

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY**

Bakalářská práce

**Stavba polovodičově buzeného
Teslova transformátoru**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Martin ZAVŘEL**
Osobní číslo: **E13B0098P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**
Název tématu: **Teslův transformátor napájený polovodičovým měničem**
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Popište druhy a princip Teslova transformátoru.
2. Realizujte zvolené zapojení polovodičového budiče a Teslův transformátor.
3. Realizujte řídicí obvod s možností modulace audio signálem.
4. Experimentálně ověřte funkci Teslova transformátoru.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

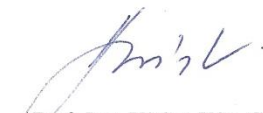
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Luboš Streit**
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **14. října 2013**
Termín odevzdání bakalářské práce: **9. června 2014**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Abstrakt

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na realizaci polovodičově buzeného Teslova transformátoru (návrh tištěných spojů, jejich realizaci, montáž do konstrukční krabičky) a jeho experimentální odzkoušení. Dále popisuje druhy a princip funkce Teslova transformátoru.

Klíčová slova

Teslův transformátor, budící obvod, audiomodulace, výkonový měnič, schéma zapojení, deska plošných spojů, ověření funkčnosti.

Abstract

The bachelor theses presents realization of Tesla coil with semiconductor control (printed circuit design, their realization, installation to a construct box) and their experimental testing. The master theses present kinds of Tesla coil and operating principle of tesla coil too.

Key Words:

Tesla coil, driver circuit, audio modulation, power converter, wiring scheme, card printed circuit, function check.

Prohlášení

Tímto předkládám k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 30.3.2014

Martin Zavřel



Poděkování:

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu bakalářské práce Ing. Luboši Streitovi za odborné rady, připomínky a vedení bakalářské práce.

Dále bych chtěl poděkovat všem z laboratoře KEV / EL101, kteří přispěli svými odbornými radami.

Katedře Výkonové elektroniky Západočeské univerzity v Plzni děkuji za umožnění práce a měření v laboratoři KEV / EL101.

Zvláštní poděkování patří panu Martinu Řehákovi za poskytnutí svých rad a zkušeností s touto problematikou a za umožnění jejich dalšího použití.

Obsah

Obsah.....	7
Úvod.....	8
Seznam symbolů a zkratk.....	9
1. Teslův transformátor – obecně.....	10
1.1 Princip Teslova transformátoru.....	10
1.2 Druhy Teslova transformátoru (jeho buzení).....	16
1.3 Bezpečnostní varování.....	20
2. Polovodičově buzený Teslův transformátor.....	21
2.1 Řídící obvod pro 1 fázový plný můstek.....	21
2.1.1 Realizace fázového závěsu.....	22
2.1.2 Realizace obdélníkového řízení.....	26
2.1.3 Obvod pro zajištění mrtvých časů.....	28
2.1.4 Řešení audio modulace a ladění fáze napájení.....	30
2.1.5 Řešení obdélníkové modulace – vstup enable.....	32
2.2 Silový obvod – 1 fázový 4 kvadrantový měnič.....	33
2.2.1 Zapojení 1 fázového 4 kvadrantového měniče.....	33
2.2.2 Provedení ochran IGBT tranzistorů.....	36
2.2.3 Filtrace napájecího stejnosměrného napětí.....	38
2.3 Teslův transformátor.....	39
2.3.1 Teoretický rozbor.....	39
2.3.2 Realizace Teslova transformátoru.....	41
2.4 Montáž zařízení do konstrukční krabíčky.....	43
3. Experimentální ověření funkčnosti a měření.....	44
3.1 Jevy při zcela naladěném Teslově transformátoru.....	50
Závěr.....	51
Seznam literatury a informačních zdrojů.....	53
Přílohy.....	54

Úvod

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na realizaci polovodičově buzeného Teslova transformátoru. Popisuje také druhy Teslova transformátoru a princip jeho funkce.

Text je rozdělen do tří částí; První část se zabývá teorií Teslova transformátoru, jeho druhy, principem funkce a bezpečnostními varováními. Druhá část se zabývá realizací polovodičově buzeného Teslova transformátoru a popisem jednotlivých částí. Třetí část se zabývá experimentálním ověřením funkčnosti a měřením na realizovaném Teslově transformátoru.

Přílohy obsahují schémata zapojení, návrhy tištěných spojů a náčrty jednotlivých částí polovodičově buzeného Teslova transformátoru. Dále seznamy součástek pro jednotlivé části a katalogové listy důležitých součástek. V textu této práce je na tyto přílohy odkazováno.

Některé upřesňující části této práce jsou uvedeny v dokumentu Rozšířená verze - Realizace polovodičově buzeného TC.pdf . Papírová podoba této práce zachycuje její plný obsah.

Seznam symbolů a zkratk

TC	Teslův transformátor
1f	jednofázový
p	transformační poměr (převod transformátoru)
U	napětí
U_1, U_2	primární napětí TC, sekundární napětí TC
I_1, I_2	primární proud TC, sekundární proud TC
U_{DC}	Napětí stejnosměrného napěťového meziobvodu
I_{DC}	proud stejnosměrným napěťovým meziobvodem
I	proud
I_m	maximální hodnota proudu (amplituda)
R	odpor
L	indukčnost
C	kapacita
f	frekvence
Δf	rozdíl frekvence
f_0	rezonanční frekvence
ω	úhlová frekvence
π	„pí“
Q	činitel jakosti rezonančního obvodu
d	rozladění rezonančního obvodu TC
N	počet závitů
M	vzájemná indukčnost
k	činitel vazby
DPS	deska plošných spojů
I, U, Z	fázory proudu, napětí, impedance
U_{vr}, I_{vr}	odražená vlna napětí, proudu
Z	Impedance
Z_1, Z_2	impedance primárního vinutí, sekundárního
Z_v	Vlnová impedance vedení
Z_{ch}	charakteristická impedance
ρ_e	činitel odrazu elektrické složky
ρ_m	činitel odrazu magnetické složky
τ_e	činitel prostupu elektrické složky
τ_m	činitel prostupu magnetické složky
el.	Elektrický
mag.	Magnetický
U_{DS}	napětí drain – source IGBT tranzistorů

1 Teslův transformátor obecně

Jako první přišel s myšlenkou tohoto zařízení Nikola Tesla. Veřejnost Teslův transformátor spatřila poprvé roku 1891 na Teslově druhé přednášce v Americkém institutu elektroinženýrů. Nikola Tesla své zařízení prezentoval za pomoci fluorescenčních trubic (obdoba dnešních zářivek), na nichž demonstroval bezdrátový přenos energie o vysoké frekvenci. Při své přednášce se také odkazoval na svou laboratoř (zatím jen budovanou, později úspěšně dokončenou), kde realizoval bezdrátové osvětlení. Toto osvětlení bylo rozděleno na několik skupin a každá skupina byla laděna na jinou frekvenci. To umožňovalo nezávislé ovládání jednotlivých skupin. Po několika životních zvratech si roku 1899 postavil novou laboratoř (Colorado Springs), kde postavil TC s cívkou o průměru 16 m. Na tomto obrovském TC se mu podařilo napodobit bouřku, ale především se snažil realizovat myšlenku bezdrátového rozvodu elektřiny. Myšlenka bezdrátového rozvodu elektřiny doprovázela Teslu od počátků jeho experimentů s TC. Tuto myšlenku se mu podařilo v omezených mezích realizovat, ale zdaleka se dosažené výsledky neblížily jeho myšlence bezdrátového rozvodu elektřiny po celé zemi a zcela zdarma.

Blíže se životopisem Nikola Tesla zabývá literatura [8].

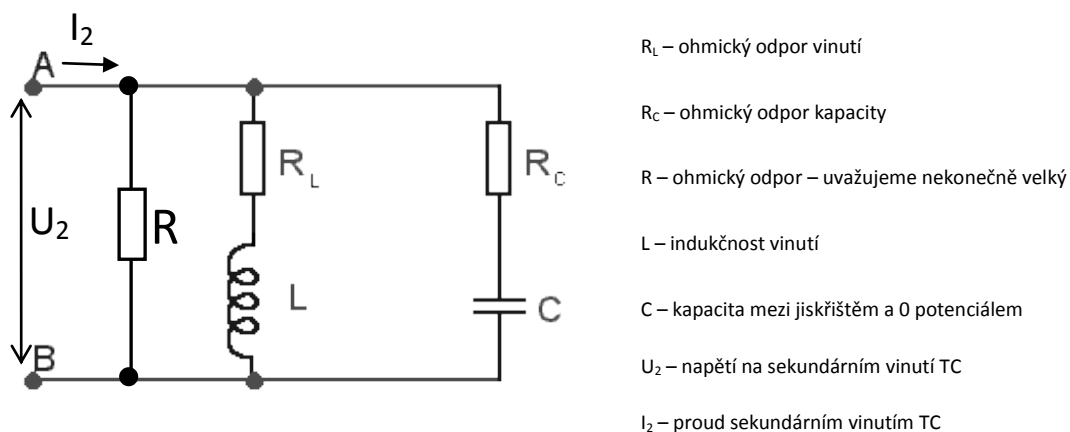
1.1 Princip Teslova transformátoru

Teslův transformátor je vzduchový zvyšující vysokonapěťový transformátor s vysokým činitelem jakosti, který pracuje na své vlastní rezonanční frekvenci.

Základními částmi je primární a sekundární vinutí. Obě vinutí mají svou vlastní rezonanční frekvenci a platí pro ně podmínky paralelní rezonance RLC obvodu. Pro dosažení nejvyšších výkonů je zapotřebí uvést do rezonančního stavu jak primární, tak sekundární vinutí. Většina realizací však pracuje pouze s rezonancí sekundárního vinutí a impedančním přizpůsobením primárního vinutí.

Primární vinutí tvoří menší počet závitů většího průřezu (řádově desítky závitů), které je napájeno střídavým napětím o frekvenci, která se rovná rezonanční frekvenci sekundárního vinutí. Primární vinutí by mělo být impedančně přizpůsobené svému napájecímu zdroji. Toho se pro řádové přizpůsobení dosahuje především počtem závitů. Díky velkému činiteli jakosti, který je hlavním důvodem vzniku velmi vysokého napětí na sekundárním vinutí TC, nezáleží u TC příliš na transformačním poměru, proto může být impedanční přizpůsobení realizováno uvedeným způsobem. Pokud by nebylo primární vinutí impedančně přizpůsobeno, docházelo by k velké ztrátě energie ve zdroji a transformovaná energie by byla malá. Impedanční přizpůsobení nemusí být přesné, postačí jen řádové, lehké nepřizpůsobení (impedance zdroje je menší vůči impedanci primárního vinutí TC) plní funkci proudového omezení při změnách poměrů na TC způsobených kolísáním korony (hoření oblouku). Transformační poměr bude vždy několika-násobně nižší než jedna. Půjde tedy vždy o zvyšující transformátor.

Sekundární vinutí tvoří velký počet závitů malého průřezu (řádově tisíce závitů). Napětí se do něj indukuje magnetickou indukcí od primárního vinutí a výsledné napětí na sekundárním vinutí je ovlivněno činitelem jakosti. Jde, stejně jako u primárního vinutí, o paralelní rezonanční RLC obvod (Obr. 1.1 Paralelní rezonanční obvod RLC)



Obr. 1.1 Paralelní rezonanční obvod RLC

U primárního vinutí uvažujeme R_c blízký nekonečnu a C malý zanedbatelný. U sekundárního vinutí je však R_c a C zapotřebí uvážit. Korona (případně hoření oblouku) na sekundárním vinutí TC vychází z jiskřiště, které je připojeno ke konci sekundárního vinutí TC. Dále prostupuje ionizovaným vzduchem a vstupuje do nulového potenciálu, kam je připojen začátek sekundárního vinutí TC. Právě tato cesta je reprezentována prvky R_c (náhrada odporu oblouku) a C (proměnná kapacita prostředí). Hodnoty těchto dvou prvků se neustále mění. Ať už změnou prostředí nebo změnami korony. Zbylé dvě větve z Obr. 1.1 představují samotné sekundární vinutí a jejich hodnoty se nemění (R_L, L, R).

Změna hodnot prvků R_c a C u sekundárního vinutí TC vede ke změně rezonanční frekvence a činiteli jakosti. Je tedy důležité, aby zdroj TC udržoval svou výstupní frekvenci rovnou rezonanční frekvenci sekundárního vinutí a tím udržel vysoký činitel jakosti. O principech úpravy výstupní frekvence zdrojů T_c je psáno v odstavci 1.2 této práce. Primární vinutí je napájeno zdrojem TC a tedy zmíněnou upravovanou frekvencí. Tato upravovaná frekvence se vůči rezonanční frekvenci určené z níže uvedeného vztahu (2) pro sekundární vinutí, kam se napětí o této frekvenci indukuje, příliš nemění. Pro kapacitu sekundárního vinutí platí, že s rostoucí korunou se zvyšuje. Pro odpor R_c platí, že s rostoucí korunou klesá. Zvětšující se korona má tedy za následek pokles impedance sekundárního vinutí, tím tedy pokles rezonanční frekvence a bez úprav napájecí frekvence i činitele jakosti, jak plyne ze vztahů (2) a (4).

Pokud není primární vinutí naladěno na rezonanční frekvenci sekundárního vinutí, klesá vlivem klesající frekvence i jeho impedance. Z tohoto důvodu je důležité dodržet všechny uvedené náležitosti impedančního přizpůsobení primárního vinutí a zdroje. Pokud by se vlivem změny frekvence stala impedance primárního vinutí menší než impedance zdroje, došlo by k jeho poškození.

Pokud je primární vinutí naladěno na rezonanční frekvenci určenou vztahem (2) pro sekundární vinutí, má při této frekvenci maximální impedanci. Jelikož se s rostoucí korunou výstupní frekvence zdroje snižuje, je důležité naladit rezonanční frekvenci primárního vinutí na nižší hodnotu, než na hodnotu určenou vztahem (2) pro

sekundární vinutí. Díky tomu se impedance primárního vinutí s rostoucí korunou zvyšuje a nehrozí poškození zdroje. Současně se zvyšuje i činitel jakosti primárního vinutí a tím výkon celého TC. Odebíraný proud ze zdroje by při přesné paralelní rezonanci mohl být zcela minimální. Díky tomu je možné dosáhnout u TC s laděným primárním i sekundárním vinutím vyšších výkonů.

Ladění primární cívky na rezonanční frekvenci sekundárního vinutí TC se provádí pomocí paralelně připojené kapacity k primární cívce a úpravou počtu závitů. I zde je nutné uvažovat vliv impedančního přizpůsobení pro případ velkých poklesů rezonanční frekvence a tím i impedance.

Vztahy pro výpočet TC a uvedených náležitostí jsou uvedeny v tomto odstavci.

Pro paralelní rezonanční frekvenci platí Thomsonův vztah: $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}$ (1)

Uvážením reálných prvků L a C platí Thomsonův vztah

v podobě: $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} * \sqrt{\frac{Rl^2 - \frac{L}{C}}{Rc^2 - \frac{L}{C}}}$ po zjednodušení lze psát $f_0 = \frac{\sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \frac{R^2}{L^2}}}{2 * \pi}$ (2)

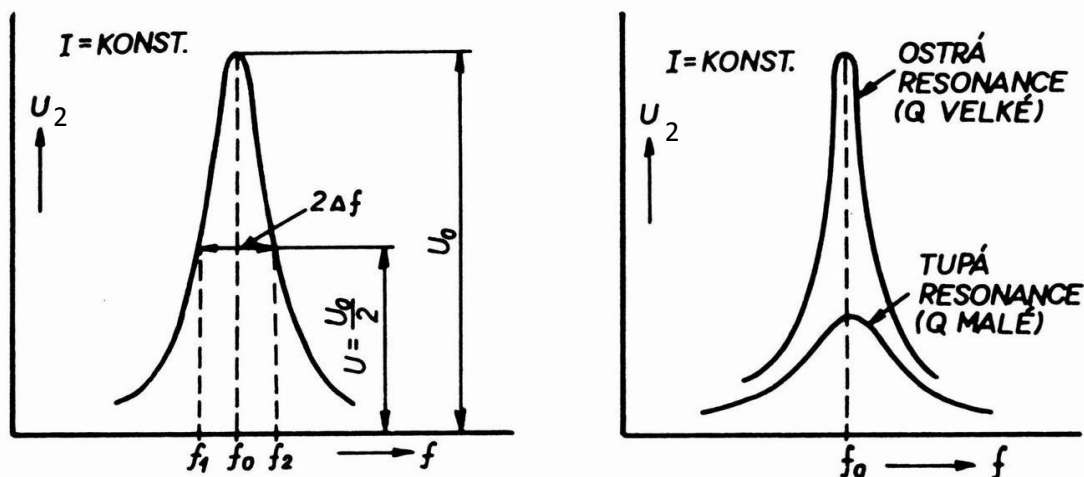
Činitel jakosti je definován jako podíl velikosti akumulované energie zvětšený 2π krát ku energii přeměněné na jiné formy. Pro hodnotu maximální akumulované energie platí vztah: $E_L = \frac{1}{2} L * I_L^2$, respektive $E_C = \frac{1}{2} C * U_C^2$ (3)

Činitel jakosti při rezonanci pro větev obvodu s indukčností, respektive s kapacitou,

lze poté dopočítat dle vztahu: $Q = 2\pi * \frac{\frac{1}{2} L * I_L^2}{\frac{R_L * I_L^2}{2f_0}} = \frac{2\pi f_0 * L}{R_L}$, respektive $Q = \frac{1}{2\pi f_0 * R_C * C}$ (4)

Pro činitel jakosti TC můžeme zjednodušeně říci, že je roven činiteli jakosti větve obvodu s indukčností.

Čím bude činitel jakosti větší, tím bude obvod jakostnější a rezonanční křivka ostřejší (Obr. 1.2). Pro velké Q nastává ostrá rezonance a napětí U_2 je při f_0 mnohonásobně vyšší než při tupé rezonanci.



Obr. 1.2 Ostrá a tupá rezonance

Napětí U_2 při ostré rezonanci lze zjistit ze vztahu: $U_2 = U_0$ (5)

Kde U_0 je napětí na obvodu při ostré rezonanci: $U_0 \approx \frac{U_1}{p} * \frac{Q}{\sqrt{1+2*d^2}}$; $p = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2}$ (6)

A kde d je činitel rozladění TC: $d = |f-f_0| = \Delta f$ (7)

Poznámka: výpočet sekundárního napětí při ostré rezonanci je vzhledem k rychle se měnícímu činiteli rozladění, jakosti a u některých zdrojů i primárního napětí převážně orientační. Skutečné napětí může být mnohonásobně nižší.

Proudy v obvodu lze zjistit ze vztahů:

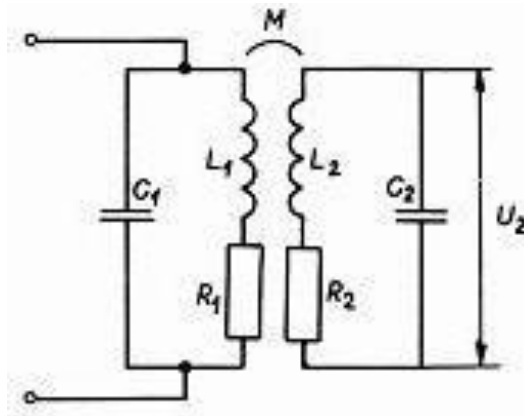
$$I_1 = \frac{U_1}{Z_1} \quad \text{a} \quad I_2 = \frac{U_2}{Z_2}; \quad U_1, U_2 \text{ jsou fázory napětí}$$

Z_1, Z_2 fázory impedance vinutí

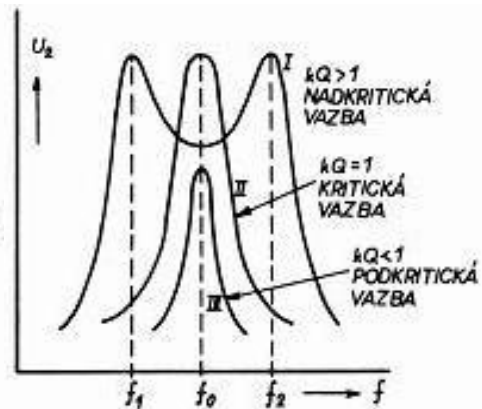
$$Z = \frac{(Rl+Xlj)*(0-Xcj)}{(Rl+Xlj)+(0-Xcj)} \quad (8)$$

Pro ideální případ (kdy $d = 0$, Q je konstantní a maximální), by platilo, že impedance obvodu je nekonečná, proud je minimální ve fázi s napětím a napětí je maximální. Proudy v jednotlivých větvích paralelního rezonančního obvodu RLC však můžou dosáhnout nebezpečných hodnot. Obvod se na venek chová jako rezistor.

Náhradní schéma TC s laděným primárním i sekundárním vinutím je uvedeno na Obr. 1.3 Náhradní schéma TC. Jde o induktivně vázaný rezonanční obvod, který se skládá ze dvou paralelních rezonančních obvodů laděných na rezonanční frekvenci sekundárního vinutí.



Obr. 1.3 Náhradní schéma TC



Obr. 1.4 Rezonance při induktivní vazbě

Jde o napěťovou induktivní vazbu, při které se indukuje do sekundárního vinutí energie vlivem vzájemné indukčnosti M , $M = k * \sqrt{L1 * L2}$; k je činitel vazby. (9)

Primární i sekundární rezonanční obvod má odlišné činitele jakosti, vztahy pro výpočet se shodují se vztahy pro Q uvedené výše (4), (3). Odpor R_1 zahrnuje veškeré ztráty v primárním i napájecím obvodu. Obě vinutí TC jsou laděny na stejnou rezonanční frekvenci f_0 , platí tedy $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1 C1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L2 C2}}$. (10)

Rezonanční křivky pro tento případ jsou na Obr. 1.4 Rezonance při induktivní vazbě.

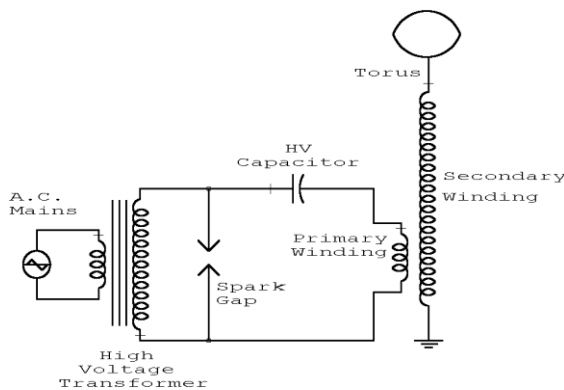
1.2 Druhy Teslova transformátoru (jeho buzení)

Samotný Teslův transformátor (pro stejný výkon) se svou konstrukcí, počtem závitů, ani jejich průřezem příliš neliší. Jen z pohledu primárního vinutí zde drobné odlišnosti můžeme nalézt a to především kvůli impedančnímu přizpůsobení napájecímu zdroji Teslova transformátoru a velikosti činitele vazby. Pro každý typ zdroje TC je vhodnější jinak silná vazba mezi cívkami.

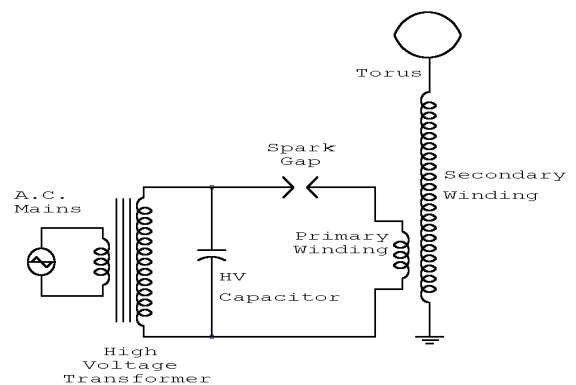
Teslův transformátor budeme tedy dělit podle jeho buzení, tedy podle napájecího zdroje. Třemi základními skupinami jsou Teslovi transformátory buzené jiskřišťovými, elektronkovými a polovodičovými zdroji.

Jiskřišťové zdroje mohou být se statickým nebo otočným jiskřištěm, přičemž obě varianty mohou být buď v paralelní (Obr. 1.5) nebo sériové (Obr. 1.6) pod variantě (zdroj obrázků: http://wikipedia.infostar.cz/t/te/tesla_coil.html).

Obr. 1.5 Paralelní jiskřišťový zdroj pro TC



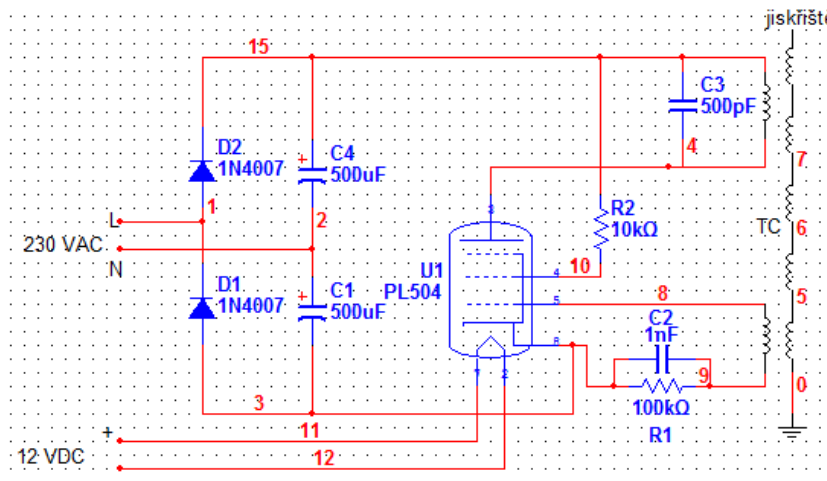
Obr. 1.6 Sériový jiskřišťový zdroj pro TC



Samotný TC tvoří dva induktivně vázané rezonanční obvody. Pro maximální přenos energie byla popsána podmínka stejného rezonančního kmitočtu primárního i sekundárního vinutí (10), na který jsou naladěny. V praxi je snazší přizpůsobit primární vinutí. Jelikož se však počtem závitů dosahuje impedančního přizpůsobení, zbývá pro ladění rezonanční frekvence jen úprava kapacity. Kapacita samotného primárního vinutí je velmi malá, proto se zvyšuje paralelně řazeným vysokonapěťovým kondenzátorem (HV capacitor na Obr. 1.6). Pro jiskřišťový zdroj je vhodnější použít TC s volnějši vazbou primárního a sekundárního vinutí. Volnějši vazby se dosahuje tvarem primární cívky ve tvaru kužele.

Takto naladěný TC buzený jiskřišťovým zdrojem musí být napájen dostatečně výkonným vysokonapěťovým transformátorem (High voltage transformer na Obr. 1.5 a 1.6) a zdrojem (A.C. Mains na Obr. 1.5 a 1.6). Princip funkce pro variantu na Obr. je následující. Z vysokonapěťového vysokofrekvenčního transformátoru se při kladné i záporné půlvině nabíjí kondenzátor. Po překročení průrazného napětí pro jiskřiště (Spark Gap na Obr. 1.5 a 1.6) dojde k přeskoku, vzduch mezi elektrodami se zjonizuje a dojde tím k připojení primárního vinutí TC ke kondenzátoru. Energie elektrického pole kondenzátoru se přemění na energii magnetického pole primárního vinutí TC. Při průchodu napájecího napětí nulou, respektive při poklesu napětí pod zhasací napětí jiskřiště, začne magnetické pole zanikat. Část této energie se přenesou vzájemnou indukčností do sekundárního vinutí a část se změní zpět na energii elektrického pole v kondenzátoru. Na sekundárním vinutí tak vznikají tlumené kmity LC, respektive RLC obvodu. Pokud je indukované napětí dostatečně velké, dochází k vyzařování energie takzvaným sršením. Rotační jiskřiště pracuje na stejném principu, ale může pracovat s vyššími kmitočty a účinností. U rotačního jiskřiště postačí nižší napájecí napětí primárního vinutí. Rotační jiskřiště tvoří pevné a pohyblivé elektrody. Pevné elektrody jsou zpravidla dvě. Rotační jiskřiště je tvořeno několika páry elektrod. Páry elektrod rotačního jiskřiště jsou propojeny tak, aby spojily elektrody pevné (pomocí oblouku). Díky pohybu elektrod dochází k častějšímu přezkou a přetržení oblouku a tím k vyšší frekvenci spínání.

Elektronkové zdroje jsou velmi specifické a to jak charakterem výbojů, tak i konstrukcí. Výboje TC, který je buzen elektronkovým zdrojem, jsou mnohem tišší a mohutnější, zároveň jsou však mnohem teplejší a přerušované. Na obrázku Obr. 1.7 Elektronkový zdroj pro TC je jedno z možných zapojení elektronkového zdroje.



Obr. 1.7 Elektronkový zdroj pro TC

Primární cívka je při tomto zapojení buzena elektronkou (pentodou), která je zapojena jako zpětnovazební člen Teslova transformátoru. Zpětnovazební napětí je ze sekundární strany indukováno do pomocného vinutí a přes paralelní RC filtr je přiváděno na mřížku G_1 pentody tak, aby s rostoucím zpětnovazebním napětím klesal potenciál mřížky G_1 . Pro konstrukce s polovodičovým zdrojem TC je, vzhledem ke zmíněné zpětné vazbě, vhodnější TC s válcovými sousými cívkami a velkým činitelem vazby. Vyšší napětí na sekundárním vinutí TC tedy způsobí nižší vodivost pentody. Na mřížku G_2 je přivedeno kladné napětí, sekundární emise je částečně potlačena předřazeným rezistorem. Tím je potlačena kapacitní vazba mezi anodou a katodou pentody. Mřížka G_3 je připojena na potenciál katody, to zpomaluje rychle letící elektrony a zvyšuje tak vnitřní odpor pentody - ochrana před přebuzením TC. Z takto zapojené zpětnovazební elektronky je napájen rezonanční kondenzátor primárního vinutí TC, který předává svou energii el. pole primárnímu vinutí TC, kde se mění na energii magnetického pole. Při vybíjení rezonančního kondenzátoru se část energie přenesou do sekundárního vinutí a část se vrátí zpět. Obdobně jako u jiskřiště. Platí tedy smyčka: malé napětí na sekundárním vinutí TC->velká vodivost pentody->nabíjení rezonančního kondenzátoru->indukce do sekundárního vinutí TC

->snížení vodivosti pentody->vybíjení rezonančního kondenzátoru. Efektivní hodnota indukovaného napětí je tedy blízká maximální hodnotě, proto jsou výboje mohutné a o vysoké teplotě. Usměrněné napětí se nefiltruje, to znamená, že výboje při tomto zapojení zanikají stokrát za vteřinu. Pro vysoké výkony je zapotřebí zapojovat několik pentod paralelně, katody jsou silně namáhané velkou emisí elektronů.

Polovodičové zdroje jsou nejdokonalejším způsobem napájení TC. Jde o kombinaci výkonového jednofázového střídače a řídicího obvodu. Výkonové střídače jsou buď jednofázové dvou-kvadrantové (poloviční můstek) nebo čtyř-kvadrantové (plný můstek) můstky. Zjednodušeně lze říci, že poloviční můstek má i poloviční výkon. Výstupní napětí je vždy mezi jedním pólem napěťového meziobvodu a středem tvořeným kondenzátory. Plný můstek využívá celé napětí napěťového meziobvodu. Na rozdíl od předešlých zdrojů Teslova transformátoru nevyžaduje polovodičový zdroj rezonanční kondenzátor primárního vinutí. Jeho funkci zastupuje ve spojení s řídicím obvodem měnič. Výstupní napětí měniče je o rezonanční frekvenci sekundárního vinutí TC. Pro nejvýkonnější aplikace je na tento kmitočet laděno i primární vinutí. Tato frekvence se se změnou okolního prostředí také mění a je tedy zapotřebí upravit napájecí frekvenci TC. O to se stará fázový závěs řízení na sekundární vinutí TC a udržuje tak rezonanci. Vzhledem k požití fázového závěsu, tedy obdoby zpětné vazby, je pro aplikace s polovodičovým zdrojem TC vhodné použít TC s válcovými souosými cívkami s velkým činitelem vazby. Pomocí drobných úprav řízení je možné na výstupní napětí měniče modulovat audio i digitální signály. Podrobnosti o polovodičovém zdroji jsou popisovány v následujících bodech této práce.

1.3 Bezpečnostní varování

Teslův transformátor je zdrojem velmi vysokého napětí o vysoké frekvenci!!!

Výboje mají velkou energii! Hrozí nebezpečí popálení, vznícení hořlavých látek a silného vysokofrekvenčního rušení.

Při výbojích a hoření oblouku vznikají jedovaté plyny! Uzavřený prostor je nutno důkladně větrat.

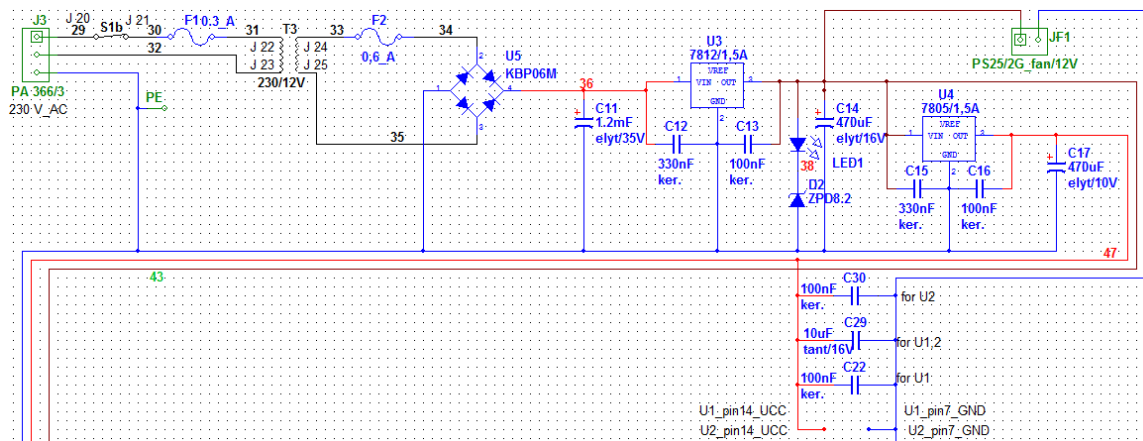
Při provozování TC s naladěným primárním i sekundárním vinutím na jednu rezonanční frekvenci se napětí na stejnosměrném napěťovém meziobvodu až zdvojnásobí. Toto napětí zde může setrvat i po odpojení zařízení od napájení. Pro bezpečnou manipulaci je nutné vybití kapacity DC meziobvodu.

2 Polovodičově buzený Teslův transformátor

2.1 Řídící obvod pro 1 fázový plný můstek

Schéma řídicího obvodu je v příloze 1 Řídící obvod.

Řídící obvod je napájen ze sítě 230V/50Hz, toto napětí je transformováno na 12V/50Hz a poté usměrněno 2 cestným usměrňovačem (T_3 , U_5). Na primární i sekundární straně transformátoru jsou osazeny pojistky (F_1 , F_2), které chrání transformátor a celý řídicí obvod proti zkratu i přetížení (například při poruše na výkonovém měniči). Usměrněné napětí je dále stabilizováno podélnými stabilizátory (U_3 , U_4). Nejprve na 12 V pro drivery a poté na 5 V pro ostatní prvky obvodu. Napájecí napětí je v bezprostřední blízkosti integrovaných obvodů filtrováno a stabilizováno dvojicí kondenzátorů. Do napájecí části je také zařazena jednoduchá podpěťová kontrola signalizující správnou funkci stabilizace (LED_1 , D_2). Napájecí část, z přílohy 1 Řídící obvod, je vyňata na Obr. 2.1 Výňatek napájecí části z přílohy 1 Řídící obvod.



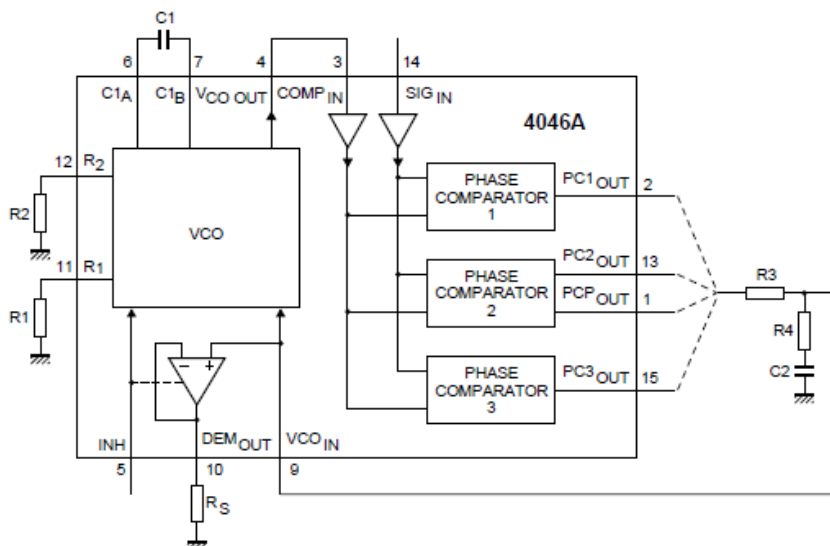
Obr. 2.1 Výňatek napájecí části z přílohy 1 Řídící obvod

Navržená deska plošného spoje s osazovacím schématem je v příloze 2 Řídící obvod-DPS. Pro osazení bylo z důvodu miniaturizace použito převážně SMD součástek.

2.1.1 Realizace fázového závěsu

Hlavním úkolem fázového závěsu je udržet rezonanční stav sekundárního vinutí Teslova transformátoru. Pokud se totiž v okolí Teslova transformátoru bude měnit prostředí, například pohyb osob nebo jen vzduchu, dochází ke změně kapacity sekundárního vinutí a tím ke změně rezonanční frekvence.

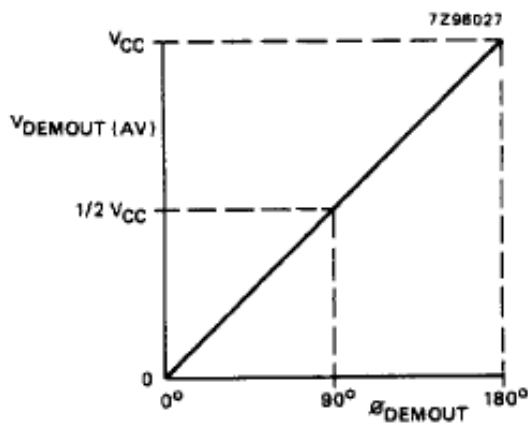
Základem fázového závěsu je integrovaný obvod „74HTC4046AD“, v příloze 1 Řídicí obvod označený jako „IO3“. Z blokového schéma tohoto obvodu (Obr. 2.2) lze vyčíst princip funkce. Obrázek je přejatý z katalogového listu výrobce [4].



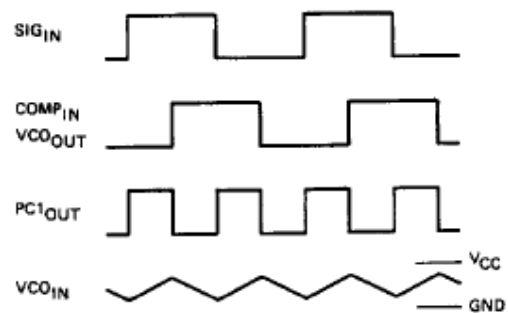
Obr. 2.2 Blokové schéma fázového závěsu

Rezistor R_1 a kondenzátor C_1 určují frekvenční rozsah oscilátoru VCO. Zjednodušeně určují frekvenční rozsah výstupního signálu VCO out. Rezistor R_2 určuje frekvenční offset oscilátoru VCO. Zjednodušeně určuje, na jaké frekvenci ze stanoveného frekvenčního rozsahu bude oscilátor VCO pracovat při nulovém signálu VCO IN. Oscilátor VCO má velkou vstupní impedanci pro signál VCO IN a umožňuje tak použití velkého rozsahu hodnot R_3 , R_4 a C_2 . Tyto součástky plní funkci dolní frekvenční propusti komparovaného signálu PC1 OUT. Signál vstupující do VCO IN je přiveden do oscilátoru VCO a také do demodulátoru výstupu DEM OUT. Tento výstup není v realizovaném fázovém závěsu zapojen. Výstup DEMO OUT se používá k udržení konstantní frekvence na výstupu VCO OUT. Také může určovat prahové napětí, kdy bude brán na vstup VCO IN zřetel (velikostí R_5). Velikost napětí na vstupu VCO IN

určuje o kolik se bude frekvence na výstupu VCO OUT lišit oproti frekvenci dané odporem R_2 při $V_{CO\ IN} = 0V$. Frekvenční rozsah je však omezen prvky R_1 a C_1 . Napětí pro VCO IN je získáváno v realizovaném fázovém závěsu filtrací výstupu PC1 OUT dolní propustí. Do tohoto výstupu pracuje fázový komparátor 1 a platí vztah (11); pokud je DEM OUT nezapojen a dolní frekvenční propust nezadržuje. Pokud bude tedy fáze na vstupu SIGN IN odlišná od výstupu VCO OUT bude na vstupu VCO IN napětí upravené dolní propustí (Obr. 2.3) a frekvence oscilátoru VCO se úměrně tomuto napětí zdvihne a opačně. Platí předpoklad, že při odlišných frekvencích je v čase také odlišná fáze signálů. Díky této funkci jsme schopni udržet rezonanci TC. Typický průběh signálů pro realizovaný fázový závěs je na Obr. 2.4 Obrázky jsou převzaté z katalogového listu výrobce [4].



Obr. 2.3 Závislost frekvence a napětí řídící oscilátor



Obr. 2.4 Signály fázového závěsu

$$\phi_{\text{DEM OUT}} = (\phi_{\text{SIG IN}} - \phi_{\text{COMP IN}})$$

$$U_{\text{PC1 OUT}} = \frac{U_{\text{CC}}}{\pi} (\phi_{\text{SIG IN}} - \phi_{\text{COMP IN}}) = U_{\text{DEM OUT}} \quad (11)$$

Touto problematikou se podrobně zabývá výrobce integrovaného obvodu 74HC/HCT4046A [4]

Základní součástky pro realizovaný fázový závěs a jejich hodnoty jsou uvedeny v tabulce Tab. 2.1. Zdrojem pro tuto tabulku je seznam součástek Řídícího obvodu z Přílohy 1 Řídící obvod. Hodnoty jsou určeny pomocí grafů závislosti f_{VCO} na V_{COin} , f_{VCO} na R_2 a následně upraveny experimentálním způsobem tak, aby byl frekvenční rozsah dostatečně velký pro potřeby udržení rezonance TC a frekvenční ofset v blízkosti rezonančního kmitočtu TC. Grafy jsou uvedeny v katalogovém listu výrobce 74HTC4046AD [4]

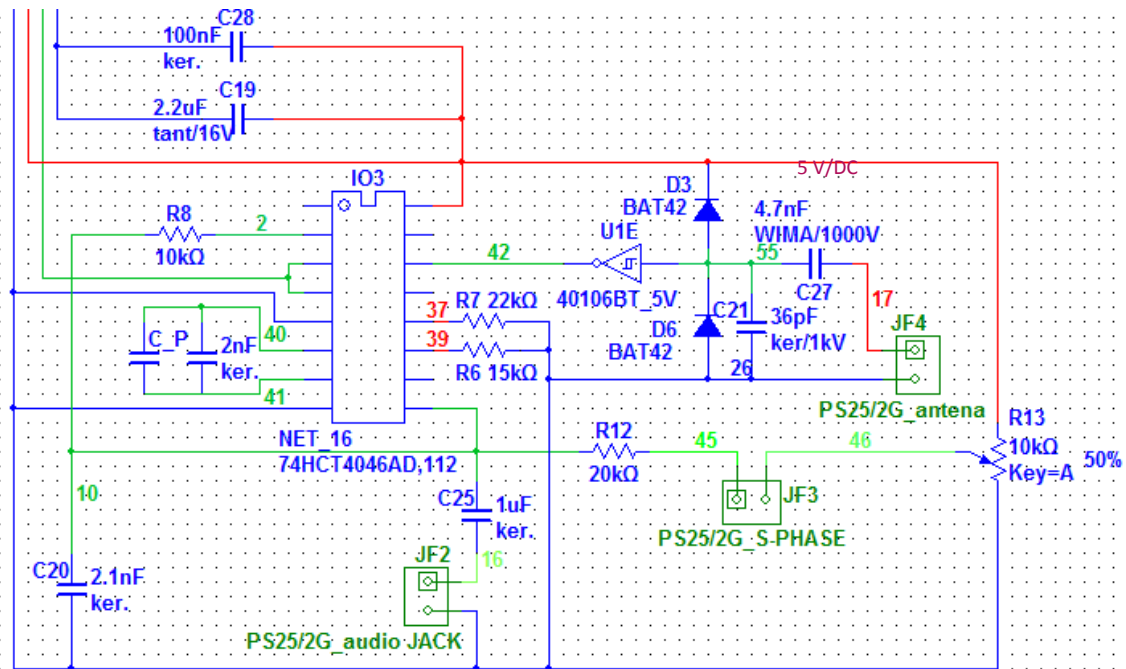
Tab. 2.1 Základní součástky

označení	název	hodnota
R1	rezistor	15k Ω / 0,5W
R2	rezistor	22k Ω / 0,5W
R3	rezistor	10k Ω / 0,5W
R4	rezistor	0 Ω / 0,5W
R5	rezistor	$\infty \Omega$
C1	kondenzátor	2nF
C2	kondenzátor	2,1nF

Poznámka: Označení součástek uvedené v tabulce Tab. 2.1 Základní součástky je uvedeno dle obrázku Obr. 2.2 Blokové schéma fázového závěsu. Nesouhlasí tedy s Obr. 2.5 Výňatek fázového závěsu z přílohy 1 Řídící obvod

Pomocné součástky pro realizovaný fázový závěs a jejich hodnoty jsou popsány v tomto odstavci. Jejich označení je shodné s přílohou 1 Řídící obvod, respektive s Obr. 2.5. Napájecí DC napětí pro integrovaný obvod je filtrováno pomocí $C_{28} = 100\text{nF}$. Proudové špičky odebírané integrovaným obvodem jsou dodávány $C_{19} = 2,2\mu\text{F}$. Signál z antény je o velmi vysokém napětí. To je odděleno kondenzátorem $C_{27} = 4,7\text{nF}/1000\text{V}$, filtrováno dolní propustí tvořenou $C_{21} = 36\text{pF}/1\text{kV}$ a nakonec ořezáno pomocí diod $D_{3,6}$ (BAT 42). Dále je vstupní signál pro SIG IN zesilován a tvarován invertorovým Schmitt tvarovačem U1E (40106BT). Jelikož je pro zajištění malého oteplení součástek výkonového měniče důležité udržet stejnou fázi napětí a proudu primárním vinutím TC, je velikost napětí pro VCO IN ještě upravována kombinací $R_{12} = 20\text{ k}\Omega$, S_phase (spínač umožňující vypnutí funkce tune phase) a R_{13} (potenciometr 10K Ω). Pomocí

potenciometru tedy upravujeme napěťový dělič, jehož výstupní napětí superponujeme na napětí pro VCO IN a upravujeme tak frekvenci výstupního napětí VCO OUT.



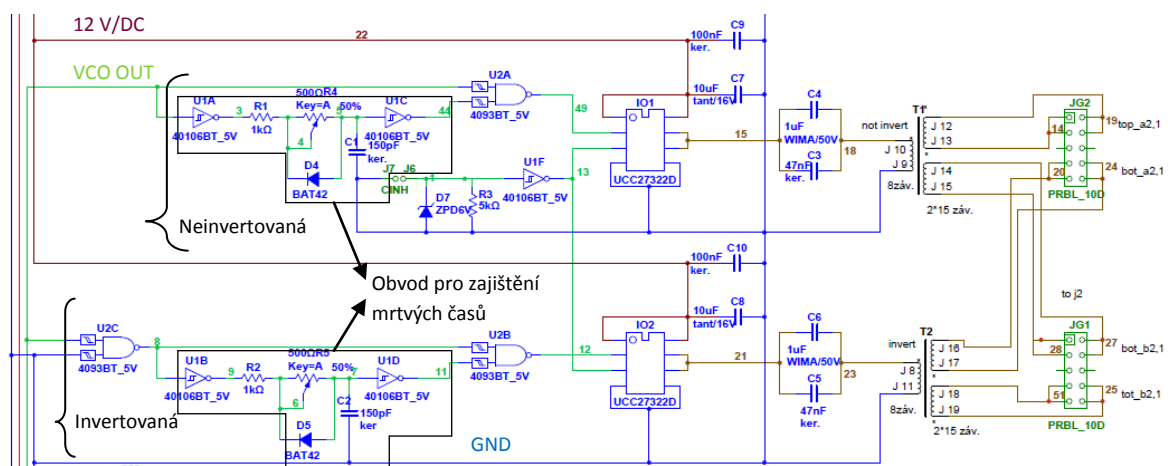
Obr. 2.5 Výňatek schéma fázového závěsu z Přílohy 1 Řídící obvod

Poznámka: Kondenzátor C_P, který je řazený paralelně k C=2 nF/ker slouží k přesnějšímu nastavení kapacity, který spolu s R6 určuje frekvenční rozsah oscilátoru fázového závěsu. C_P je THT, C=2 nF je SMD.

2.1.2 Realizace obdélníkového řízení

Uváděná označení součástek jsou z Přílohy 1 Řídicí obvod, resp. Obr. 2.6. Výňatek obdélníkového řízení z Příloha 1 Řídicí obvod.

Výstupní signál z fázového závěsu VCO OUT je přiveden současně na invertovanou a neinvertovanou část obdélníkového řízení. Signál v obou částech je upraven, zesílen a přiveden na gaty IGBT tranzistorů výkonového měniče.



Obr. 2.6 Výňatek obdélníkového řízení z Přílohy 1 Řídicí obvod

Neinvertovaná část: Signál VCO OUT je přiveden na vstup hradla NAND U2A s tvarovači integrovaného do obvodu 6093BT. Druhý vstup do zmíněného hradla je zpožděn obvodem pro zajištění mrtvých časů. Signál na výstupu U2A je o amplitudě +5 V. pokud je na obou vstupech nulový signál, přičemž signál z obvodu pro zajištění mrtvých časů je zpožděn o dopravní zpoždění tohoto obvodu. Tím je zajištěn mrtvý čas neinvertované části. Výstupní signál z U2A má tedy frekvenci signálu VCO OUT s posunutou náběžnou hranou. Tento signál je přiveden na vstup driveru IO1 integrovaného do obvodu UCC27322D. (Vstupem tohoto obvodu je gate unipolárního tranzistoru a proto hradlo U2A odebírá zcela minimální proud a předřazené obvody tak pracují s optimálními vlastnostmi.) Zde je signál opět vytvarován a zesílen na signál o amplitudě napětí 12 V a možné trvalé amplitudě proudu 0,6 A. Zesílení je, po úpravě signálu integrovanými tvarovači, provedeno integrovaným tranzistorovým zesilovačem. Tento zesilovač dále umožňuje dodávat potřebné proudové špičky

pro spínání IGBT tranzistorů výkonového měniče. (Proudová špička je omezována na 9A, tento proud však není potřeba a ani zdroj pro tento integrovaný obvod jej nedovolí.) Výstupní signál z driveru je přes paralelní kombinaci kondenzátorů C_4 a C_3 pro oddělení DC složky signálu přiveden na oddělovací toroidní transformátor T_1 , který kromě galvanického oddělení dále vytváří díky dvěma sekundárním vinutím oddělený signál pro dva současně spínané IGBT tranzistory výkonového měniče. Díky převodu 0,53 zvyšuje amplitudu na 22,6V, což při zachování časové změny toku v jádře znamená navýšení strmosti hran obdélníkového signálu na sekundárním vinutí o 1,5-ti až 1,9-ti násobek. Spínání IGBT tranzistorů je tedy rychlejší. Díky toroidnímu jádru má téměř nulovou rozptylovou indukčnost a tedy minimální ztráty. Velmi malá indukčnost pak umožňuje chod při vysokých frekvencích, na kterých rezonuje sekundární vinutí TC.

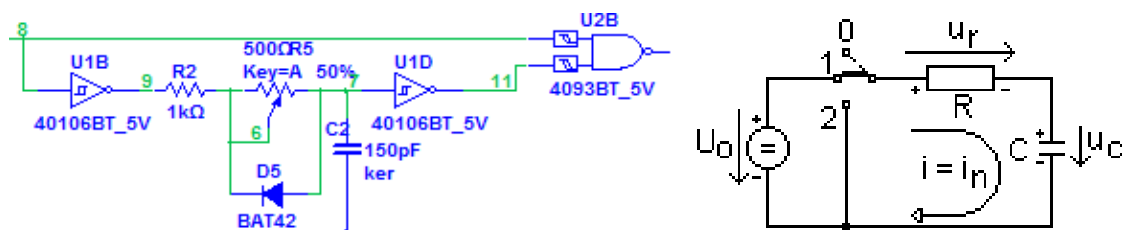
Invertovaná část: Signál VCO OUT je přiveden na hradlo NAND U2C s tvarovači integrované do obvodu 4093BT. Druhý vstup tohoto hradla je trvale spojen s GND, tedy s logickou nulou. Toto hradlo tedy pouze tvaruje a neguje signál VCOOUT. Takto znegovaný signál je pak zpracován zcela stejně jako neinvertovaný ($U2A \rightarrow U2B$; $IO1 \rightarrow IO2$; $C_4, C_3 \rightarrow C_6, C_5$; $T_1 \rightarrow T_2$). Výstupní signály z transformátoru T_2 jsou vůči signálům z T_1 opačné.

Výstupní signály jsou z obou transformátorů přivedeny na konektory JG1 a JG2 tak, aby jeden konektor sloužil pro levou a druhý pro pravou část plného můstku výkonového měniče. Tím je docíleno přehlednosti. Signál je z konektorů veden kroucenými slaněnými kabely (pro snížení indukčnosti a rušení) do výkonového měniče.

2.1.3 Obvod pro zajištění mrtvých časů

Zapojení obvodu pro zajištění mrtvých časů je patrné z obrázku Obr. 2.6, kde je obvod orámován a označen.

Logiku pro mrtvé časy zajišťuje integrovaný obvod 40106BT – Schmit negované tvarovače. Princip funkce je pro invertovanou i neinvertovanou část zcela shodný. V neinvertované části je signál VCO OUT přiveden na U1A integrovaného do 40106B, kde je znegován a vytvarován. Pokud je právě VCO OUT = logické nule (0 V) je na jeho výstupu log. jednička, tedy + 5V. Napětí na vstupu U1C však zůstává nulové a následně exponenciálně roste až na hodnotu +5 V. Dochází totiž k nabíjení kondenzátoru C1, jehož napětí je napětím vstupu U1C. Nabíjení je zpomalené kombinací R₁ a R₄. Po dosažení +3,7 V (rozhodovací úroveň) na vstupu U1C je na jeho výstupu 0 V a již popsaný U2A získává na výstup +5 V.



Obr.2.7. Schéma obvodu pro zajištění mrtvých časů (invertovaná část) a jeho zjednodušení

Pro zpoždění platí teorie přechodových dějů RC obvodů:

Jde o nabíjení kondenzátoru přes odpor R s počátečním napětím $U_c = 0$. Napětí U_c dosáhne hodnoty 5 v s časovou konstantou λ . Vybíjení kondenzátoru je při přechodu do VCO OUT = 0 urychleno diodou D₄, vybíjení je tedy rychlejší a považujeme jej za zanedbatelné.

Platí: počáteční podmínky

$$U_{c(0+)} = 0 \text{ V}$$

$$U_{c(\infty)} = 5 \text{ V}$$

$$I_{c(0+)} = \frac{U_0}{R} = \frac{5}{1500} = 3,33 \text{ mA}; R = R_1 + R_4$$

$$I_{c(\infty)} = 0 \text{ A}$$

rovnice

$$U_r + U_c = U_0$$

$$i = \frac{U_0 - u_c}{R} = \frac{u_r}{R} \quad u_r = U * e^{-\frac{t}{\tau}} \quad u_c = U - U * e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \lambda = R * C = 225 - 150 \text{ ns} \quad (12)$$

K ustálení přechodového děje dojde v závislosti na nastavení R_4 za přibližně $5 * \lambda$, tedy za 1125 – 750 ns

K překlopení U_{1C} na výstup 0V dochází při vstupním napětí +3,7 V. Zpoždění je tedy v závislosti na nastavení R_4 670 – 450 ns, což je pro použité IGBT tranzistory výkonového měniče a pracovní frekvence dostatečné.

Výsledné zpoždění je určeno upravením vztahu (12) na tvar: $t = -\tau * \ln(\frac{3,7}{5})$, kde 5 je hodnota napájecího napětí komparátoru a 3,7 je hodnota rozhodovací úrovně komparátoru.

Pro invertovanou část platí předchozí zcela shodně se záměnami: $U_{1A} \rightarrow U_{1B}$; $C_1 \rightarrow C_2$; $R_{1,4} \rightarrow R_{2,5}$; $U_{1C} \rightarrow U_{1D}$; $D_4 \rightarrow D_5$.

2.1.4 Řešení audiomodulace a ladění fáze

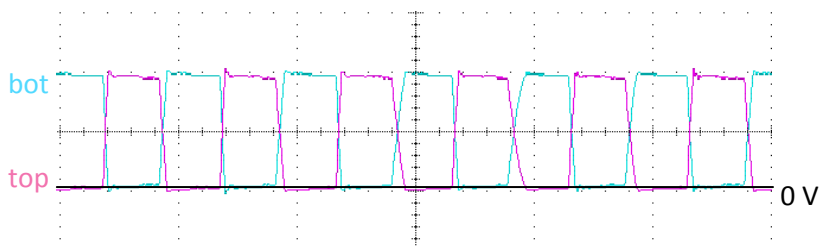
Audiomodulace. Audio signál je neharmonickým neperiodickým signálem v pásmu od 20 Hz do 20 kHz. Průměrná frekvence signálu VCO OUT je 245 kHz. S touto frekvencí je výkonovým měničem střídáno napájecí napětí TC, jehož sekundární vinutí při této frekvenci ostře rezonuje. Cílem audio-modulace je vnutit koruně s kmitočtem 245 kHz zákmity v rytmu audiosignálu o kmitočtu 20 Hz – 20kHz. Tyto kmitočty jsou od sebe dostatečně vzdálené a není tak ohrožena rezonance ani funkčnost výkonového měniče. Na Obr. 2.5 Výňatek schéma fázového závěsu z Přílohy 1 Řídící obvod je audiosignál přiveden na konektor JF2. Audio signál je přes kondenzátor C_{25} (pro oddělení DC složky) přiveden na zpětnovazební napětí VCO IN napěťově řízeného oscilátoru VCO fázového závěsu IO3 integrovaného do 74HCT4046AD. Pokud je znám princip funkce fázového závěsu popsaný v bodu 2.1.1 této práce můžeme jednoduše říci, že na napětí VCO IN je superponován střídavý audio signál, který mění svoji frekvenci a amplitudu. Se změnami frekvence a amplitudy je napětí VCO IN zvyšováno a snižováno a dochází ke zvyšování a snižování frekvence VCO OUT a tedy frekvence celého řídicího obvodu, střídání výkonového měniče a korony vyzařující z TC. Změny frekvence vyzařující korony jsou stejné, jako změny frekvence audiosignálu. Jelikož jde o slyšitelné pásmo, tak korona opravdu vydává zvuk. Maximální amplituda audiosignálu je limitována hodnotou, při které by po superponování na VCO IN vzrostla frekvence VCO OUT natolik, že by TC vypadl z ostré rezonance. Pro audio modulaci postačuje běžná amplituda výstupního signálu korekčních předzesilovačů a není tedy zapotřebí řešit předřadný operační nebo výkonový zesilovač.

Ladění fáze napájení Teslova transformátoru. Na Obr. 2.5 plní tuto funkci součástky R_{12} , R_{13} a spínač připojený na konektor JF3. Je-li spínač S_{phase} sepnut, je na odpor R_{12} přivedeno napětí dané nastavením trimru R_{13} . Zde platí vztahy pro napěťový dělič naprázdno, neboť proud je omezen odporem R_{12} a velkou vstupní impedancí pinu 9 IO3. Napětí z děliče tvořeného trimrem R_{13} je superponováno na VCO IN a dochází tak ke stejnému ději popsanému výše, jen je statický. Tím, že budeme TC vnutovat napětí o jiné, než zpětnou vazbou určené, rezonanční

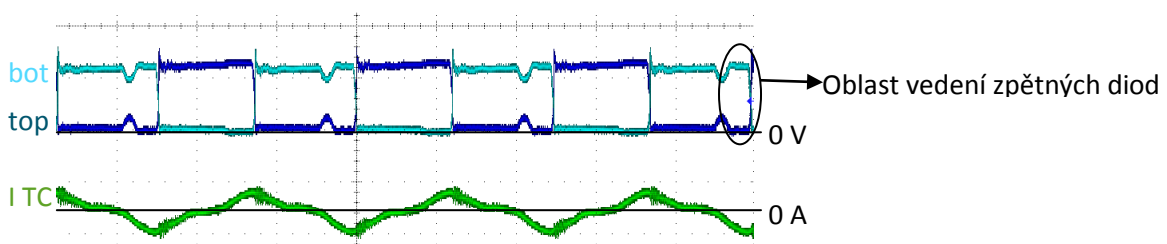
frekvenci jsme schopni nalézt frekvenci, kdy U a I napájení TC budou téměř ve fázi. Při snižování fázového posuvu U a I napájení TC dochází také ke kvalitnějšímu naladění TC na rezonanční frekvenci a zpětná vazba snáze udrží TC v rezonanci.

Laděním fáze také zlepšíme spínací vlastnosti výkonového měniče, zpětné diody výkonového měniče budou téměř nevyužity. To vede na celkové nižší oteplení. Patrné zlepšení je na Obr. 2.8 Průběh napětí IGBT tranzistorů s laděním fáze, kde modrý kanál znázorňuje průběh na horním a červený na spodním tranzistoru poloviny můstku výkonového měniče v měřítku 100V/div. Na Obr. 2.9 Průběh napětí IGBT tranzistorů bez ladění fáze je průběh napětí na horním a dolním tranzistoru v měřítku 50V/div. Obrázek je doplněný o proud primárním vinutím TC (zelený) v měřítku 20A/div.

Průběhy na Obr. 2.8 a Obr. 2.9 jsou měřeny při připojení TC, který nemá laděné primární vinutí na rezonanční frekvenci sekundárního vinutí TC. Při připojení tohoto TC je vliv ladění fáze ztelnější než při připojení zcela laděného TC. U neladěného TC je impedance primárního vinutí nižší a tečou jím tedy větší proudy. Zcela laděný TC se navíc chová téměř jako ohmická zátěž a fázový posuv U a I je již z principu minimální.



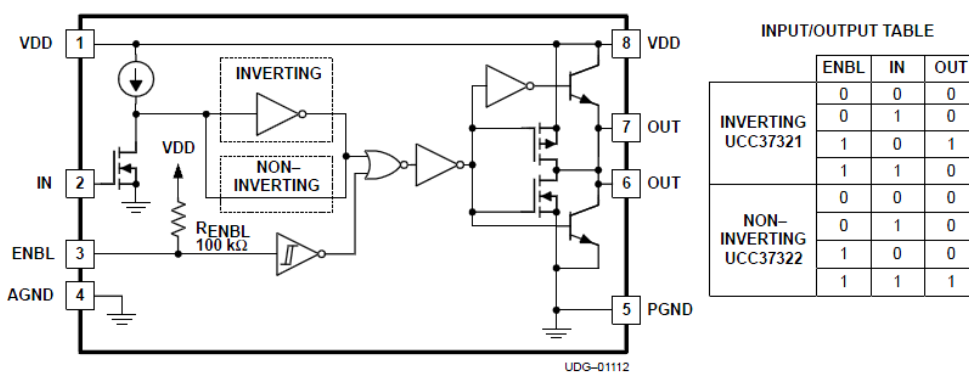
Obr. 2.8 Průběh napětí IGBT tranzistorů s laděním fáze



Obr. 2.9 Průběh napětí IGBT tranzistorů bez ladění fáze

Poznámka: Ladění fáze na při připojení zcela laděného TC se uplatňuje pouze při nízkých napětích napěťového meziobvodu nebo při spínání zařízení. Po naladění zařízení do rezonance pomocí fázového závěsu postrádá funkce ladění fáze smysl.

2.1.5 Řešení obdélníkové modulace – vstup enable



Obr. 2.10 Blokové schéma driveru UCC27322D s pravdivostní tabulkou

V konstruovaném zařízení je použit neinvertující driver – Obr. 2.10 v provedení NON-INVERTING. Obrázek je převzatý z katalogového listu výrobce [5]. Vstup Enable pro přivedení obdélníkových pulzů je připojen na konektor JF5 v Příloze 1 Řídicí obvod. Amplituda pulzů je omezena zenerovou diodou D_7 na 6 V a odporem R_3 je zajištěna proudová cesta (řízení napětím). Signál je po těchto ochranách přiveden na vstup hradla U1F integrovaného do 40106BT, který signál neguje a tvaruje. Výstup U1F je připojen na pin enable (ENBL) obou driverů. Pokud tedy není na konektor JF5 přiveden signál, je na pinu ENBL logická 1 a z pravdivostní tabulky lze určit, že stav na vstupu IN odpovídá zesílenému stavu na výstupu OUT. Pokud však konektor JF5 přivedeme logickou jedničku má driver na výstupu trvalou nulu.

Pokud budeme na konektor JF5 přivádět obdélníkový signál o jakékoli střídě a frekvenci od 0 do 50 kHz platí stejný předpoklad o velkém rozdílu frekvencí, jako v bodu 2.1.4 této práce. Výstupní napětí driverů a tedy i napětí U_{GS} IGBT tranzistorů výkonového měniče je zakázáno a povoleno v rytmu obdélníkového signálu při stálé funkci dosud popsaných částí. Korona je jednoduše přerušována obdélníkovým signálem.

Tím lze generovat jednotlivé bleskové výboje od mohutných až po zcela tenké, přerušovanou koronu, koronu a bleskové výboje reprodukcující frekvenci obdélníkového signálu, přerušovanou hrající koronu a podobně. Mohutnost výboje a korony je přitom dána střídou obdélníkového signálu.

2.2 Silový obvod – 1 fázový 4 kvadrantový měnič

Deska plošného spoje byla navrhována z důvodu vysokých spínacích frekvencí na co nejmenší indukčnost mezi tranzistorem a jeho pomocnými součástkami. S ohledem na předpokládané proudy a frekvence byla zvolena tloušťka měděné fólie 70 μm , šířka cest minimálně 4 mm a izolační vzdálenost mezi cestami byla s ohledem na napětí stejnosměrného napětového meziobvodu zvolena 2 mm. Hodnoty byly zvoleny na základě normy ČSN EN 60950.

Návrh DPS a osazovací schéma jsou uvedeny v příloze 5 Výkonový měnič-DPS.

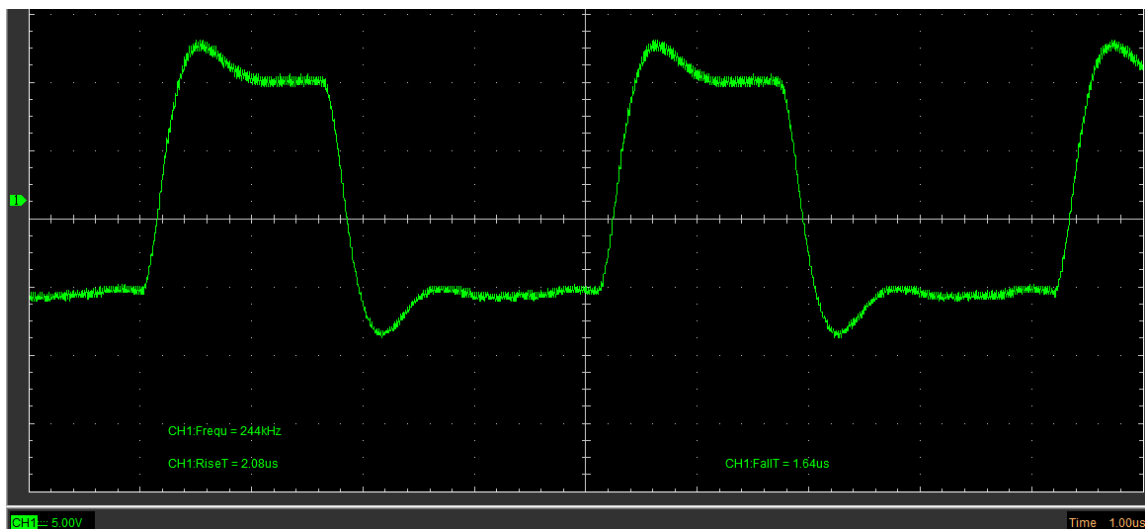
2.2.1 Zapojení 1 fázového 4 kvadrantového měniče

Schéma zapojení 1 fázového 4 kvadrantového měniče je v příloze 3 Výkonový měnič.

Pro Výkonový měnič bylo zvoleno zapojení 4 kvadrantového plně řízeného 1 fázového střídače. Díky tomu je možné dosáhnout téměř libovolné frekvence výstupního napětí o amplitudě dosahující hodnoty stejnosměrného napětí napětového meziobvodu. Tato frekvence a napětí je však omezená parametry použitých součástek. Pro tento případ bylo použito bipolárních tranzistorů s izolovaným hradlem, které byly navrženy pro vysokou spínací frekvenci vyšších výkonů. Parametry těchto IGBT tranzistorů jsou uvedeny v katalogovém listu v příloze 4 IGBT tranzistory. Vnitřní zpětná dioda tranzistoru je z důvodu velmi rychlého spínání s frekvencí kolem 245 KHz vyřazena sériově zapojenou diodou (SB 320) ke každému tranzistoru

a nahrazena mnohem rychlejší zpětnou diodou (MUR 1560) zapojenou antiparalelně ke každému tranzistoru. Tím bylo dosaženo rychlejšího vypínání tranzistoru při induktivní zátěži a možnost zkrácení mrtvých časů.

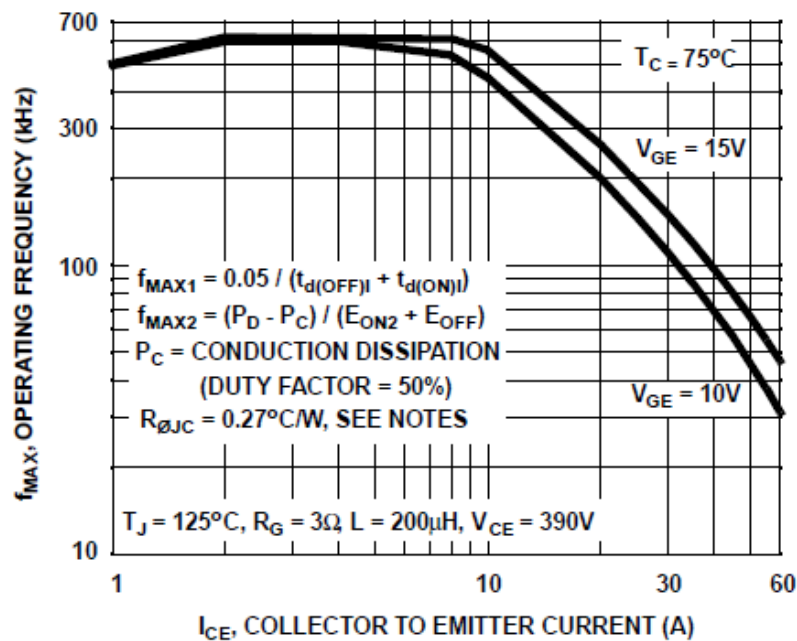
Tranzistory jsou spínány řídicím signálem z řídicího obvodu popsaného výše. Napětí tohoto signálu dosahuje (bez omezení) amplitudy 22,6 V. Doporučené napětí U_{GE} pro spínací režim IGBT tranzistorů je 15 V ($U_{GE\max}$ je pak 20V a $U_{GE\min} = 5V$). Proto je u každého tranzistoru toto napětí omezeno na 15 V dvojicí zenerových diod ZPD 15/2W pro každý tranzistor. Zmíněné signály také mohou díky driverům Řídicího obvodu dosahovat velké amplitudy proudu. Aby byly tranzistory chráněny před tepelným porušením izolovaného hradla, je do série s gejtem každého tranzistoru zařazen omezovací odpor $R_G = 27 \Omega/2 W$ a za ním je paralelně k vývodům G a S IGBT tranzistoru zařazen ochranný rezistor $R_{GS} = 330 \Omega/2W$. Vhodně zvolené hodnoty těchto rezistorů zajistí minimální překmit, kmitání a strmost U_{GS} . Spínací signál pak poskytuje optimální napětí U_{GS} a proud na pokrytí parazitních kapacit IGBT tranzistorů. Zapojení obou rezistorů je patrné na Obr. 2.14. Ochrany IGBT tranzistorů. Průběh upraveného spínacího signálu U_{GS} je na obrázku Obr. 2.11 Napětí U_{GS} .



Obr. 2.11. Napětí U_{GS}

Přesné propojení Řídícího obvodu je patrné z označení svorek v příloze 1 Řídící obvod a příloze 3 Výkonový měnič.

Výstup střídače je přes ochrannou pojistku připojen na primární vinutí TC. Tato pojistka přeruší obvod při dosažení efektivní hodnoty 10 A proudu střídačem. Vyšší hodnoty proudu by vedly k destruktivním dějům v IGBT tranzistorech (nutno uvažovat amplitudu). Tato hodnota proudu byla zjištěna z grafu na Obr. 2.12. Závislost I_{max} na f IGBT tranzistorů. Obrázek je převzat z katalogového listu výrobce [4].



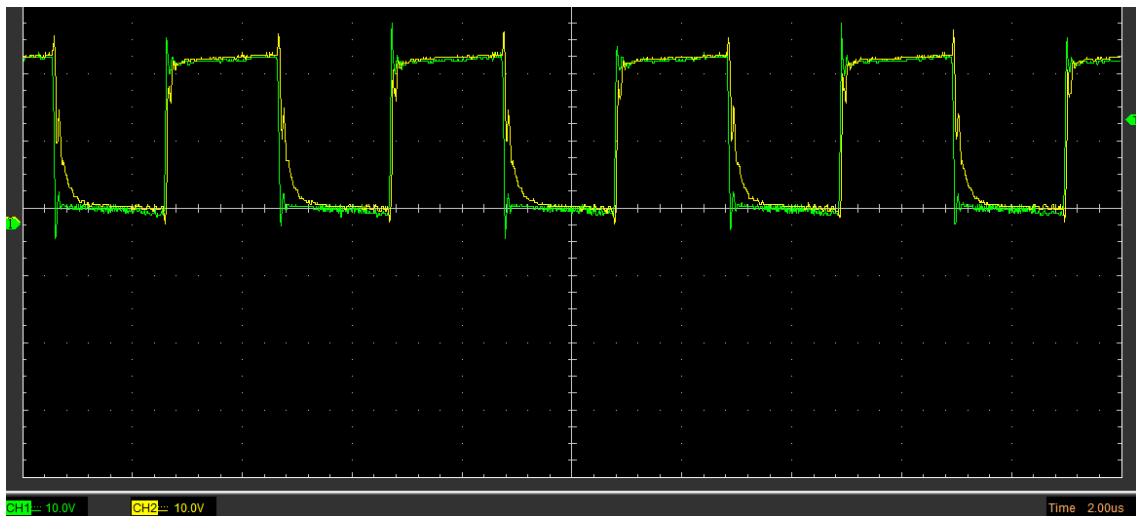
Obr. 2.12. Závislost I_{max} na f IGBT tranzistorů

2.2.2 Provedení ochran IGBT tranzistorů

Vzhledem k rychlému spínání tranzistorů při indukivní zátěži vznikají napěťové špičky U_{DS} . Ty je však zapotřebí minimalizovat. Tím se do značné míry sníží zakmitávání napětí U_{DS} při spínání, ale hlavně se zabrání zničení IGBT tranzistorů překročením maximální hodnoty U_{DS} . Také je zapotřebí omezit strmost nárůstu napětí na tranzistoru při jeho vypínání.

Pro snížení amplitud prvních špiček spínacího přepětí a omezení strmosti nárůstu napětí na tranzistoru je použita sériová kombinace R_{nab}, D_{nab}, C ($R_{nab} = 18 \Omega/2W$; $C = 2,2 \text{ nF}/3kV$). Tato kombinace je zapojena paralelně ke každému tranzistoru. Při vypínání tranzistoru se kondenzátor začne nabíjet. V prvotních okamžicích je vodivost kombinace RC omezena jen rezistorem R_{nab} . Kondenzátor do sebe akumuluje energii a tranzistor je překlenut cestou s minimálním odporem. Energie překmitu je tedy pohlcena kondenzátorem a na tranzistoru je minimální napětí. V dalších okamžicích kondenzátor snižuje svoji vodivost až na nulovou hodnotu. S klesající vodivostí kondenzátoru, stoupá jeho napětí a tím i napětí na IGBT tranzistoru. Při použití uvedených hodnot součástek je strmost napětí $2,6 \text{ V/ns}$ při napětí stejnosměrného meziobvodu 300 V , vypínací proces trvá 198 ns a napěťové překmity při zapínání jsou zanedbatelné i při chodu naprázdno.

Aby mohla zmíněná ochrana při dalším vypínání tranzistoru opět zafungovat, je nutné kondenzátor vybit. K tomu slouží kombinace R_{vyb}, D_{vyb} , která je řazena anti-paralelně k R_{nab}, D_{nab} . Tím je zajištěna vybíjecí proudová cesta přes sepnutý tranzistor. R_{vyb} je volen s ohledem na proudovou špičku při vybíjení C . Tato špička je po sepnutí tranzistoru omezena pouze R_{vyb} . Aby proudová špička příliš nezatížila tranzistor, je hodnota $R_{vyb} = 47 \Omega/2W$. Při této hodnotě R_{vyb} vznikne proudová špička $3,2 \text{ A}$ která se přičítá k proudu tranzistoru. K vybití kondenzátoru pak dojde za 517 ns při napětí napěťového meziobvodu 300 V . Průběhy na ochranách tranzistorů jsou pro jeden tranzistor vyobrazeny na Obr. 2.13. Ochrany IGBT tranzistorů – průběhy. Zelený průběh znázorňuje napětí na R_{nab} , D_{nab} a žlutý průběh znázorňuje napětí na C .



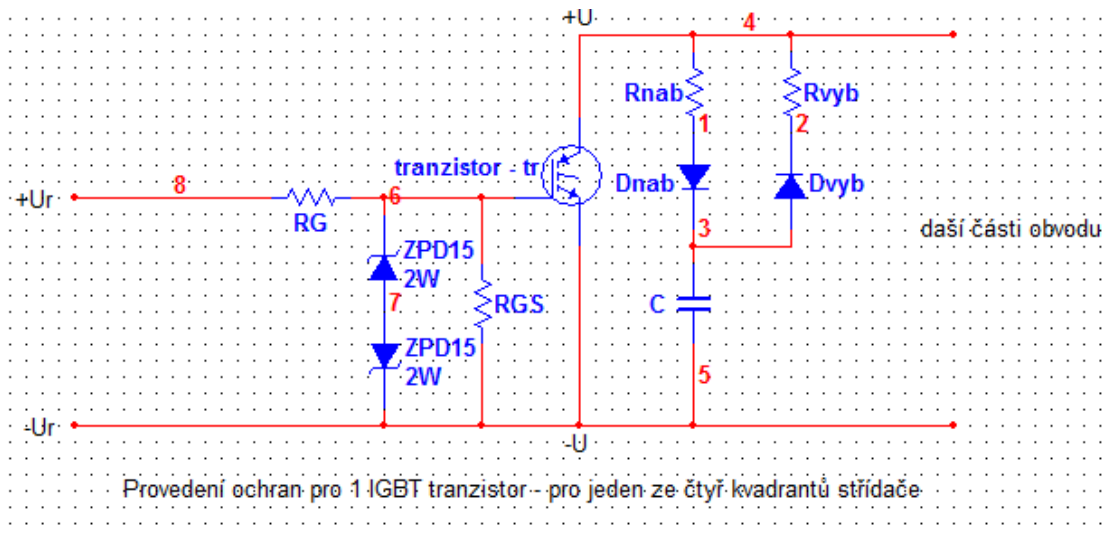
Obr. 2.13. Ochrany IGBT tranzistorů – průběhy

S ohledem na zmíněné časy je nutné nastavit delší mrtvé časy než 198 ns a dobu vedení tranzistoru delší než 517 ns (frekvence výstupního napětí střídače nižší než 967177 Hz).

Zapojení zmíněných ochran IGBT tranzistorů je patrné z obrázku Obr. 2.14 Ochrany IGBT tranzistorů.

Rezistor a kondenzátor se lehce zahřívají, tento problém je vyřešen konstrukčním uspořádáním, kdy jsou všechny tyto RDC kombinace ofukovány proudem vzduchu.

Proti velkým přepětím (vzniklých především ve stejnosměrném napěťovém meziobvodu nebo před ním) chrání celý měnič varistor var9 a každý tranzistor paralelní dvojce varistorů P14V250.



Obr. 2.14. Ochrany IGBT tranzistorů

2.2.3 Filtrace napájecího stejnosměrného napětí

Napájecí stejnosměrné napětí je v teorii střídačů popisováno jako napětí stejnosměrného napěťového meziobvodu. Výše je tento termín také použit. Toto napětí vzniká v tomto zařízení usměrněním střídavého napětí 2 cestným neřízeným usměrňovačem. Efektivní hodnota stejnosměrného napětí je však řízena od 0 V do 300 V předřazeným napájecím obvodem, který není předmětem této práce.

Napětí stejnosměrného napěťového meziobvodu je značně zvlňené a obsahuje harmonické složky. Proto je na vstupu střídače umístěna malá kondenzátorová baterie 4*390 μ F/400V z elektrolytických kondenzátorů. Ty zajišťují filtraci a vyhlazení napájecího napětí střídače.

Při spínání tranzistorů také vznikají proudové špičky. Jejich pokrytí zajišťují paralelně řazené rychlé kondenzátory (snubin 620 nF/ 630 V) ke každé polovině plného můstku střídače. energii přebírají z popsané kondenzátorové baterie, ta se tedy na pokrytí proudových špiček také podílí.

Kapacity napájecího stejnosměrného meziobvodu má také vliv na rezonanční stav TC.

2.3 Teslův transformátor

Teslův transformátor je vzduchový zvyšující transformátor s vysokým činitelem jakosti, který pracuje v popisované konstrukci na rezonanční frekvenci sekundárního vinutí. Primární vinutí tvoří malý počet rozprostřených závitů velkého průřezu a jeho rezonanční frekvence je pomocí paralelních kapacit naladěna mírně pod rezonanční frekvenci primárního vinutí. Sekundární vinutí je pak tvořeno velkým počtem těsně navinutých závitů malého průřezu. Jeden konec je uzemněn, druhý je opatřen jiskřištěm.

Popis konstrukce sestrojeného Teslova transformátoru je uveden v následujících dvou bodech.

2.3.1 Teoretický rozbor

Pro primární vinutí bylo zvoleno vinutí měděným drátem o průřezu 6 mm^2 se stoupáním 1 cm na závit. Celkem je navinuto 35 závitů. Prvních 25 závitů je soustředných válcových, zbývajících 10 závitů je ve tvaru kónusu. Začátek a konec je vyveden na primární svorkovnici, ke které je připojena ladící kapacita primárního vinutí.

Kónusový tvar posledních deseti závitů zvyšuje elektrickou pevnost izolace mezi těmito závity a sekundárním vinutím. Zároveň se tímto tvarem primárního vinutí docílí většího rozptylu magnetického indukčního toku a tím i lepší indukce v závitech sekundárního vinutí, které nejsou přímo obklopeny primárním vinutím.

Pro sekundární vinutí bylo zvoleno vinutí lakovaným měděným vodičem vinutým těsnými závity. Celkem je navinuto 1912 závitů. Začátek vinutí je přes zpětnovazební toroidní transformátor přiveden na sekundární svorkovnici, konec je připojen na jiskřiště na vrchu TC.

Jako konstrukční materiál byly zvoleny plastové hmoty PMMA s elektrickou pevností 30 kV/mm tloušťky 4 mm. Konstrukční prvky byly vyřezány z desky o ploše $0,25 \text{ m}^2$. Pro spojování tohoto materiálu bylo zvoleno speciální lepidlo a kostičky

z PMMA. Kovové spojovací prvky by se vlivem působení elektrického pole zahřívají a mohlo by mezi nimi docházet k výbojům. Náčrt navrženého TC je v příloze 7 Teslův transformátor.

Pro základní výpočty byly použity uvedené vztahy, na zhotovených cívkách byla doměřena indukčnost a kapacita digitálním multimetrem UNI-T UT70A.

$$\text{Délka jednoho závitu } o = 2\pi r = \pi d \quad [\text{mm}=\dots\text{mm}] \quad (13)$$

$$\text{Délka vodiče pro navnutí cívky } l = o \cdot n \quad [\text{mm}=\text{mm}\cdot-] \quad (14)$$

$$\text{Délka cívky při } n \text{ závitech } h = 2 \cdot \sqrt{\frac{S}{\pi}} \cdot n; S \text{ je průřez vodiče; } \text{mm} = \left[\sqrt{\frac{\text{mm}^2}{-}} \right] \cdot - \quad (15)$$

$$\text{Ohmický odpor vinutí } R = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad [\Omega = \dots \frac{\text{m}}{\text{mm}^2}] \quad (16)$$

$$\text{Pro ohmický odpor vinutí byl uvážěn skinefekt } R_{AC} = R_{DC} \cdot \delta \quad (17)$$

$$\text{Součinitel zvětšení odporu } \delta = \frac{0,5 \cdot D \cdot \sqrt{\mu r \cdot f}}{l} + 0,2 \quad (18)$$

Rezonanční frekvence byla dopočtena dle rovnice (2).

Vypočtené a doměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulce Tab. 2.II Parametry TC.

Tab. 2.II Parametry TC

veličina	název	primární vinutí	sekundární vinutí
S [mm ²]	průřez	6,00	0,20
n [závitů]	počet závitů	35,00	1902,40
st [mm/záv]	stoupání	11	0,504626504
D [mm]	průměr	165,00	110,00
o [mm]	délka závitu	518,36	345,58
l [mm]	délka vodiče	18142,70	657421,24
h [mm]	délka cívky	385,00	960,00
R _{DC} [Ω]	ohmický odpor	0,051101932	55,55209511
δ	součinitel zvětšení R	1,53168582	
R _{AC} [Ω]	odpor AC	0,078272104	
L [μH]	indukčnost	87	31600,00
C [pF]	kapacita	32	13,35

2.3.2 Realizace Teslova transformátoru

Výše popsaný Teslův transformátor byl realizován a úspěšně odzkoušen.

Nejprve byly z desky PMMA vyřezány a dobroušeny jednotlivé části TC dle Přílohy 7 Teslův transformátor. Tyto části byly smontovány a slepeny pomocí výše popsaného spojovacího materiálu. Na hladkou trubku s průměrem 170 mm byly předvinut drát pro primární vinutí s rezervou 10 závitů (uvážení stoupání a kónusu). Takto připravený drát byl sesunut z hladké trubky a „našroubován“ na sloupky primárního vinutí. Konce byly přivedeny na svorkovnici, horní konec byl pro zvýšení pevnosti navíc prostrčen podpěrou pod horní výztuží sloupků. Poté byla upnuta trubka sekundárního vinutí do soustruhu (který byl přizpůsoben požadavkům dané problematiky) a cívka s lakovaným drátem byla zavěšena na valivá ložiska. Poté byly ručně navíjeny těsné závity sekundárního vinutí při velmi malých otáčkách soustruhu. Konce vinutí byly připevněny k trubce, horní konec byl připojen na hrot jiskřiště a dolní přes zpětnovazební toroidní transformátor na svorku PE a stíněním antény. Takto navinuté sekundární vinutí bylo pečlivě přelakováno ochranným elektroizolačním lakem a upevněno do podstavy TC. Pomocí silikonu upevněny a vymezeny všechny vodiče primárního vinutí ve sloupcích. Pomocí silikonu byla také vyplněna malá mezera mezi podstavou a trubkou primárního vinutí. Na závěr byla vsunuta a přilepena izolační trubka z PMMA mezi primární a sekundární vinutí.

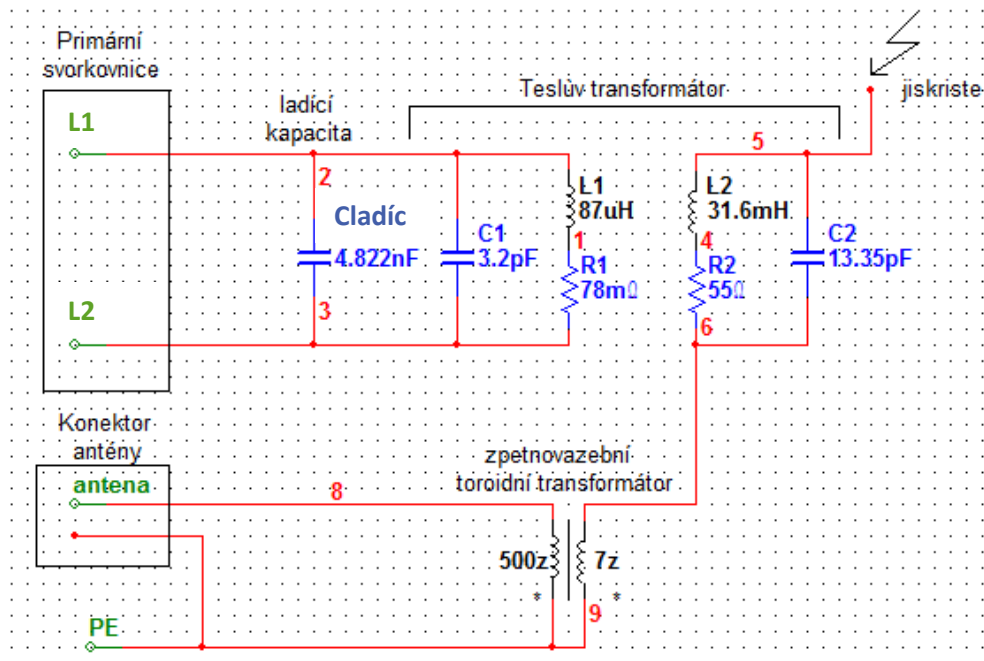
Pro zlepšení odvodu tepla ze sekundárního vinutí je spodní i horní část trubky sekundárního vinutí opatřena chladícími kanálky, čímž se zajistí nenucené proudění vzduchu.

Zmíněný zpětnovazební toroidní transformátor je realizován z feritového jádra o průměru 35.6/22.9mm a výšce 12.7mm. 1. vinutí, kterým prochází proud sekundárního vinutí, tvoří 7 mírně rozprostřených závitů na čtvrtině toroidu. 2. vinutí tvoří těsně navinutých 500 závitů. Začátky obou vinutí jsou připojeny na svorku PE,

konec 1. vinutí je připojen na začátek sekundárního vinutí TC a konec 2. vinutí je připojen na koaxiální konektor v podstavě TC (antena). Celý zpětnovazební transformátor je připevněn k podstavě TC.

Elektrické schéma celého TC je na obrázku Obr. 2.15. Elektrické schéma TC.

Hotový TC je zobrazen na fotografiích a nákresech v Příloze 7 Teslův transformátor.



Obr. 2.15. Elektrické schéma TC

2.4 Montáž zařízení do konstrukční krabičky

Deska plošných spojů řídicího obvodu a výkonového měniče byly navrhovány tak, aby byly snadno instalovatelné do celokovové konstrukční krabičky. Jednotlivé konektory, svorky a spínače, které byly použity a jsou uvedeny v Příloze 6 Konstrukční krabička, jsou v provedení pro montáž do panelu. Na zadní straně je umístěn konektor pro střídavé i stejnosměrné napájení, dále konektor pro anténu a svorky pro připojení Teslova transformátoru s pojistkou. Na přední straně je umístěn konektor JACK 3,5 mm mono pro přivedení audiosignálu, konektor CINH pro přivedení signálu obdélníkové modulace, páčkový přepínač phase tune. Dále hlavní vypínač, vypínač Řídicího obvodu s LED kontrolkou a vypínač Výkonového měniče.

Vodiče pro propojení těchto prvků s deskou plošných spojů Řídicího obvodu jsou slané stíněné kabely průřezu $0,25 \text{ mm}^2$. Vodiče pro propojení desky plošných spojů Výkonového měniče s těmito prvky jsou jednožilové slané vodiče, které jsou pro páč navzájem zkroucené, průřezu $1,5 \text{ mm}^2$. Pro propojení desky plošných spojů Výkonového měniče a Řídicího obvodu byly použity kroucené slané kabely průřezu $0,25 \text{ mm}^2$.

Desky plošných spojů a chladiče jsou v konstrukční krabičce umístěny s ohledem na přehlednost, úsporu místa a dobrý odvod tepla. Chlazení je předimenzované s ohledem na předpokládané zvyšování výkonu. Pro připevnění všech těchto prvků bylo použito distančních sloupků M3 potřebných délek, dále šroubků M3 s čokovou hlavičkou délky 10 a 150 mm, maticek M3 a přitlačných plíšků pro tranzistory.

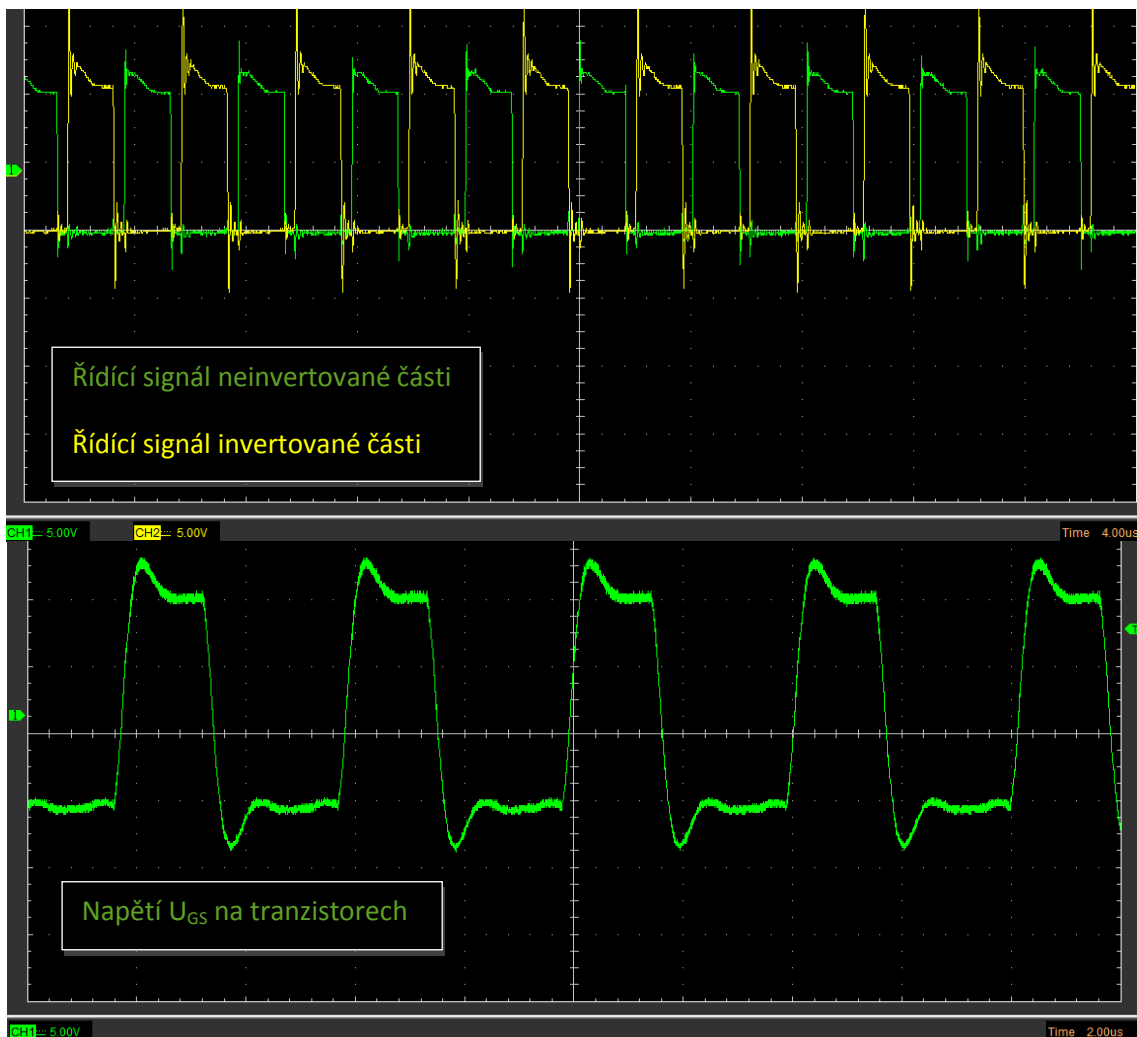
Všechny tranzistory, zpětné diody a stabilizátory jsou od chladičů odděleny izolačními podložkami a průchodkami.

Blokové schéma zapojení, návrh uspořádání konstrukční krabičky a fyzické provedení je uvedeno v příloze 6 Konstrukční krabička. Seznam materiálu pro montáž zařízení do konstrukční krabičky je uveden v příloze 6 Konstrukční krabička.

3 Experimentální ověření funkce

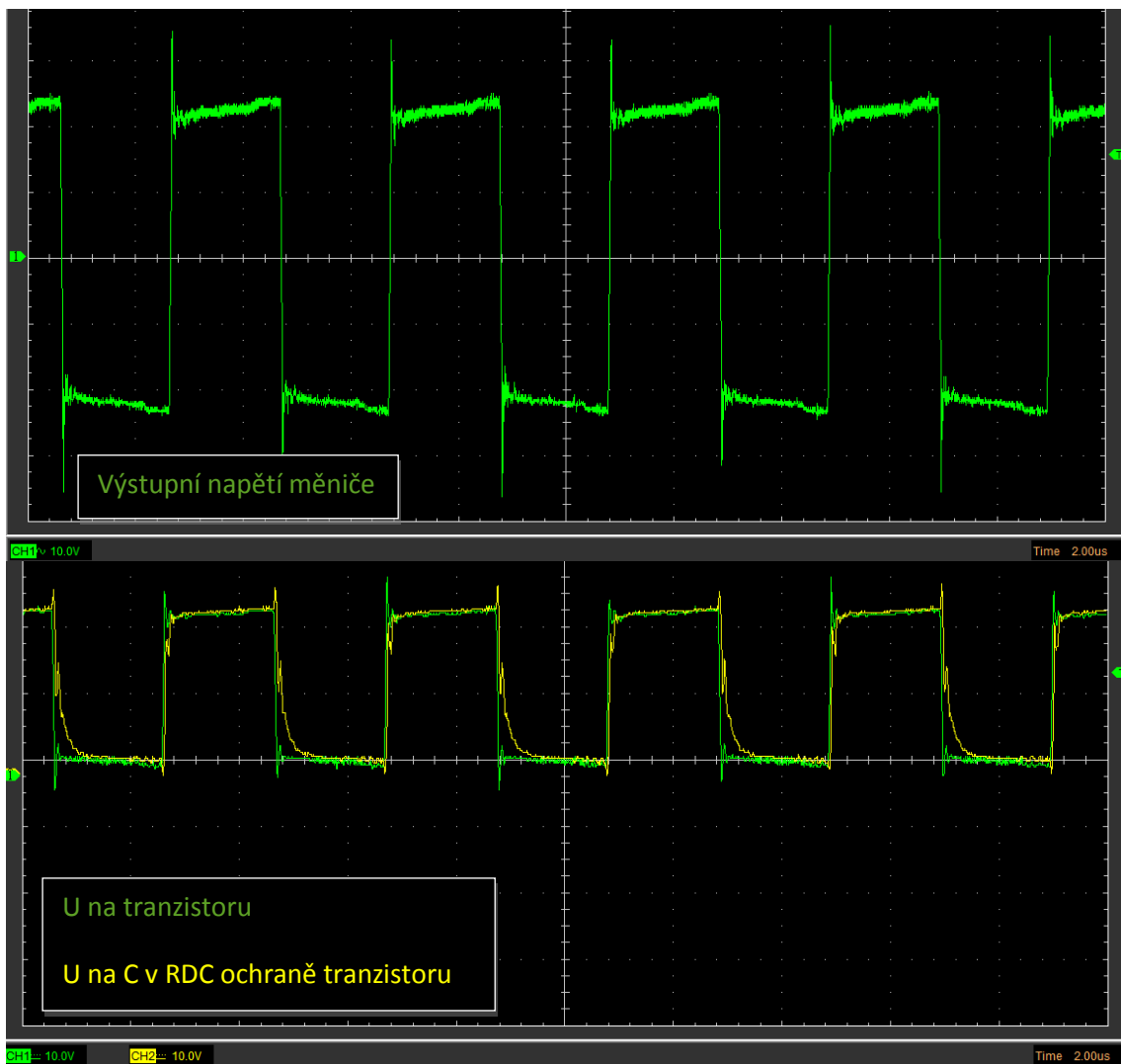
Výše popsané zařízení bylo fyzicky sestaveno a bez větších komplikací zprovozněno na jmenovitý výkon.

Nejprve byl za pomoci stabilizovaného zdroje a osciloskopu odzkoušen Řídící obvod, který pracoval po drobných úpravách zcela bezchybně. Všechny zmiňované úpravy jsou v práci obsaženy. Následně byl Řídící obvod odzkoušen při přímém napájení ze sítě a to úspěšně. Řídící signály Řídícího obvodu a napětí U_{GS} tranzistorů jsou vyobrazeny na obrázku Obr. 3.1 Řídící signály



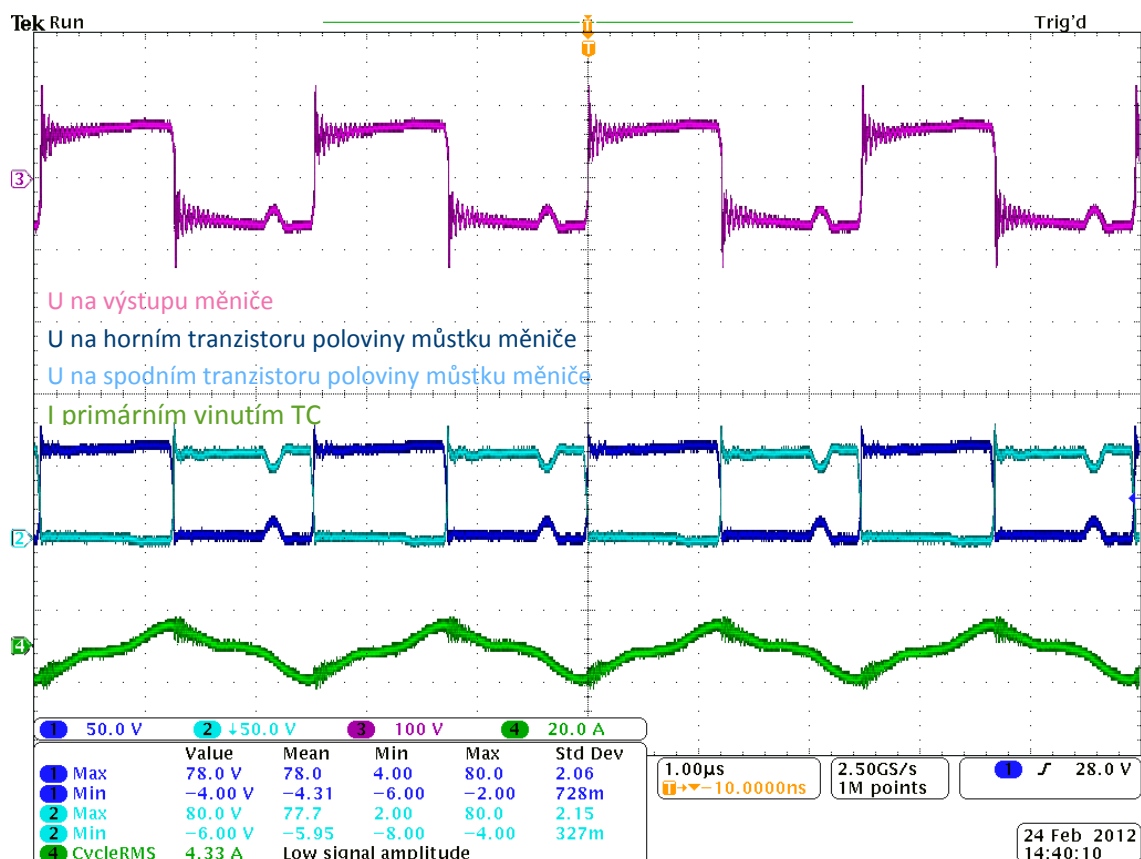
Obr. 3.1 Řídící signály

Pomocí dvou sériově řazených laboratorních zdrojů byl odzkoušen Výkonový obvod. Nejprve v klidovém stavu, pro zjištění izolačních vlastností a odběru naprázdno. Napětí bylo zvyšováno od 0 do 30 V stejnosměrných (dále jen V_{DC}). Tato zkouška proběhla na první pokus úspěšně. Dále proběhla zkouška izolačních pevností mezi výkonovými součástkami měniče a chladiči. Výkonový obvod byl následně spojen s Řídicím obvodem a bylo zkoušeno správné spínání a přechodové děje Výkonového měniče bez připojené zátěže při 23 V_{DC} . Tyto průběhy jsou na Obr. 3.2 Výkonový měnič naprázdno. Poté byl na výkonový měnič připojen odpor. Při napájení od 0 do 23 V_{DC} a do krátka při zkratovém proudu od 0 do 5 A_{DC} . Bylo zkoumáno spínání a přechodové děje Výkonového měniče. Zjištěné průběhy byly podobné, jako na Obr. 3.2 Výkonový měnič naprázdno. Tato zkouška tedy neodhalila žádné chyby.



Obr. 3.2 Výkonový měnič naprázdno.

Výkonový měnič byl poté připojen přímo na primární vinutí neladěného Teslova transformátoru a napětí bylo stabilizovanými zdroji zvyšováno na 60 V stejnosměrných. Při této zkoušce již byla sledována korona. Cílem zkoušky bylo ověřit omezování napěťových překmitů při spínání IGBT tranzistorů Výkonového měniče a správné spínání. Při této zkoušce bylo potvrzeno teplotní namáhání RDC kombinace řazené paralelně k tranzistorům. Jejich hodnoty byly experimentálně upraveny na kompromis mezi oteplením, velikostí napěťových překmitů a proudových špiček při vybíjení C. Při této zkoušce byla navíc zjištěna relativně dlouhá doba vedení zpětných diod, která je dána nastavenými dlouhými mrtvými časy a fázovým posunem výstupního napětí a proudu měniče. Tato skutečnost vedla ke zkoušce funkce phase tune (ladění fáze) Řídicího obvodu. Správná funkce byla úspěšně odzkoušena. Experimentálním nastavením trimru phase tune se podařilo zmenšit fázový posuv a tedy i dobu vedení zpětných diod. Také se nad očekávání zlepšila stabilita rezonance Teslova transformátoru, což vedlo k oddálení antény od jiskřiště na 1 – 1,5 m. Průběhy z této zkoušky při 60 V_{DC} jsou na Obr. 3.3 Výkonový měnič při nenaladěném TC.

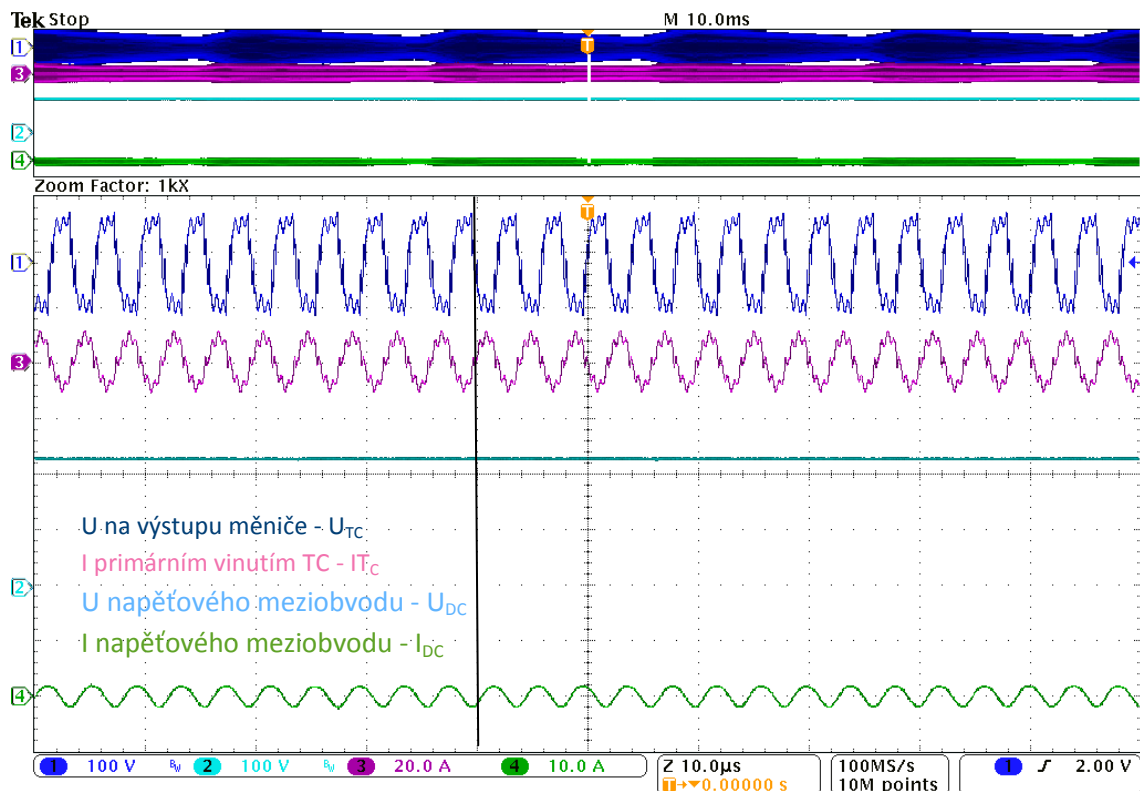


Obr. 3.3 Výkonový měnič při nenaladěném TC

Poznámka: Poklesy napětí na průbězích napětí jsou způsobeny komutací proudu na zpětné diody při průchodu proudu nulou. Z obrázku je tedy patrná doba vedení zpětných diod.

Poté byla klasická anténa přepojena na Zpětnovazební toroidní transformátor a k ladění docházelo induktivní vazbou na sekundární vinutí TC (předtím vazbou od elektrického pole TC). Tímto přepojením antény se docílilo kvalitnějšího ladění s minimálními činiteli rozladění. Přesná rezonance sekundárního vinutí vedla k nárůstu proudu v neladěném primárním vinutí. Proto byla k primárnímu vinutí TC připojena ladící kapacita. K výkonovému měniči byl tedy připojen zcela laděný Teslův transformátor.

Poté byl Výkonový měnič připojen na usměrněné napětí autotransformátoru. Byla testována funkčnost od 0 do 300 V_{DC} napájecího stejnosměrného napětí. Při napětích od 40V docházelo ke skokové změně, kdy se TC naladí do téměř přesné paralelní rezonance (primární i sekundární vinutí). Proud primárním vinutím přejde do fáze s napětím a při zvyšování napětí stejnosměrného meziobvodu (U_{DC}) se prakticky nezvyšuje. Funkce Phase Tune tedy pozbyla významu. Proud stejnosměrným meziobvodem poklesne a při zvyšování U_{DC} se také téměř nemění. Průběhy z osciloskopu při těchto hodnotách jsou na Obrázku Obr. 3.4 .



Obr. 3.4 Výkonový měnič při laděném TC

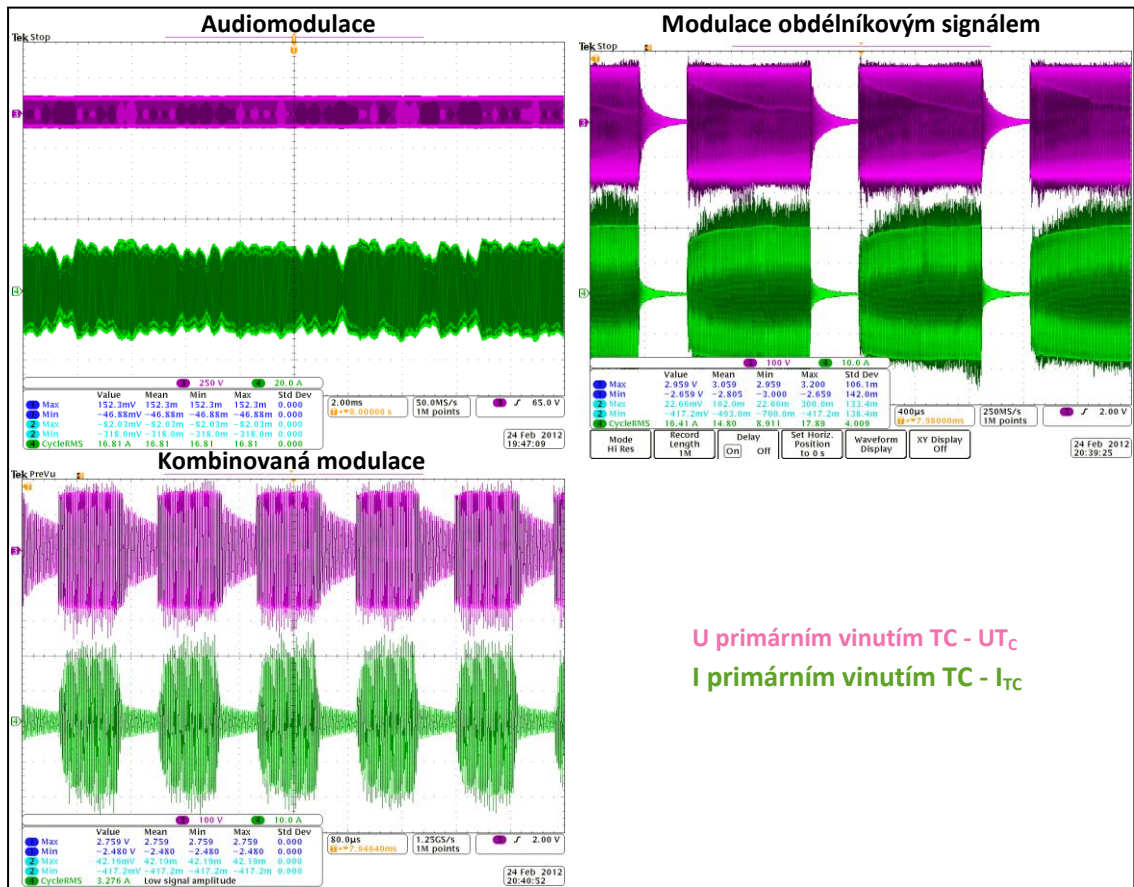
Poznámka: Při pohledu na delší dobu průběhů (horní část obrázku) je patrné zvlnění. To je dáno napájením zařízení z jednofázové sítě 230V/50Hz. Kdy při poklesu napětí k nule dochází ke snižování dodávané energie. Zároveň je toto zvlnění příčinou zkreslení audiomodulace. Omezení zvlnění by bylo možné použitím napájení z třífázové střídavé sítě 3*230V/50Hz.

Průběh IDC vykazuje střídavý charakter. To je z části dáno průchodem odražené vlny proudu ze svorek TC a z části silným souhlasným rušením měřící sondy. Reálný proud je tedy jen zvlněný stejnosměrný a o nižší amplitudě.

Průběh ITC je ve skutečnosti také o nižší amplitudě. Nepřesnost je opět způsobena souhlasným rušením proudové sondy.

Další zkoušky probíhaly při napájení od 100 do 300 V U_{DC} , kdy byly úspěšně odzkoušeny možnosti audiomodulace, modulace obdélníkovým signálem a jejich kombinace (Obr. 3.5 Průběhy z osciloskopu při modulacích). Audio modulace byla při paralelní rezonanci TC velmi zkreslená. Toto zkreslení je dáno nedokonalým vyhlazením

napájecího napětí (korona je omezena 100* za vteřinu) a skutečností, že při zcela laděném TC znemožňují jeho vnitřní poměry rozladění TC v potřebné míře pro kvalitní audiomodulaci.



Obr. 3. 5 Průběhy z osciloskopu při modulacích

Poslední prováděnou zkouškou byla zkouška zařízení při připojení TC bez ladící kapacity sekundárního vinutí. Zde nedocházelo k paralelní rezonanci sekundárního vinutí a funkce phase tune nebyla schopna zcela odstranit fázový posuv U a I primárního vinutí. Proud primárním vinutím dosahoval hraničních možností tranzistorů při 150 V_{DC}. Při překročení tohoto napětí došlo vždy ke zničení jednoho ze čtyř tranzistorů Výkonového měniče.

3.1 Jevy při zcela naladěném TC

Před naladěním TC do přesné paralelní rezonance primárního i sekundárního vinutí prochází DC meziobvodem i primárním vinutím TC proud. Velikosti těchto proudů jsou různé a primární vinutí má relativně malou impedanci. Po naladěním TC do přesné paralelní rezonance prudce stoupne impedance primárního vinutí. Proud, který prochází primárním vinutím je dán činným výkonem, který je vyzářen do okolí nebo přeměněn na oteplení zařízení. Při paralelní rezonanci je, v ideálním případě, impedance vztažená na svorky primárního vinutí nekonečná. V našem případě tedy maximální možná a můžeme uvažovat otevřený konec vedení. Na tento předpoklad aplikujeme teorii odrazů na vedení.

Za daných předpokladů můžeme tvrdit, že charakteristická impedance vedení je v ideálním případě nulová, tedy $Z_{ch} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} = 0 \Omega \Leftrightarrow$ uvažujeme-li ideální bezztrátové vedení. V našem případě toto ideální vedení představuje Výkonový měnič a DC meziobvod. Dále můžeme tvrdit, že skutečná charakteristická impedance vedení (Z_v) je mnohonásobně menší než impedance paralelního rezonančního obvodu na vlastní rezonanční frekvenci (Z_1) a můžeme tedy psát, že pro činitel odrazu napětí platí

$$\rho_e = \frac{Z_1 - Z_v}{Z_1 + Z_v} = \frac{Z_1}{Z_1} = 1 \text{ a pro činitel odrazu proudu pak platí } \rho_m = \frac{Z_v - Z_1}{Z_v + Z_1} = \frac{-Z_1}{Z_1} = -1. \quad [19]$$

$$\text{Pro činitele prostupu na rozhraní } Z_v \text{ a } Z_1 \text{ platí: } \tau_e = \frac{2 \cdot Z_1}{Z_v + Z_1} \text{ a } \tau_m = \frac{2 \cdot Z_v}{Z_1 + Z_v} \quad [20]$$

Pro uvedené činitel odrazu z teorie odrazů na vedení vyplývá, že intenzita elektrického pole se odráží ve fázi a Magnetická intenzita v proti fázi. Elektrická intenzita by měla mít na rozhraní kmitnu a magnetická uzel. To lze jiným způsobem reprezentovat tak, že na rozhraní Z_1 a Z_v se napětí odráží ve fázi a proud v proti fázi. Při dosazení hodnot impedancí z tab. 2.III do rovnic 19 a 20 dostaneme, že: $\rho_e = 0,999$; $\rho_m \approx -1$; $\tau_e = 1,999$; $\tau_m = 3,049 \cdot 10^{-5}$.

$$\text{Dále platí, že napětí a proud za rozhraním } Z_1 \text{ a } Z_v \text{ budou: } U_1 = \tau_e \cdot U_v \text{ a } I_1 = \tau_m \cdot I_v \quad [21]$$

A že odražené vlny napětí a proudu budou: $U_{vr} = \rho_e \cdot U_v$ a $I_{vr} = \rho_m \cdot I_v$ [22]

Pokud uvažíme napětí stejnosměrného napěťového obvodu 300 V a z obrázku Obr. 3.4 odečteme jemu příslušný proud $I_{TC(max)} = 10$ A a dosadíme, dostaneme, že: $U_{1(max)} = 650$ V; $I_{1(max)} = 305$ mA; $U_{vr(max)} = 299,997$ V a $I_{vr(max)} \approx -10$ A .

Průběh U_{TC} a I_{TC} na obrázku Obr. 3.4 Výkonový měnič při laděném TC těmto uvedeným předpokladům odpovídají.

Závěr

Předmětem řešení této bakalářské práce bylo navrhnout a realizovat polovodičově buzený Teslův transformátor. Návrh i realizace byl úspěšný ve všech bodech zadání.

Při realizaci polovodičového budiče, tedy Výkonového měniče popisovaného v této práci, bylo dosaženo správné funkce při prvním zapojení. Upravením hodnot součástek pro omezení napěťových překmitů při spínání IGBT tranzistorů bylo dosaženo kompromisu mezi oteplením a velikostí těchto překmitů. Připojením zcela laděného Teslova transformátoru bylo minimalizováno celkové oteplení měniče, průchodem proudu a napětí ve fázi. Dosahované parametry jsou popsány v bodu 3 této práce.

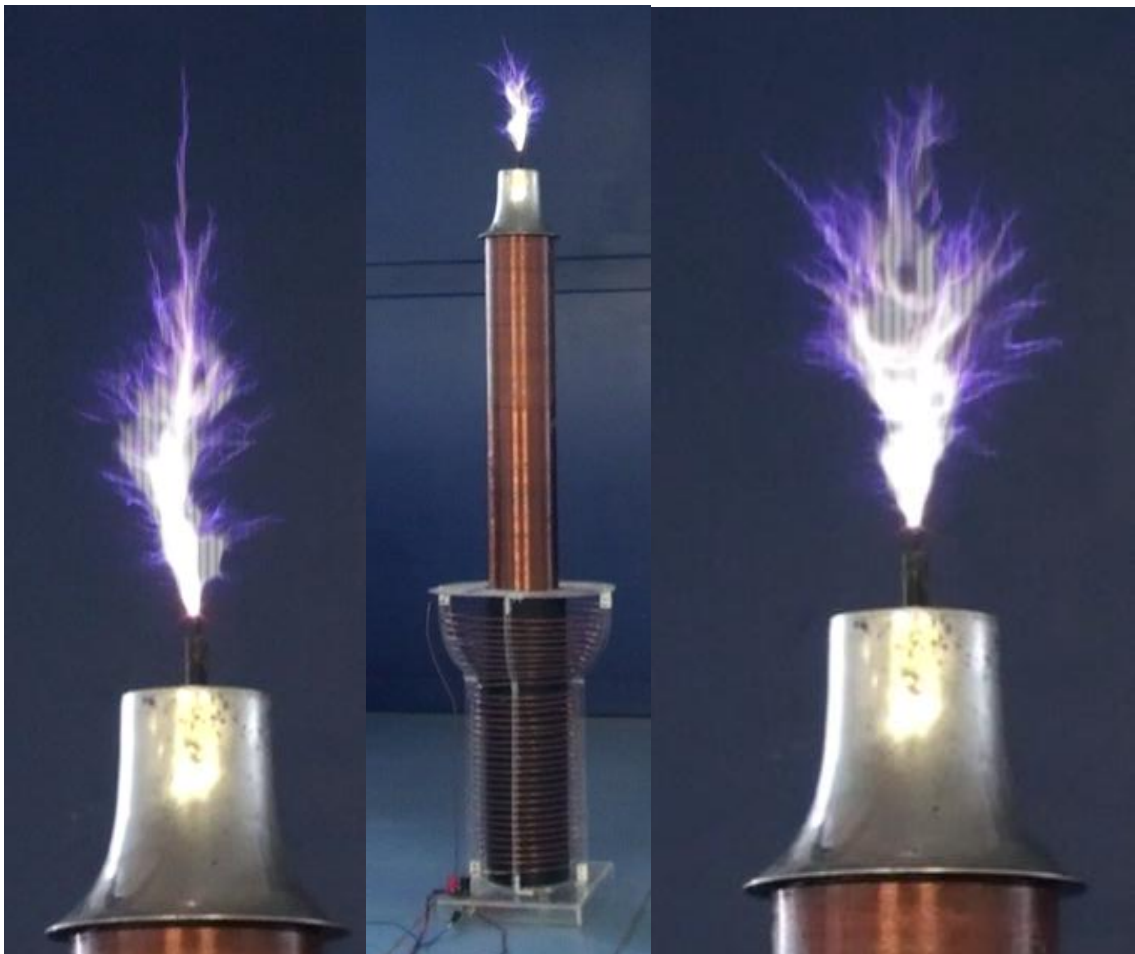
Realizace Teslova transformátoru, popsaného v bodu 2.3 této práce, byla rovněž úspěšná. Při maximální hodnotě napájecího napětí Výkonového měniče ($300 V_{DC}$) je dosahováno 20cm výbojů (Obr. 1 Výboje) a rozsáhlého elektrického pole v okolí Teslova transformátoru.

Při realizaci Řídícího obvodu, který je popisován v této práci, byly splněny a úspěšně odzkoušeny všechny požadavky a funkce. Audiomodulace i Obdélníková modulace jsou velmi hlasité. Spínací impulzy jsou nezkreslené, mrtvé časy mají v čase stálou velikost a fázový závěs udržuje TC v rezonanci. Korona TC je stabilní a lze ji udržovat dlouhodobě.

Celé zařízení bylo namontováno do konstrukční krabičky a experimentálně odzkoušeno. Všechny zkoušky byly úspěšné a jsou popsány v bodu 3 této práce.

Popisované zařízení tedy pracuje při stanovené maximální hodnotě napájecího napětí Výkonového měniče na 300 V_{DC} zcela bezchybně.

Ke zlepšení vlastností se nabízejí tři možnosti. Zprvė vylepšení parametrů a regulace napětí napěťového meziobvodu Výkonového měniče navržením řízeného usměrňovače. Zadruhé zvýšení výkonu zvýšením napětí stejnosměrného meziobvodu, tedy napájením z tří fázové sítě. Zatřetí zmírnit projev napájení ze střídavé sítě upravením vyhlazovacích kondenzátorů stejnosměrného meziobvodu. Začtvrté umožnit volbu mezi chodem v plné rezonanci a chodem s neladěným primárním vinutím TC pro čistší reprodukci audiosignálu.



Obr. 1 Výboje

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] Prof. Ing. Vondrášek František, Csc. Výkonová elektronika: svazek I, II, III. Plzeň: Západočeská univerzita, 1994.
- [2] ŘEHÁK, Martin. Teslův transformátor [online]. [cit. 2012-05-21]. Dostupné z: <http://rayer.g6.cz/teslatr/teslatr.htm>
- [3] Fairchild. Datasheet IGBT tranzistoru HGTG30N60A4D [online]. [cit. 2012-05-21]. Dostupné z: <http://www.ges.cz/sheets/h/hgtg30n60a4d.pdf>
- [4] Philips. Datasheet obvodu 74HC/HCT4046A [online]. [cit. 2012-05-21]. dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/7607.pdf>
- [5] Texas Instruments. Datasheet integrovaného obvodu UCC27322 [online]. [cit. 2012-05-21]. dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1535757.pdf>
- [6] MAŠLAN, S. Teslův transformátor [online]. [cit. 2012-05-21]. Dostupné z: <http://elektronika.kvalitne.cz/VN/tesla/tesla.html#sstcfb>
- [7] SPŠE Plzeň. [online]. [cit. 2012-05-21]. Dostupné z: <http://moryst.sweb.cz>.
- [8] Smilnič M., Weisner K. Nikola Tesla - Muž, který život zasvětil vědě [online]. [cit. 2012-05-21]. Dostupné z: <http://www.velikani.cz/index2.php?kat=ostve&zdroj=teslan>

Přílohy

Podrobnější a kvalitnější podoba příloh je dostupná v elektronické podobě této bakalářské práce.

Pro velké rozměry schémat je jejich čitelnost omezena rozměry stránky. Kvalitní schémata jsou uvedena v elektronické podobě této práce.

Seznam příloh

Příloha 1 Řídící obvod (Schéma zapojení, Seznam součástek).....	55
Příloha 2 Řídící obvod – DPS (Cooper botton, osazovací schémata).....	57
Příloha 3 Výkonový měnič (Schéma zapojení, Seznam součástek).....	58
Příloha 4 IGBT tranzistory.....	60
Příloha 5 Výkonový měnič – DPS (Cooper botton, top, osazovací schémata).....	61
Příloha 6 Konstrukční krabička (Blokové schéma, Uspořádání, Seznam součástek).....	63
Příloha 7 Teslův transformátor (Náčrt navrženého TC, fotky).....	65

Příloha 1 Řídící obvod

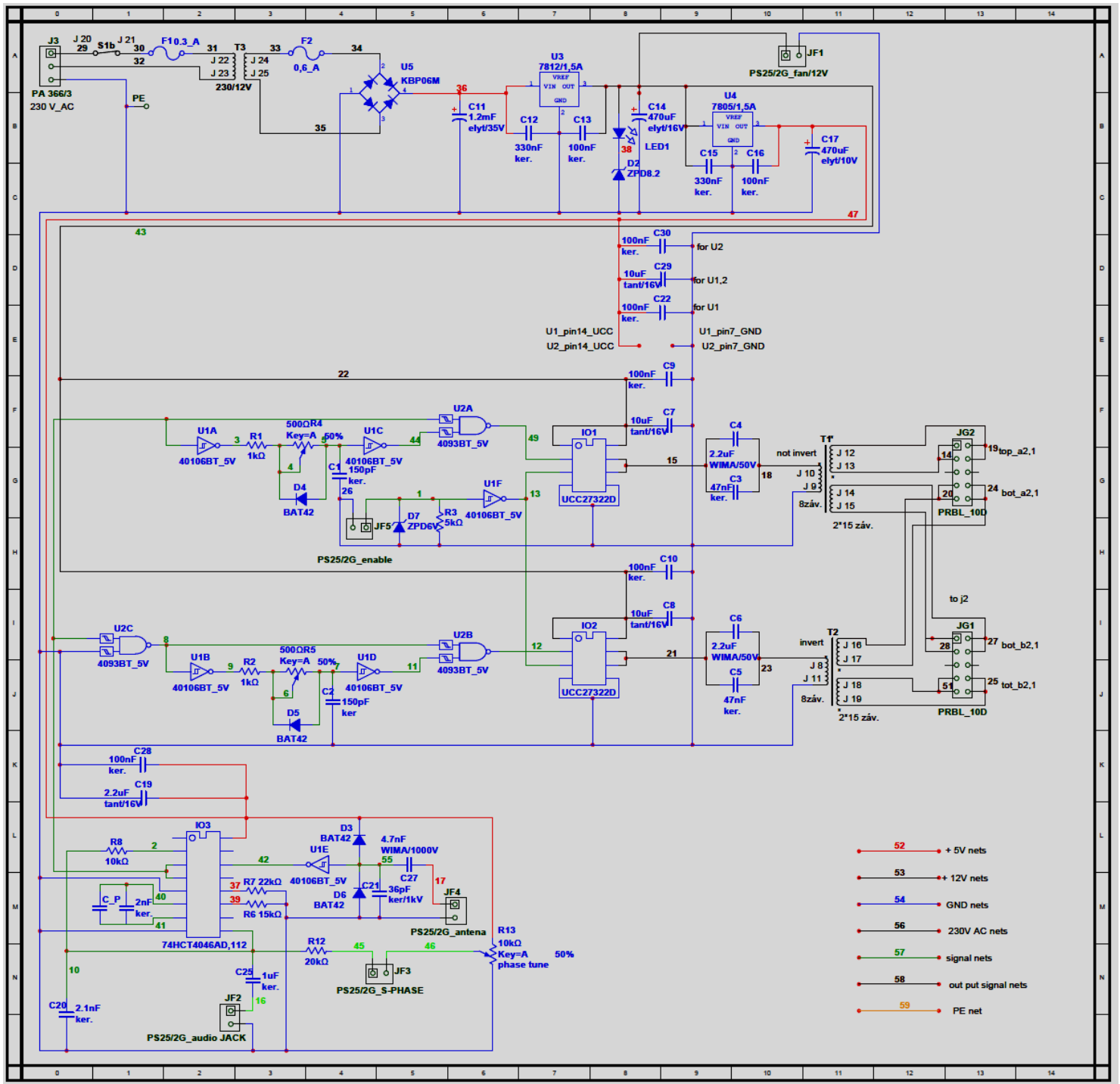
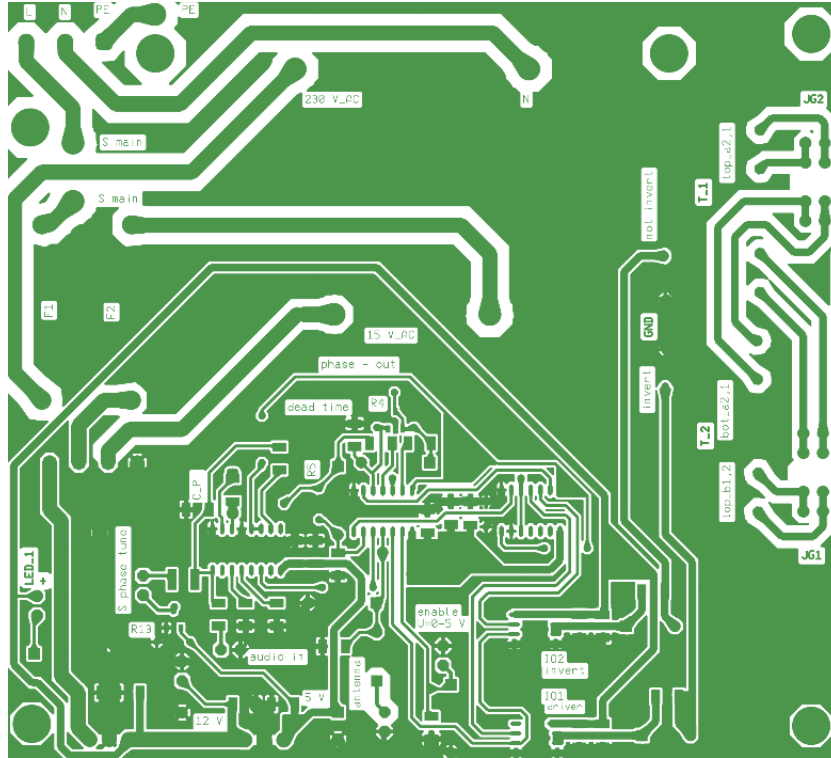


Schéma zapojení

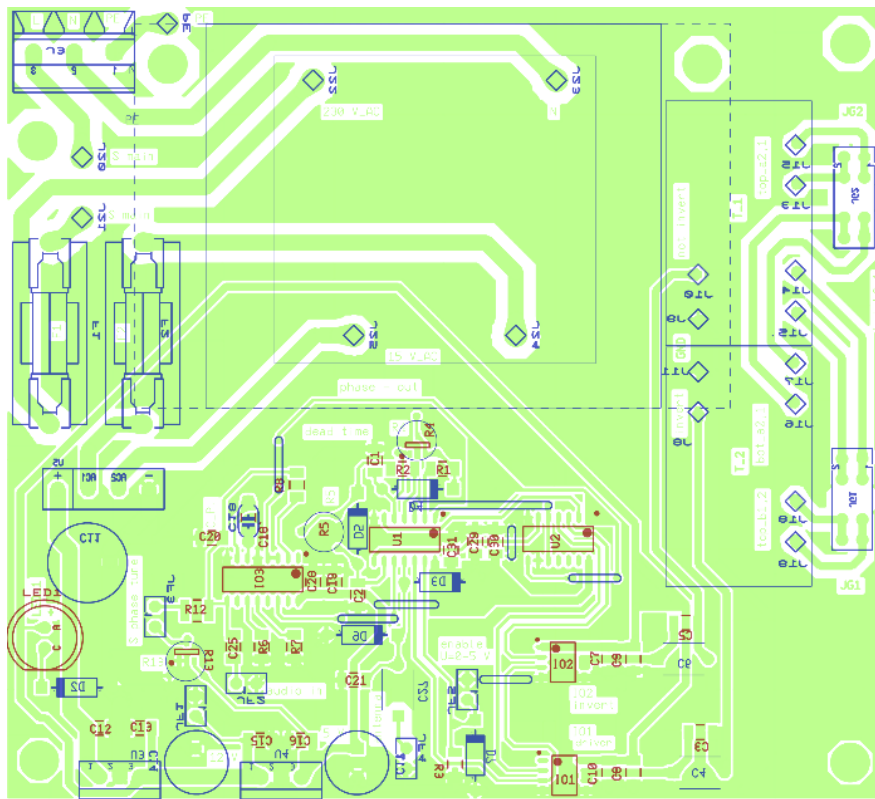
název	označení	druh	obj. číslo	pouzdro
svorkovnice	J3	PA 366/3	ges	RM 5mm
přepínač	S1 a,b	dvoupólový	ges	230V/0,5A (panel)
pojistka	F1	T/ 0,2 A 5x20 35A	ges	
držák pojistky do PCB	F1	PTF 15	ges	RM20mm
kryt držáku pojistky	F1	BS 140	ges	
pojistka	F1	F/ 2,0 A 5x20 35A	ges	
držák pojistky do PCB	F1	PTF 15	ges	RM20mm
kryt držáku pojistky	F1	BS 140	ges	
transformátor	T3	GES07506982	ges	viz datasheet
usměrňovací můst.	D1	KBP006	ges	dc,W,W,dc
stabilizátor U=12V	Q1	L7812CP	9756442	to-220 + izolační podložka, průchodka
stabilizátor U=5V	Q2	L7805CV	9756078	to-220 + izolační podložka, průchodka
kondenzátor, 330 nF	C12,15	C1206C332K5RACTU	1414730RL	case 1205
kondenzátor, 100 nF	C13,16,9,10,26,28,30	C1206C104J5RACTU	1650885	case 1205
kondenzátor, 150pF	C1,2	C1206C151J5GACTU	1800829RL	case 1205
kondenzátor, 47nF	C3,5,24	C1206C473K5RACTU	1414740RL	case 1205
kondenzátor, 4,7nF	C27	C1206Y472K5RACTU	1520306RL	case 1205
kondenzátor, 2nF	C_P	MCCA000460	1759340RL	case 1205
kondenzátor, 2,1nF	C20	MCCA000461	1759341RL	case 1205 (paralelně tht otvory)
kondenzátor, 1uF	C25	12063C105KAT2A.	1462436	case 1205
kondenzátor, 36pF	C21	C1206C330J5GAC TU	1168139	case 1205
elektrolit, 1,2mF/35V	C11	35ZLH1200MEFC12.5X25	8126674	tht
elektrolit, 470uF/16V	C14,17	16ZL470MEFC10X12.5	1144690	tht
tantal, 10uF	C7,8,19,29	T491A106M016AT	1650980	case A
svítek, 2,2uF	C6,4	MKS2C041001F00KSSD	1890138	capr 750
zener diode zpd=6V	D7	1N5233B	1861457	DO 35
zener diode zpd=10V	D2	BZX79-C10	9844465	DO 35
led diode	LED1	L-493GT	1142555	d=5mm
schottky	D5,4,3,6	BAT42	1621827	DO 35
resistor R=1K	R1,2	CRCW12061K00JNEA	1653077	case 1206
resistor R=5K	R3	PNM1206E5001BST5	1857232	case 1206
resistor R=10K	R8	ERA8AEB103V	1717751	case 1206
resistor R=22K	R7	ERA8AEB223V	1717754RL	case 1206
resistor R=15K	R6	CRCW120615K0FKEA	1653067	case 1206
trimmer R=500R	R4,5	3386H-1-501LF	GES	ležatý miniaturní
trimmer R=10K	R13	3386H-1-103LF	GES	ležatý miniaturní
invert schmitt trigger	U1	HEF40106BT	1201301	case soic14
NAND Schmitt	U2	HEF4093BT	1201296	case soic14
MOSFET DRIVER	IO1,IO2	UCC27322D	8462623	case soic8
phase lock lop	IO3	74HCT4046AD	1085322	case soic16
konektor	JF1-JF5	PS 25/2G	ges	RM2 + protikus
konektor	JG1,2	PRBL_10D	ges	10 pins
toroidní jádra	T1,2	d 20 mm	GES05500014	
farnell				
ges				

seznam součástek

Příloha 2 Řídicí obvod – DPS



Cooper botton, rozměr 110*100 mm



Osazovací schéma

Příloha 3 Výkonový měnič

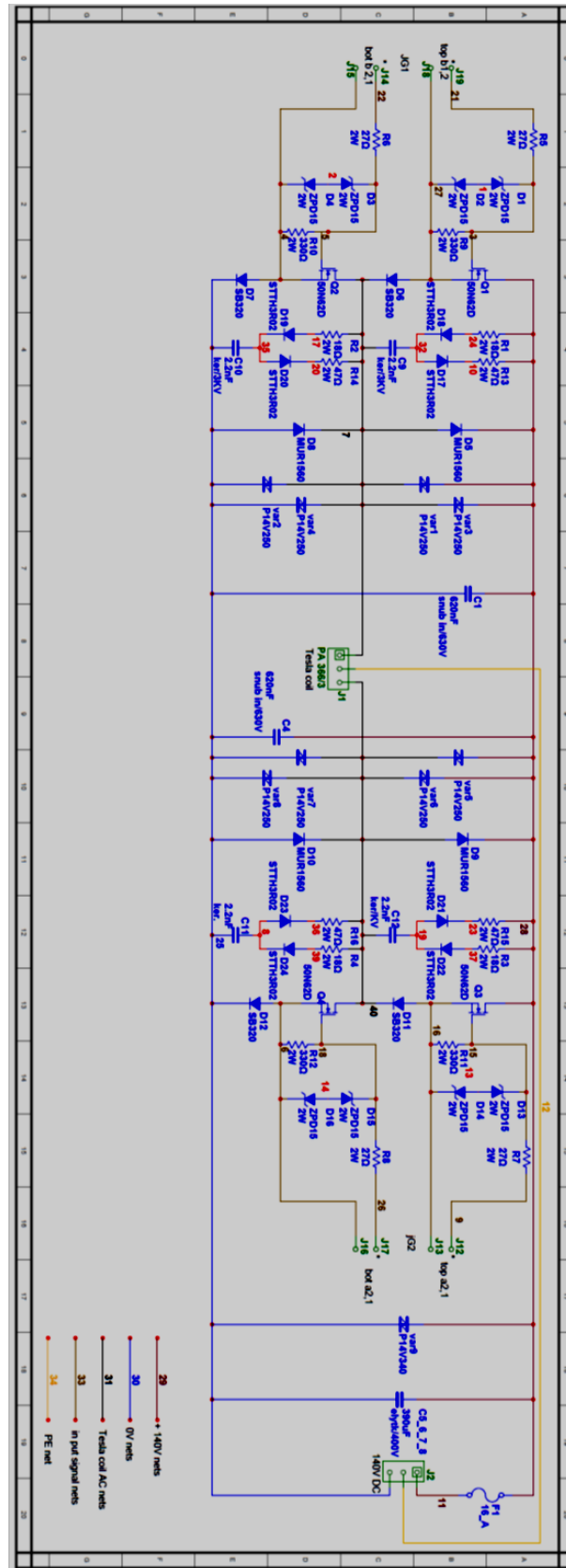


Schéma zapojení

název	označení	typ	obj. číslo	pouzdro
zener ZPD=15V/3W	D1,2,3,4,13,14,15,16	1SMB5929BT3G	1459014	7812
fast diode	D6,7,11,12	DPG60I400HA	1572548	TO247
fast diode	D5,8,9,10	MUR1560	1857533	TO220A
fast diode	D17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24	STTH3R02	1295267	RM15mm
varistor clap.250V	var1,2,3,4,5,6,7,8	ERZV07D151	1845417	tht čočka
varistor clap.340V	var9	ERZV07D201	1845418	tht čočka
kondenzátor 2,2nF	C9,10,11,12	562R5GAD22	1838757	tht čočka
snubber 630 nF	C1,4	snub in		RM17mm
elektrolit 390uF/400V	C5,6,7,8	EETEE2G391LJ	1828674	d30, RM8,5mm
IGBT tranzistor	Q1,2,3,4	FGH50N6S2D	1095034	TO247
rezistor 18R/2W	R1, 2, 3, 4	ROX2SJ18R	1738614	RM15mm
rezistor 27R/2W	R5, 6, 7, 8	ROX2SJ27R	1738617	RM15mm
rezistor 47R/2W	R13, 14, 15, 16	ROX2SJ47R	1738620	RM15mm
rezistor 330R/2W	R9, 10, 11, 12	ROX2SJ330R	1738632	RM15mm
svorkovnice	J20,3	PA366/3	ges	RM 7mm
pojistka	F1	T/ 10 A 5x20 35A	ges	
držák pojistky do PCB	F1	PTF 15	ges	RM20mm
kryt držáku pojistky	F1	BS 140	ges	

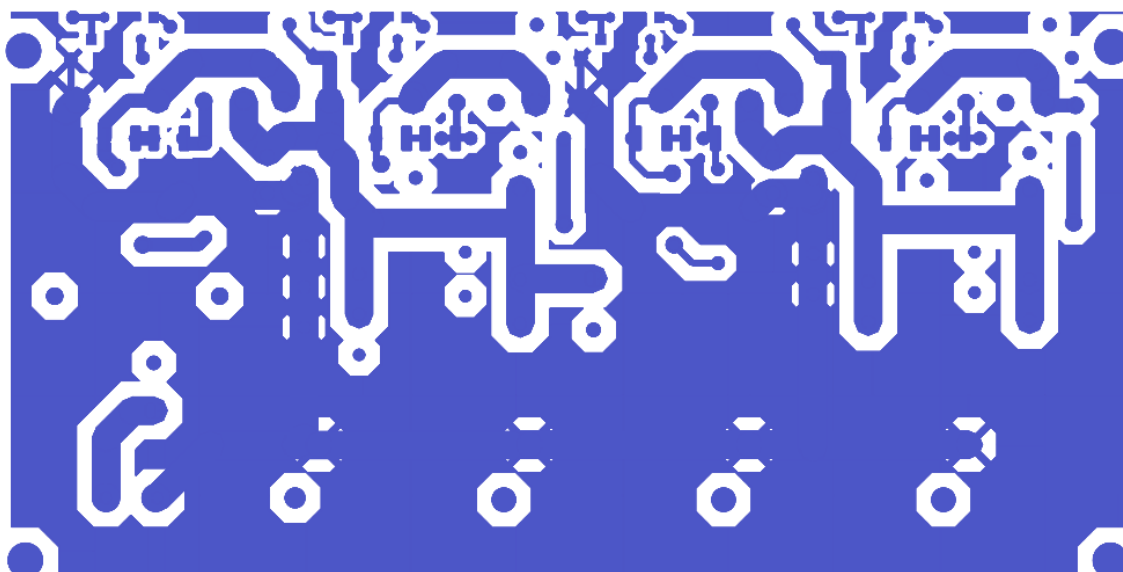
Seznam součástek

Příloha 4 IGBT tranzistory

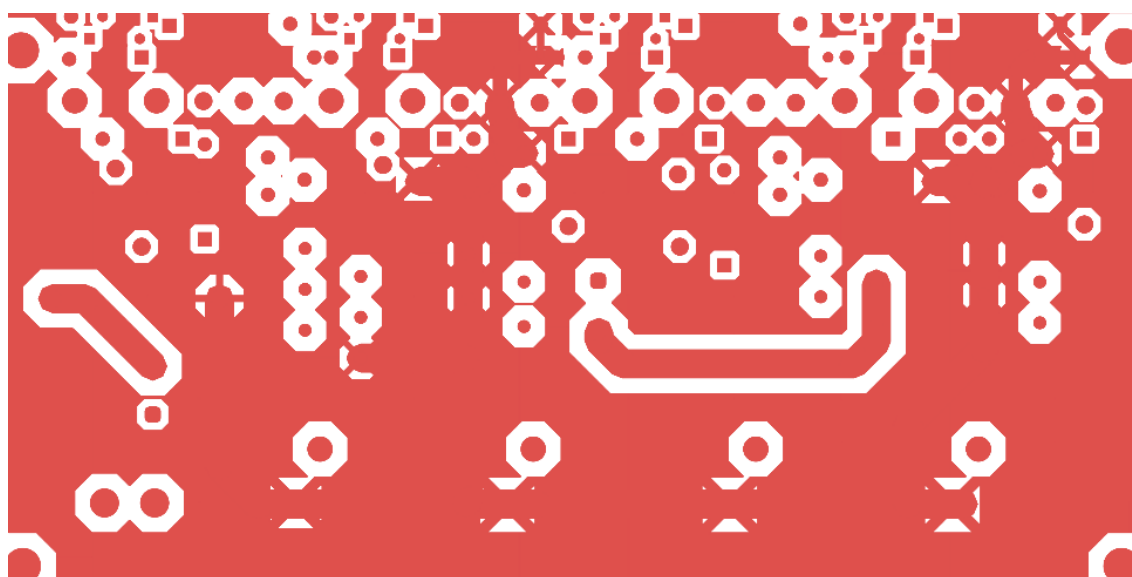
Package Marking and Ordering Information						
Device Marking	Device	Package	Tape Width	Quantity		
50N6S2D	FGH50N6S2D	TO-247	N/A	30		
Electrical Characteristics $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted						
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
Off State Characteristics						
BV_{CEB}	Collector to Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 250\mu\text{A}, V_{GE} = 0$	600	-	-	V
I_{CES}	Collector to Emitter Leakage Current	$V_{CE} = 600\text{V}$	-	-	250	μA
		$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	2.8	mA
I_{GES}	Gate to Emitter Leakage Current	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 250	nA
On State Characteristics						
$V_{CE(SAT)}$	Collector to Emitter Saturation Voltage	$I_C = 30\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}$	-	1.9	2.7	V
		$T_J = 25^\circ\text{C}$	-	1.7	2.2	V
		$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	1.7	2.2	V
V_{EC}	Diode Forward Voltage	$I_{EC} = 30\text{A}$	-	2.2	2.6	V
Dynamic Characteristics						
$Q_{G(ON)}$	Gate Charge	$I_C = 30\text{A}, V_{CE} = 300\text{V}$	-	70	85	nC
		$V_{GE} = 15\text{V}$	-	90	110	nC
		$V_{GE} = 20\text{V}$	-	90	110	nC
$V_{GE(TH)}$	Gate to Emitter Threshold Voltage	$I_C = 250\mu\text{A}, V_{CE} = V_{GE}$	3.5	4.3	5.0	V
V_{GEP}	Gate to Emitter Plateau Voltage	$I_C = 30\text{A}, V_{CE} = 300\text{V}$	-	6.5	8.0	V
Switching Characteristics						
SSOA	Switching SOA	$T_J = 150^\circ\text{C}, V_{GE} = 15\text{V}, R_G = 3\Omega$ $L = 100\mu\text{H}, V_{CE} = 600\text{V}$	150	-	-	A
$t_{d(ON)}$	Current Turn-On Delay Time	IGBT and Diode at $T_J = 25^\circ\text{C}$	-	13	-	ns
t_r	Current Rise Time	$I_{CE} = 30\text{A}, V_{CE} = 390\text{V}, V_{GE} = 15\text{V}, R_G = 3\Omega$	-	15	-	ns
$t_{d(OFF)}$	Current Turn-Off Delay Time	$V_{CE} = 390\text{V}, V_{GE} = 15\text{V}, R_G = 3\Omega$	-	55	-	ns
t_f	Current Fall Time	$L = 200\mu\text{H}$	-	50	-	ns
E_{ON1}	Turn-On Energy (Note 2)	Test Circuit - Figure 26	-	260	-	μJ
E_{ON2}	Turn-On Energy (Note 2)	Test Circuit - Figure 26	-	330	-	μJ
E_{OFF}	Turn-Off Energy (Note 3)	Test Circuit - Figure 26	-	250	350	μJ
$t_{d(ON)}$	Current Turn-On Delay Time	IGBT and Diode at $T_J = 125^\circ\text{C}$	-	13	-	ns
t_r	Current Rise Time	$I_{CE} = 30\text{A}, V_{CE} = 390\text{V}, V_{GE} = 15\text{V}, R_G = 3\Omega$	-	15	-	ns
$t_{d(OFF)}$	Current Turn-Off Delay Time	$V_{CE} = 390\text{V}, V_{GE} = 15\text{V}, R_G = 3\Omega$	-	92	150	ns
t_f	Current Fall Time	$L = 200\mu\text{H}$	-	88	100	ns
E_{ON1}	Turn-On Energy (Note 2)	Test Circuit - Figure 26	-	260	-	μJ
E_{ON2}	Turn-On Energy (Note 2)	Test Circuit - Figure 26	-	490	600	μJ
E_{OFF}	Turn-Off Energy (Note 3)	Test Circuit - Figure 26	-	575	850	μJ
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	$I_{EC} = 30\text{A}, dI_{EC}/dt = 200\text{A}/\mu\text{s}$	-	50	55	ns
		$I_{EC} = 1\text{A}, dI_{EC}/dt = 200\text{A}/\mu\text{s}$	-	30	42	ns
Thermal Characteristics						
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction-Case	IGBT	-	-	0.27	$^\circ\text{C}/\text{W}$
		Diode	-	-	1.1	$^\circ\text{C}/\text{W}$
NOTE:						
2. Values for two Turn-On loss conditions are shown for the convenience of the circuit designer. E_{ON1} is the turn-on loss of the IGBT only. E_{ON2} is the turn-on loss when a typical diode is used in the test circuit and the diode is at the same T_J as the IGBT. The diode type is specified in figure 26.						
3. Turn-Off Energy Loss (E_{OFF}) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ($I_{CE} = 0\text{A}$). All devices were tested per JEDEC Standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss.						

FGH50N6S2D

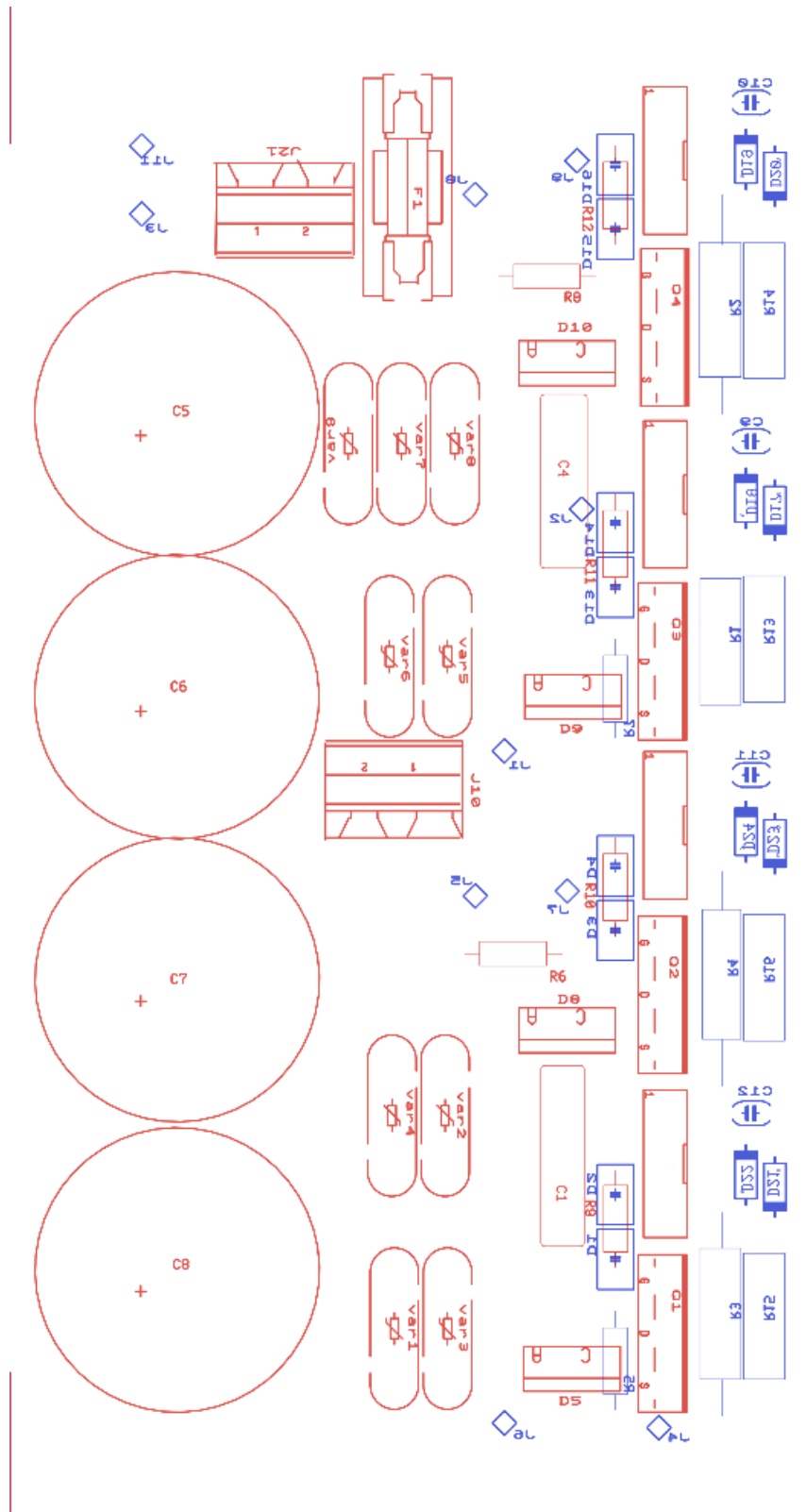
Příloha 5 Výkonový měnič - DPS



Cooper botton, rozměry 155*75 mm

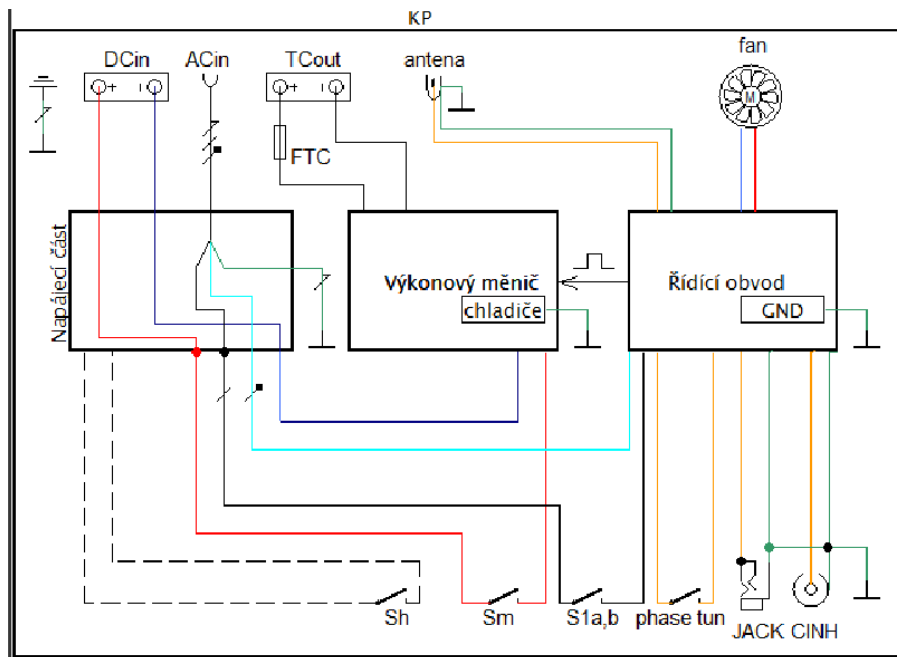


Cooper top, rozměry 155*75 mm

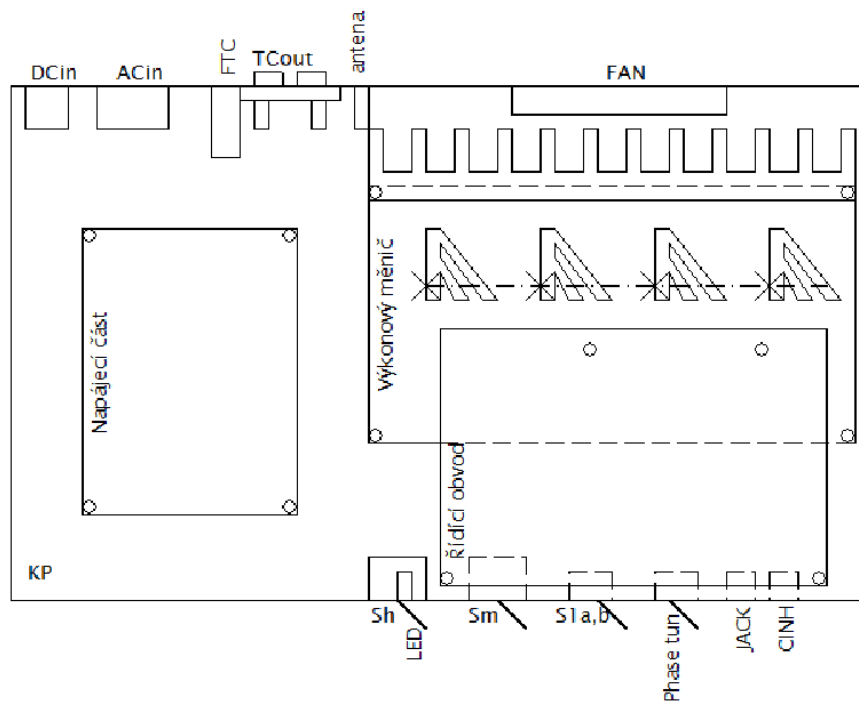


Osazovací schéma

Příloha 6 Konstrukční krabička



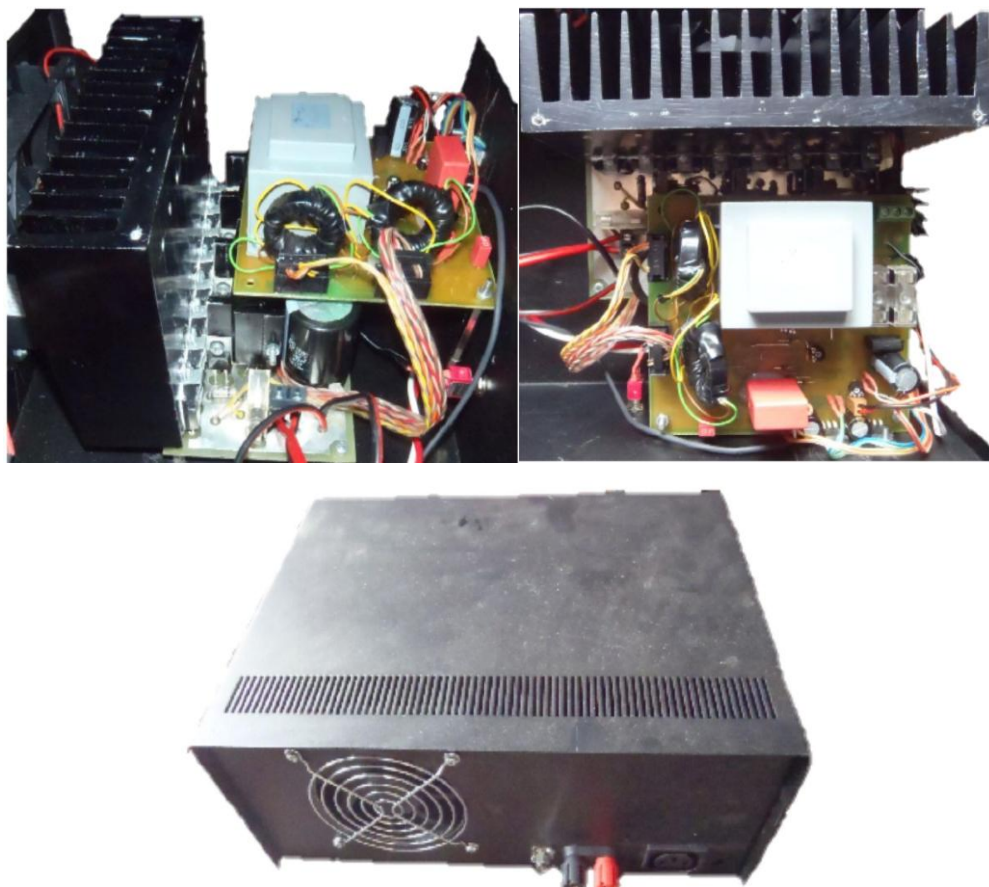
Blokové schéma



Uspořádání konstrukční krabičky

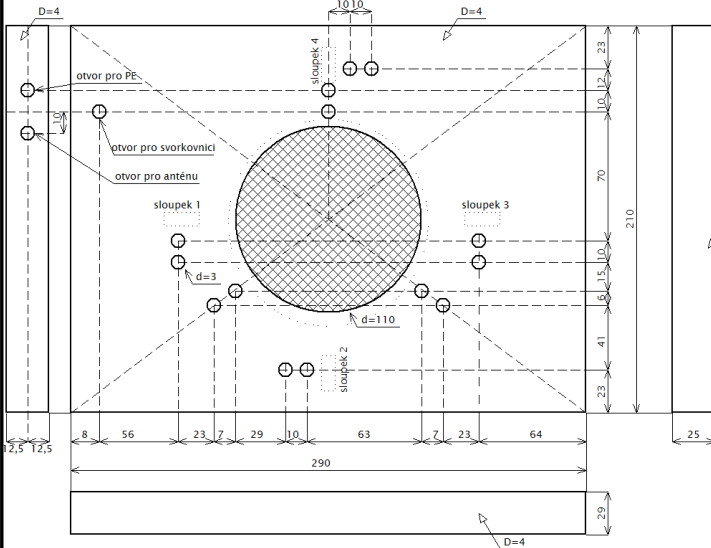
název	označení	druh	obj. číslo	poznámka
Spínač 230Vac/10A	Sh	páčkový do panelu		jednopolový
Spínač 230VAC/2A	S1a,b	páčkový do panelu miniaturní		dvoupólový
Spínač 350Voc/10A	Sm	páčkový do panelu		jednopolový
Spínač 2A	phase tun	páčkový do panelu miniaturní		jednopolový
LED	LED1	zelená		d=5mm
JACK	JACK	3,5mm, mono, do panelu		+ protikus kabel
CINH	CINH	do panelu		+ protikus kabel
Koaxiální konektor	antena	BNC 50R panelová zásuvka	GES06700047	
Koaxiální konektor	TCant	BNC 50R kabelová zástrčka	GES06700008	
držák pojistky	FTC	panelový, max 30A	GES09901025	
Síťový konektor	ACin	Zásuvka síťová vestavná	GES06614253	
napájecí konektor	DCin	Koncovka panelová síťová	GES06602065	pro DC napájení
svorkovnice	TCout	CINH se šroubením	GES06601346	
ventilátor	fan	12V/5W, 12cm	GES07102350	
chladič		pro tranzistory a vyřazovací diody	GES06800490	
chladiče		pro zpětné diody, nutno upravit	GES06800505	4 ks
motážní materiál		šroubky, maticky, závitové tyče M3		dle potřeby
motážní materiál		izolační podložky a průchodky tranzistorů		dle potřeby
kabely a vodiče				dle potřeby
Konstrukční krabice	KP	vhodná, dle skladových zásob	GM	celokovová

Seznam součástek

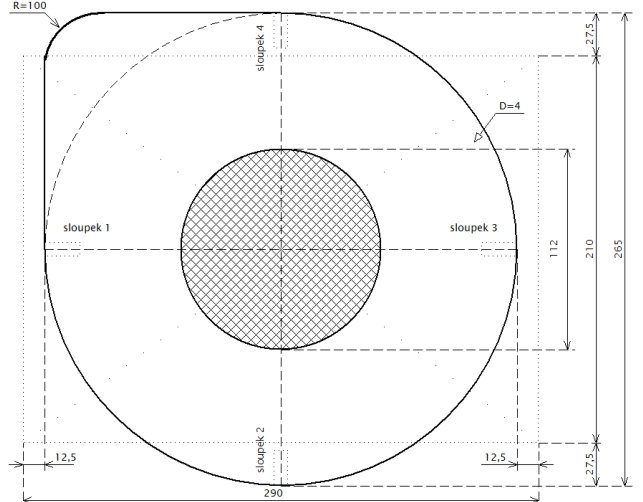


Příloha 7 Tesla transformátor

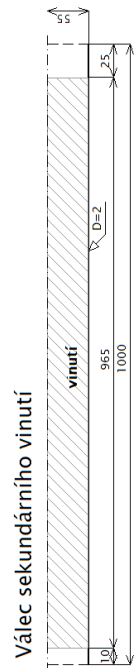
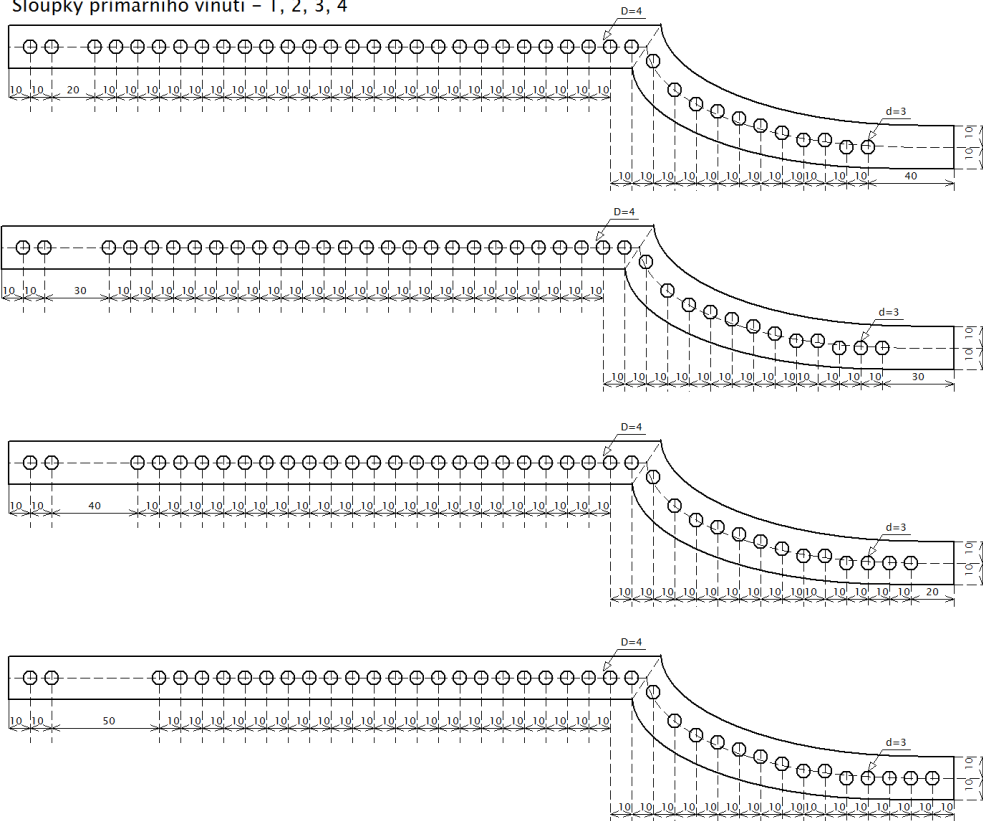
Podstava



Horní výstuž sloupků



Sloupky primárního vinutí - 1, 2, 3, 4



Izolační válec

