětí závisí na správném časování můstkových tranzistorů. Je tedy nutné provést důkladnější nastavení.

Sekundární tranzistory jsou dimenzovány na 250 V s maximálním špičkovým zatížením 300 V. Naštěstí tedy přežili, ale rozhodně je třeba změnit návrh RCD snubberu.

Sub-harmonické oscilace

Při testování navrženého zdroje bylo čím dál, tím víc jasné, že je nutné jeho lepší doladění. Hlavním problémem se podle všeho zdá být zarušená zpětná vazba primárního proudu, která způsobuje nestabilní provoz v režimu řízení špičkovým proudem.

To je například důvod, proč nebyl zdroj zprovozněn až do výstupního napětí 80 V. Při pokusu o změnu zpětnovazebního děliče pro toto napětí, zdroj periodicky přecházel do režimu nadproudu, kdy vypíná řídící signály ve snaze ochránit celý zdroj.

Po změření průběhu filtrovaného napětí reprezentujícího primární proud byla tato situace rychle objasněna.

Obrázek 35: Průběh signálu proudového transformátoru, zátěž 220 Ω

Přestože je signál filtrován RC členem 1 kΩ/330 pF, objevují se na tomto signálu značné oscilace. Hodnota těchto napěťových špiček místy přesahuje 2 V a tím nesprávně signalizuje překročení proudového limitu. I v případě, že nedojde k překročení 2 V, není tento signál správnou reprezentací primárního proudu, a tak zdroj nemůže správně fungovat.

Pokud použijeme průměrovací funkci osciloskopu vidíme, že uvnitř tohoto zašuměného signálu leží ten správný.

Obrázek 36: Průběh signálu proudového transformátoru (průměr z 512 vzorků)

Díky tomuto problému se systém dostává do tzv. sub-harmonické oscilace, kdy se náhodně mění šířka pulzu primárního napětí a zdroj nemůže fungovat plynule.

Obrázek 37: Průběh primárního napětí a proudu, zátěž 220 Ω

Obrázek 37: (1- primární napětí, 2 - primární proud, 3- sekundární napětí) Na průběhu primárního napětí můžeme vidět, že dochází ke změnám šířky pulzů i když se nemění zátěž. Pro krátké pulzy primárního napětí poté často dostáváme vyšší proudovou špičku, což dále zhoršuje tyto oscilace.

Pro vyšší zátěže nejsou tyto oscilace tolik patrné, ale stále nemizí.

Obrázek 38: Průběh primárního napětí a proudu, zátěž 15 Ω

Obrázek 38: (1- primární napětí, 2 - primární proud, 3- sekundární napětí) V tomto průběhu pozorujeme menší rozdíl šířky pulzů během oscilace. Opět, ale dostáváme kombinaci širokých a užších pulzů. Výstupní napětí zůstává relativně stabilní a obsahuje menší napěťové špičky než pro zátěž 220 Ω.

Přes všechny problémy zůstává výstupní napětí stabilní a odpovídá nastavené hodnotě.

Navrhované opravy a úpravy

Potřebné opravy návrhu jsou nastíněny již v kapitole oživování.

RCD snubber

V první řadě je nutné navrhnout vhodnější RCD snubber pro sekundární tranzistory. Z důvodu vznikajících přepětí nemohl být zdroj důkladně otestován a seřízen, kvůli riziku proražení sekundárních tranzistorů.

V návrhu je využit regenerativní RCD obvod, který vrací energii přepěťových špiček do výstupní kapacity. Tato energie pak není pouze vyzářena jako teplo, ale je možné jí využít, čímž zlepšujeme účinnost navrženého zdroj.

Ponechání RCD snubberu je dobrou variantou, ale je nutné lépe dimenzovat jeho součástky. Problémem byly primárně mařící rezistory, které se během chodu přehřívaly a snubber pak nemohl pracovat správně.

Zpětná vazba

Zapojení zpětné vazby bylo samozřejmě velkým problémem návrhu tohoto zdroje. Její funkce byla v podstatě inverzní. Tento problém by bylo možné řešit přidáním dalšího operačního zesilovače v zapojení, které by otočilo logiku zpětné vazby – invertující zesilovač + napěťový posun. Jako další varianta se jeví připojení zpětnovazebního obvodu přímo na výstup chybového zesilovače UCC28950 (vývod COMP). V takovém případě by byl tento zesilovač nevyužit a logika navržené zpětné vazby by odpovídala. Velmi pravděpodobně by musela být lépe ošetřena např. kondenzátory ve zpětné vazbě použitých OZ, které by jí „zpomalili“.

Vstupní EMI filtr

Vstupní filtr nebyl pro návrh prototypu využit s tím, že jakmile bude zdroj funkční, bude jej potřeba navrhnout. Ze zkušeností během oživování a měření bylo patrné, že tento zdroj vyzařuje relativně velké množství rušení, kdy docházelo např. k vypínání monitorů v laboratoři.

Závěr

Cílem práce byl návrh výkonově flexibilního zapojení, u kterého je možné dosáhnout širokého rozsahu výstupních výkonů jednoduchými změnami součástek. Nejprve bylo nutné provést rešerši technologie svařování elektrickým obloukem a metod, které tuto technologii využívají. Zaměřením byly nejběžněji využívané metody, se kterými se v průmyslu můžeme setkat. Pro tyto metody byl poté vytvořen návrh svařovacího zdroje a tento návrh byl realizován ve formě malého spínaného zdroje s nízkým výstupním výkonem.

První část práce byla věnována vysvětlení základních principů vytváření svarových spojů na kovových materiálech. Byly zde popsány funkce tlakového, tavného i kombinovaného svařování. Hlouběji bylo poté rozebráno tavné svařování elektrickým obloukem, kde byla část věnována samotnému elektrickému oblouku a jeho vlastnostem. Dále byly hlouběji popsány tři nejběžnější metody obloukového svařování s důrazem na jejich požadavky na svařovací zdroj. Z tohoto rozboru byly získány hodnoty pro potřebná svařovací napětí a proudy spolu s několika parametry svařovacích zdrojů, které jsou určeny bezpečnostními předpisy.

V návaznosti na požadované vlastnosti pro svařovací zdroje byla vybrána vhodná topologie spínaného zdroje. Výběr topologie a pozdější návrh byl mimo vlastností požadovaných svařovacími metodami ovlivněn požadavkem na „univerzálnost“ zapojení pro stavbu svařovacích zdrojů různých výstupních výkonů. Byla vybrána topologie Phase-Shifted Full-Bridge, která je vhodná pro zdroje vyšších výkonů a není problém ji využít ani pro menší zdroje. Tato topologie je zároveň schopná využít téměř libovolné moderní polovodičové spínače ovládané napětím.

Dále byl vytvořen schématický návrh malého svařovacího zdroje s maximálními výstupními hodnotami 80 V/20 A. Pro tento návrh byly provedeny potřebné výpočty pro dimenzování nebo výrobu jednotlivých součástí. Zároveň byl vytvořen návrh plošných spojů. Podle tohoto návrhu byl poté postaven a oživen prototyp, který ukazuje základní funkčnost návrhu a případně odhaluje místa, kde je nutné návrh upravit.

Vyrobený prototyp se i přes některé chyby v návrhu podařilo, alespoň částečně oživit. Na prototypu zdroje poté byla provedena měření poukazující na tyto chyby. Po zkoumání celkového chování zdroje byly nalezeny oblasti, ve kterých je nutné věnovat větší pozornost nastavení správných operačních parametrů. Tyto parametry byly sice vypočítány v předchozí části, ale jejich hodnoty je nutné doladit podle reálného chování.

Primárním problémem byla stabilita regulační smyčky řídícího obvodu, která způsobovala nedokonalou funkci.

Zdroje

[1] Česká svářečská společnost ANB; VUT v Brně-FSI, odbor svařování – ATB 2 - TECHNOLOGIE SVAŘOVÁNÍ A ZAŘÍZENÍ, (Učební texty pro mezinárodní/evropské svářečské inženýry a technology (I/EWE, I/EWT))

[2] BENEŠ, Libor, prof. Dr. Ing. IWE, ČVUT FS – Svařování https://users.fs.cvut.cz/libor.benes/vyuka/svarovani/UT_01_Prehled_svarovani_T08.pdf

[3] Texas Instruments Incorporated – SLUA560D, UCC28950/UCC28951 600-W, Phase-Shifted, Full-Bridge Application Note, https://www.ti.com/lit/an/slua560d/slua560d.pdf?ts=1716511110926

[4] Ing. J. Sedláček, CSc. Katedra elektrotechnologie FEL, ČVUT v Praze, Dokumenty pro předmět B0B13SPE

[5] Steve Roberts M.Sc. B.Sc. - AC/DC BOOK OF KNOWLEDGE https://recom-power.com/en/support/technical-resources/book-of-knowledge.html?0

[6] Texas Instruments Incorporated – SLUSA16D, UCC28950 datasheet https://www.ti.com/document-viewer/UCC28950/datasheet#detailed-description/SLUSA163265

[7] Microchip Technology Inc. - AN1114, Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (PartI) https://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf

[8] Markus Zehendner, Matthias Ulmann, Texas Instruments Incorporated – Power Topologies Handbook

[9] LEM International SA – Current Transducer LA 55-P datasheet https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_55-p_e.pdf

[10] Texas Instruments Incorporated – SLUSDE1D, UCC2154x datasheet https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc21540.pdf?ts=1702563239673&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUCC21540

Přílohy

I. Řídící deska – schéma
II. Silová deska – schéma
III. Řídící deska – DPS
IV. Silová deska – DPS