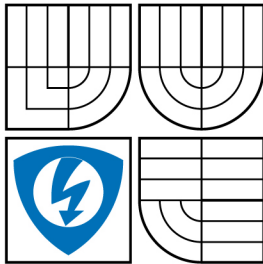


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A
ELEKTRONIKY**

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING**

UŽITÍ VÝKONOVÝCH MĚNIČŮ VE ZDROJÍCH VYSOKÉHO NAPĚTÍ

USAGE OF HIGH POWER INVERTERS IN HIGH VOLTAGE SOURCES

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. MIROSLAV ZEMÁNEK

VEDOUcí PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. MIROSLAV PATOČKA

Abstrakt

Práce se zabývá problematikou výkonových měničů pro zdroje vysokého střídavého napětí. V teoretické části jsou popsány topologie měničů, použitelné ve zdrojích střídavého napětí. K lepšímu pochopení parazitních jevů, jež se ve zdrojích vysokého napětí nevyhnutelně vyskytují a které musí být při návrhu vysokonapěťových zdrojů brány v úvahu, je detailně popsán model transformátoru napětí. Práce je zaměřena na střídavé zdroje vysokého napětí využívané v generátorech ozonu. Z tohoto důvodu je především teoretická a částečně i praktická část věnována vlastnostem ozonu a jeho využití. Praktická část řeší samotný vysokonapěťový měnič s kapacitní zátěží, kterou tvoří jiskřiště generátoru ozonu. Navržený měnič umožňuje napájení kapacitní zátěže vysokým napětím ve velmi krátkých časech v jednotkách mikrosekund až desítkách nanosekund. Ve srovnání s délkou impulsu běžných generátorů ozonu se jedná o zkrácení doby impulsu více než stonásobně. To se pozitivně projevuje na charakteru výboje.

Abstract

This work is concerned with power inverters for alternate high voltage power sources. The theoretical part describes the topology of inverters that can be used in alternate power sources. A model of voltage transformer is described in details to better understand the parasitic effects that are inevitably present in high voltage power sources and, therefore, have to be taken into consideration at the design of high voltage power sources. The work is oriented to problems of alternate high voltage power sources for ozone generators. This is the reason, why the theoretical and, partially, also the experimental part deal with the properties of ozone and its use. The experimental part solves high voltage inverter with capacitive load that is formed by discharge element of an ozone generator. Designed inverter is able to feed the capacitive load with high voltage at very short periods of time from several microseconds up to tens of nanoseconds. In comparison with the length of voltage pulses in common ozone generators, this pulses are more than 100-time shorter. This has a positive effect to silent discharge characteristics.

Klíčová slova:

Spínaný zdroj, propustný měnič, blokující měnič, dvojčinný měnič, vysokonapěťový zdroj, krátké impulzy, rezonanční děj, vysokonapěťový spínač.

Keywords:

Switching power supply, forward converter, flyback converter, high voltage power source, short pulses, resonance process, high voltage switch.

Citace použitých vysokoškolských kvalifikačních prací

Havlíček, T.: *Mikrosenzory pro diagnostiku částečných výbojů v elektronických zařízeních*. Dizertační práce. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT Brno, 2009.

Štěpančík, F.: *Výkonové měniče extrémních parametrů*. Dizertační práce. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT Brno, 2006. 104 s.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem tuto dizertační práci vypracoval samostatně s použitím uvedené odborné literatury a pod vedením svého školitele.

V Brně dne 30. 6. 2009

Miroslav Zemánek

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji svému školiteli panu Doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za čas, který mi věnoval při konzultacích a za všestrannou podporu při studiu, tvůrčí činnosti a tvorbě dizertační práce.

OBSAH:

1. Úvod	1
2. Přehled současného stavu problematiky	3
2.1. Jednočinný blokující měnič	5
2.2. Můstkový jednočinný propustný měnič.....	5
2.3. Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím	6
2.4. Dvojčinný propustný měnič.....	7
2.4.1. Další možnosti zapojení primární strany měniče	9
2.5. Protitaktní zapojení dvou můstkových jednočinných propustných měničů.....	10
2.6. Transformátor měničů.....	11
2.6.1. Spřažený magnetický tok	11
2.6.2. Lineární model transformátoru napětí	13
2.7. Ozon	19
2.7.1. Stanovení koncentrace ozonu	19
2.7.2. Generování ozonu.....	22
2.7.3. Definice účinnosti generace ozonu.....	23
2.7.4. Generace ozonu v plazmatu tichého výboje.....	24
2.7.5. Dvou-dimenzionální model bariérového výboje ve vzduchu	27
2.7.6. Pulzní generátory ozonu.....	29
2.7.7. Spinaná rotační jiskřišť pro postupující napěťový pulz	30
2.7.8. Hlavní důvody proč realizovat generátor ozonu napájený krátkými napěťovými impulzy.....	31
3. Cíle disertační práce	33
4. Výběr měniče pro krátké napěťové impulzy	34
4.1. Možné topologie měniče.....	38
4.2. Výběr vhodné topologie měniče	39
5. Vysokonapěťový spínač	41
6. Zátěž	47
7. Řídicí část	49
7.1. Zapojení a popis činnosti	49
7.2. Generátor spouštěcích impulzů.....	53
7.3. Budicí transformátor	54
8. Napájecí vysokonapěťový zdroj	62
9. Simulace měniče v programu OrCAD 10.0	67
9.1. Průběhy napětí a proudu zátěží	69
9.2. Průběhy na kapacitním děliči	75
9.3. Průběhy na vysokonapěťovém spínači	78
9.4. Průběh budicího impulzu	85
9.5. Fotografie výboje	90
10. Závěr	92
11. Literatura	94
12. Seznam použitých symbolů a zkratk	96
13. Seznam příloh	99

1. Úvod

Neustále se zdokonalující parametry spínacích součástek vedou k vytlačování klasických síťových transformátorů a jejich nahrazování impulzními vf transformátory. K jejich velkým přednostem patří především menší rozměry impulzního transformátoru (klesající s rostoucím pracovním kmitočtem), menší hmotnost, menší rozměry, větší účinnost, možnost bezeztrátové regulace výstupního napětí a proudu v širokém rozsahu.

Pulzní měniče jsou nejčastěji využívány jako napájecí zdroje spotřební elektroniky. Výkon těchto měničů se pohybuje v řádu jednotek až stovek wattů. Jejich návrhem a realizací se zabývá spousta tuzemských i zahraničních firem. Vedle zdrojů pro spotřební elektroniku existuje celá řada aplikací vyžadující mnohonásobně větší výkon v jednotkách až stovkách kilowattů. Zde se již nejedná o standardní přístup k návrhu měniče, neboť je nutné důsledně řešit zásadním způsobem se projevující parazitní jevy. K úspěšnému vyřešení tohoto úkolu jsou zapotřebí hluboké znalosti všech prvků měniče. Není tedy divu, že počet firem schopných návrhu výkonového měniče se omezuje na úzkou skupinu.

Podle toho, zda je u výkonového měniče požadován velký výstupní proud či napětí, lze měniče rozdělit na dvě skupiny:

1) výkonové měniče vysokého proudu

- *stejnoseměrné*: zdroje pro galvanizaci, rychlonabíječky akumulátorů, svářečky atd.
- *střídavé*: svářečky atd.

2) výkonové měniče vysokého napětí

- *stejnoseměrné*: zdroje laserů (30 kV, 3 kW až 4 kW trvalého výkonu), odlučovače elektrárenského popílku (60 kV, 60 kW) atd.
- *střídavé*: generátory ozonu (přibližně 3 kV, 1 kW a více).

Disertační práce se bude podrobně zabývat výkonovými měniči, které na svém výstupu vytvářejí střídavé vysoké napětí a jsou schopny pracovat do kapacitní zátěže. Tyto vysokonapěťové zdroje najdou uplatnění především v generátorech ozonu.

Ozon je tříatomová molekula kyslíku se silnými dezinfekčními a oxidačními účinky. Vzniká při elektrickém výboji, kdy se ze tří molekul kyslíku O_2 stanou dvě molekuly ozonu O_3 . Ozon je nestálý plyn, který se po krátké době samovolně rozpadá zpět na O_2 , tzn. kyslík bez zbytkových škodlivých látek. Než dojde k rozpadu, působí jako silný oxidant na bakterie, viry, plísňe a pachy, s nimiž přijde do styku. Dokonce již v malých a neškodných úrovních dokáže ozon likvidovat nežádoucí látky. Proto našel své uplatnění např.:

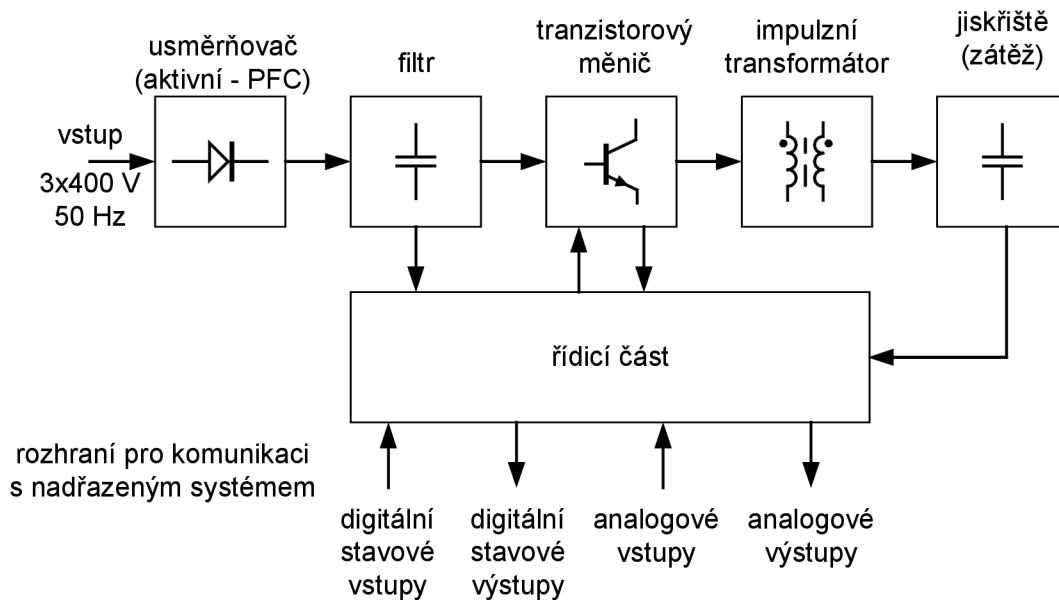
- ve vodním hospodářství při úpravě pitné vody, odpadní vody, bazénové vody,
- při odstraňování zápachu z ovzduší,
- při bělení celulózy a kaolínu,
- ve zdravotnictví,
- v potravinářství,
- v chovných stanicích,
- při úpravě vlastností nanotextilií.

Z uvedených odvětví se nejvíce ozonu v současné době spotřebovává ve vodním hospodářství. Je to především dáno trendy Evropské unie. Ozon zde začíná nahrazovat doposud používaná oxidační činidla, jejichž hlavním představitelem je chlór. K hlavním výhodám ozonu patří skutečnost, že na rozdíl od chlóru se jedná o silnější oxidovadlo, které je navíc neselektivní, a při jeho aplikaci nevznikají žádné vedlejší toxické produkty. Jelikož je ozon vyráběn přímo v místě aplikace, odpadá nutnost skladování. V případě nebezpečných látek, jakou bezesporu chlór je, musí být skladování a manipulaci věnována náležitá pozornost a dodržovány přísné bezpečnostní předpisy.

Z ekonomického i ekologického hlediska se jeví aplikace ozonu místo chlóru jako velice perspektivní a zdá se, že v krátkém časovém horizontu bude chlór ozonem zcela nahrazen. Důkazem tohoto tvrzení je použití ozonu ve většině nově budovaných nebo rekonstruovaných úpravárnách pitné vody a úpravárnách odpadních vod, viz např. [1].

2. Přehled současného stavu problematiky

Průmyslové a na trhu dostupné generátory ozonu lze charakterizovat blokovým zapojením uvedeným na Obr. 2. 1.



Obr. 2.1: Blokové schéma generátoru ozonu.

Vstupní napájecí napětí bývá pro generátory ozonu s produkcí ozonu větší než 50 g O₃/h zpravidla třífázové, jak je uvedeno na předchozím obrázku. Generátory s menší produkcí mohou mít napájení jednofázové s napětím 230 V. Celkové blokové schéma reprezentuje známé zapojení tranzistorového impulzního měniče. Jedinou výjimku tvoří typ zátěže, která v případě generátoru ozonu je kapacitního charakteru. Většina běžných měničů je stavěna pro odporovou, respektive induktivní zátěž. Vzhledem k tomu, že se jedná o měnič se střídavým výstupním napětím, nenásleduje za blokem impulzního transformátoru blok usměrňovače a filtru, jak tomu je u měničů se stejnosměrným výstupním napětím.

Protože jsou generátory ozonu ve valné většině případů součástí určité technologie, je nutné, aby řídicí část nezajišťovala pouze řízení měniče, ale také aby byla schopna informovat nadřazený systém o aktuálním stavu. Současně musí být schopna reagovat na povely z nadřazeného systému. Informace mezi řídicí částí a nadřazeným systémem mohou být předávány formou digitálních stavových vstupů či výstupů nebo formou analogových hodnot. Digitální stavové výstupy mívají charakter bezpotenciálových kontaktů a mohou předávat informaci např. o poruše, přehřátí, nadproudu atp. Digitální stavové vstupy slouží k zapínání a vypínání generátoru, zapínání a vypínání produkce ozonu atp. Analogové vstupy slouží k zadávání požadovaného výkonu generátoru ozonu, a tedy i velikosti produkce ozonu. Analogové výstupy informují o aktuálním výkonu, aktuálním tlaku vstupního média atd.

Existuje také skupina generátorů ozonu, kde z technologického hlediska není nutné velikost produkce ozonu nikterak řídit. V takovém případě nemusí rozhraní pro komunikaci s nadřazeným systémem obsahovat výše uvedené typy signálů a někdy může být komunikace

s nadřazeným systémem zcela vypuštěna. Toto platí především u zařízení, kde se produkce ozonu pohybuje v jednotkách gramů ozonu za hodinu.

Při pohledu na blokové schéma uvedené na Obr. 2.1 slouží *usměrňovač* k přeměně vstupního střídavého napětí na stejnosměrné napětí. Zejména pro větší výkony je nutné, aby fázový posuv mezi vstupním napětím a proudem byl co nejmenší a účinník označovaný jako $\cos\varphi$ nebo také PF (Power Factor) se svojí hodnotou blížil co nejvíce hodnotě 1. K tomu slouží aktivní usměrňovače známé též pod zkratkou PFC (Power Factor Correction). *Filtr* zařazený za usměrňovač vyhlazuje zvlnění z usměrňovače a zároveň tvoří napěťový meziobvod napájející *tranzistorový měnič*. Tranzistorový měnič spíná napětí meziobvodu na primární vinutí *impulzního transformátoru*. Napětí ze sekundárního vinutí je zpracováváno podle toho, zda se jedná o zdroj se stejnosměrným či střídavým výstupním napětím. Řídící část řídí spínání tranzistorového měniče, aby na výstupu bylo dosaženo požadovaných hodnot.

Podle principu a uspořádání tranzistorového měniče, impulzního transformátoru a případně usměrňovače a filtru na sekundární straně impulzního transformátoru mohou být měniče rozděleny na *propustné* a *blokující*. Základním kritériem pro stanovení, zda se jedná o měnič propustný či blokující, je okamžik předávání energie. U propustných měničů dochází k přenosu energie přes transformátor v době, kdy je na něj přivedeno napětí, tzn. v době sepnutí tranzistorů v tranzistorovém měniči. U blokujících měničů dochází naopak k přenosu energie v okamžiku vypnutí tranzistorů. V době sepnutí tranzistorů dochází k akumulaci energie a v době vypnutí k jejímu odčerpání. Velikost jádra je tedy úměrná velikosti přenášeného výkonu. Proto nejsou blokující měniče vhodné pro výkonové aplikace.

Pro výkonové aplikace se používají zásadně měniče propustného typu. Obecně pro všechny varianty propustných měničů s transformátorem lze říci, že jsou vhodné pro přenos velkých výkonů. Je to dáno principem činnosti, kdy proud podílející se na přenosu výkonu se nepodílí na magnetizaci jádra transformátoru (teče v době zapnutí tranzistorů jak na sekundární straně, tak i na straně primární – kompenzace magnetických účinků). Syčení jádra je určeno pouze integrálem primárního napětí, počtem primárních závitů a průřezem jádra transformátoru, což je patrné z rovnice (2.1). Pro maximální zdvih (rozkmit) indukce ΔB_{\max} v jádru transformátoru kteréhokoli typu propustného měniče lze psát:

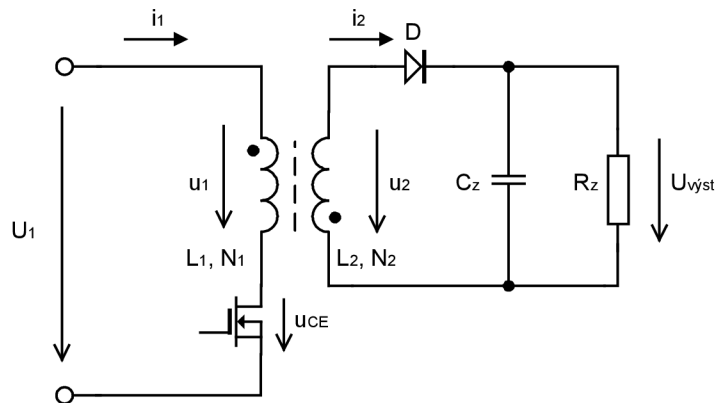
$$\Delta B_{\max} = \frac{1}{N_1 S_{Fe}} \int_0^{t_1} u_1(t) dt = \frac{U_1 t_1}{N_1 S_{Fe}}, \quad (2.1)$$

kde u_1 je napětí, které je na primár transformátoru připojeno pomocí tranzistorů po dobu jejich zapnutí t_1 , N_1 je počet primárních závitů a S_{Fe} je průřez jádra transformátoru. S rostoucím pracovním kmitočtem klesá spínací perioda, a tudíž i doba sepnutí tranzistorů t_1 , při konstantním zvoleném rozkmitu ΔB_{\max} (dáno použitým feromagnetikem) potom klesá součin $N_1 \cdot S_{Fe}$, čímž klesá i velikost transformátoru. Primární napětí se transformuje s převodem na sekundár.

U propustných měničů může být energie předávána jedenkrát či dvakrát za spínací periodu, a tak je možné propustné měniče dále dělit na *jednočinné* a *dvojčinné*.

2.1. Jednočinný blokující měnič

Blokující měnič, jak již bylo uvedeno, akumuluje v době sepnutí tranzistoru energii, kterou předává při vypnutí tranzistoru. Výstupní napětí z blokujícího měniče je vždy stejnosměrné. Tento typ měniče je vhodný pro vysokonapěťové zdroje, neboť nevyžaduje tak velký převodový poměr transformátoru, jak by tomu bylo u propustného měniče. Další výhodou vzhledem k propustným měničům je, že na sekundární straně není nutná filtrační tlumivka. K hlavním nevýhodám patří omezení přenášeného výkonu. Zapojení blokujícího jednočinného měniče je na Obr. 2.2.



Obr. 2.2: Jednočinný blokující měnič.

Výhody:

- není nutná výstupní tlumivka,
- snadná realizace velkého výstupního napětí z malého vstupního napětí,
- při vysokém výstupním napětí není nutný velký převodový poměr transformátoru jako u propustného měniče.

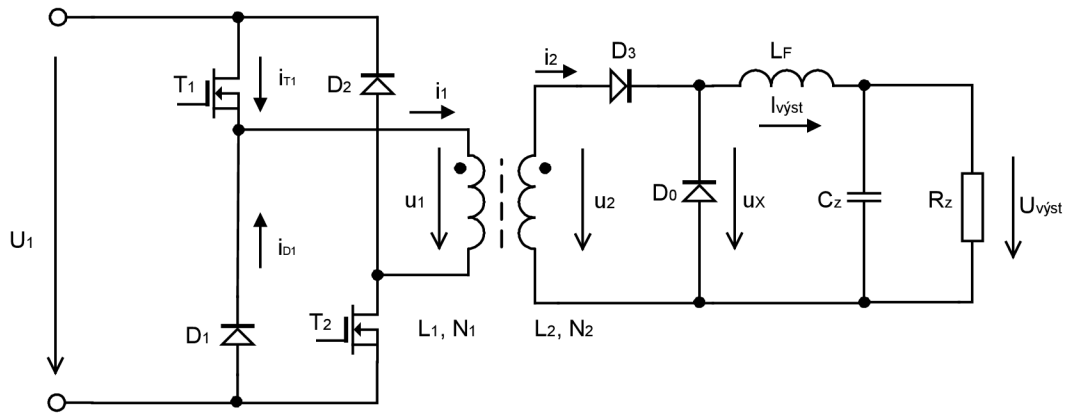
Nevýhody:

- sycení jádra transformátoru je přímo úměrné velikosti odebíraného proudu,
- použitelnost pouze pro malé výkony.

2.2. Můstkový jednočinný propustný měnič

Tento měnič je základní variantou jednočinného propustného měniče. Připojením napětí na primární vinutí transformátoru dochází k magnetizaci jádra transformátoru, která, jak již bylo řečeno a vysvětleno, nesouvisí s velikostí přenášeného výkonu. Tuto energii je nutné po vypnutí tranzistorů odvést, aby nedocházelo k přesycení jádra transformátoru. Demagnetizaci jádra zajišťují diody D_1 a D_2 . Zapojení měniče je uvedeno na Obr. 2.3.

Nevýhodou této topologie je potřeba dvou spínačů, které vedou v sérii (větší ztráty vedením). Za nevýhodu může být také považována nutnost dvou shodných, avšak galvanicky oddělených budicích signálů, neboť emitory tranzistorů nejsou na stejném potenciálu. Měnič je vhodný pro malé i velké výkony.



Obr. 2.3: Můstkový jednočinný propustný měnič.

Výhody:

- sycení jádra nezávisí na přenášeném výkonu,
- možnost přenášet malé i velké výkony,
- nízké napěťové namáhání tranzistorů (shodné jako velikost U_1).

Nevýhody:

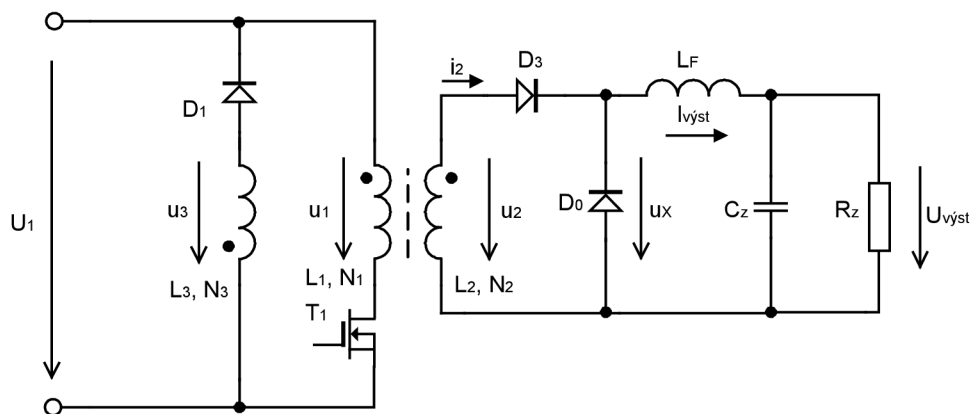
- větší ztráty vedením vlivem použití dvou tranzistorů,
- složitější buzení tranzistorů (dva shodné, avšak galvanicky oddělené signály).

2.3. Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím

Z hlediska počtu součástek se jedná o jednodušší variantu, než je můstkového zapojení. Menší počet součástek je ovšem kompenzován větší složitostí transformátoru. Ten nyní musí mít o jedno vinutí více, které zajistí demagnetizaci jádra při vypnutí tranzistoru – demagnetizační vinutí. Toto vinutí musí být navrženo a realizováno tak, aby vzájemná vazba mezi primárním vinutím N_1 a demagnetizačním vinutím N_3 byla co největší. Činitel vazby k (jeho význam bude vysvětlen později) se musí velice blížit hodnotě 1, tzn. $k \rightarrow 1$. Čím bude menší vazba mezi vinutími, tím větší napěťové překmity budou na spínacím tranzistoru vznikat, a tím bude více namáhán. Často se právě z důvodu co nejtěsnější vazby realizuje primární a demagnetizační vinutí se stejným počtem závitů, jež se vinou bifilárně. V takovém případě je tranzistor namáhán ve vypnutém stavu napětím $2U_1$, k němuž je připočten napěťový překmit způsobený nedokonalou vazbou mezi vinutím N_1 a N_3 .

Řízení propustného měniče s demagnetizačním vinutím je v porovnání s řízením můstkového zapojení jednočinného měniče jednodušší. Řízení je pouze jeden tranzistor a navíc budicí obvod nevyžaduje galvanické oddělení. Řídicí část může být zapojena na stejný potenciál jako emitor tranzistoru.

Zapojení propustného měniče s demagnetizačním vinutím ukazuje Obr. 2.4.



Obr. 2.4: Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím.

Výhody:

- jednoduché silové obvody,
- jeden tranzistor - malé ztráty vedením,
- snadné buzení tranzistoru.

Nevýhody:

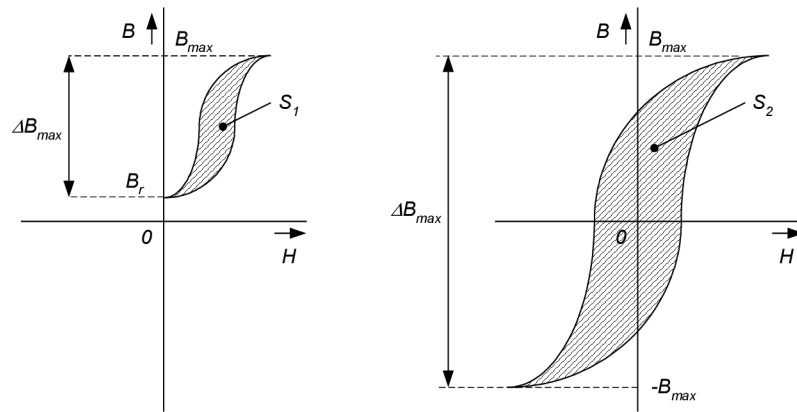
- složitější transformátor – nutnost demagnetizačního vinutí,
- velké napěťové namáhání tranzistoru v závěrném směru,
- zvýšení napěťového namáhání tranzistoru vlivem nedokonalé vazby mezi primárním a demagnetizačním vinutím.

2.4. Dvojčinný propustný měnič

Dvojčinné měniče jsou velice výhodné pro výkonové aplikace. K přenosu energie dochází dvakrát za periodu, což znamená dvakrát lepší využití transformátoru ve srovnání s jednočinnými měniči. Navíc sycení jádra transformátoru je oboupolaritní a při pomnutí remanentní indukce B_r v jádře transformátoru je rozkmit sycení feromagnetika ΔB_{\max} dvojčinného měniče dvojnásobný vůči měniči jednočinnému. Toto samozřejmě platí při uvažování stejného maximálního sycení B_{\max} obou porovnávaných měničů. Bude-li brána v úvahu i remanentní indukce B_r , potom maximální rozkmit sycení ΔB_{\max} u jednočinného měniče bude o velikost remanentní indukce B_r menší. Graficky je sycení jednočinného a dvojčinného měniče uvedeno na Obr. 2.5.

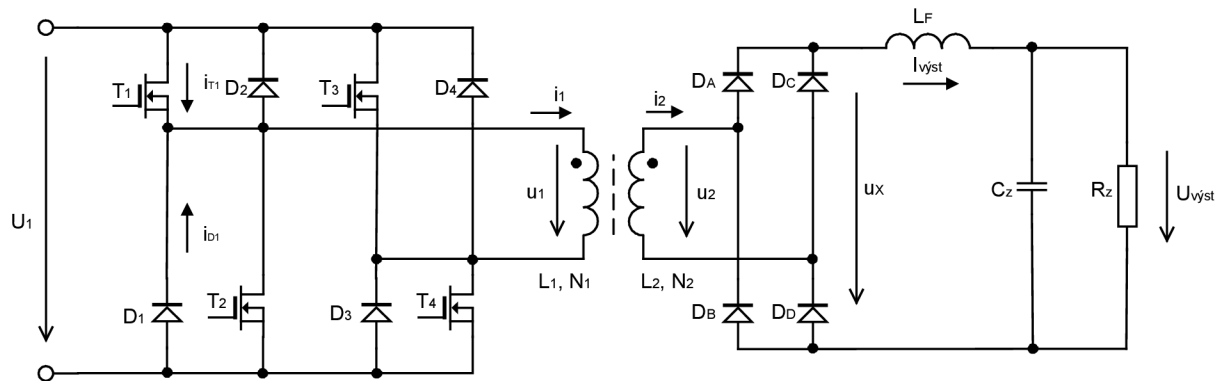
Při stejných pracovních podmínkách a stejné velikosti jádra transformátoru může mít dvojčinný měnič poloviční počet závitů vůči jednočinnému měniči – viz rovnice (2.1). Vinutí může být provedeno vodičem o větším průřezu, což dále zvýší možnost přenosu větších výkonů.

Rozkmit sycení transformátoru ΔB_{\max} souvisí s hysterezními ztrátami. Jejich velikost roste přibližně s druhou mocninou ΔB_{\max} , a tedy ztráty ve feromagnetiku budou pro dvojčinný měnič přibližně čtyřnásobné.



Obr. 2.5: Syčení jádra jednočinného (vlevo) a dvojitinného měniče (vpravo).

Zapojení dvojitinného můstkového propustného měniče ukazuje Obr. 2.6.



Obr. 2.6: Dvojitinný můstkový propustný měnič.

Řízení dvojitinných měničů je obecně složitější, neboť je nutné spínat větší počet tranzistorů. Navíc musí být zajištěny ochranné doby, tzv. *deadtime*, mezi přepínáním jednotlivých úhlopříček měniče, aby nemohlo dojít ani ke krátkodobému současnému sepnutí obou tranzistorů ve větvi a k jejich následné destrukci.

Při spínání jednotlivých úhlopříček tranzistorů musí být zajištěno, že napětí přiváděné na primární vinutí transformátoru bude mít nulovou střední hodnotu. V opačném případě by bylo jádro transformátoru vlivem stejnosměrně složky přesyceno, což by současně znamenalo prudký nárůst magnetizačního proudu. Stejnosměrnou složku napětí přiváděného na primární vinutí lze oddělit vřazením výkonového kondenzátoru do série s primárním vinutím. V případě realizace řízení pomocí signálových procesorů (v dnešní době již standardní způsob řízení) je možné stejnosměrnou složku napětí potlačit vhodným algoritmem.

Výhody:

- možnost přenášet velké výkony,
- menší transformátor,
- zdvojení kmitočtu usměrněného sekundárního napětí → menší zvlnění proudu výstupní filtrační tlumivkou.

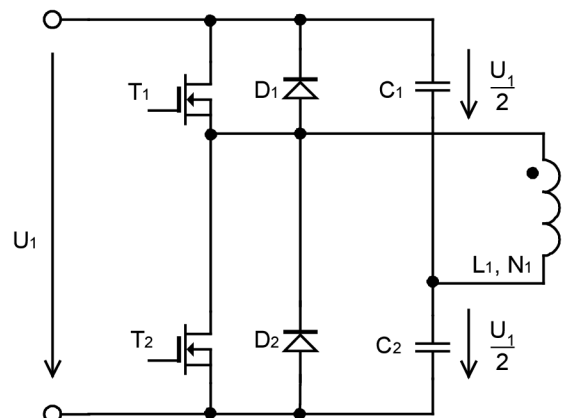
Nevýhody:

- větší ztráty v jádře transformátoru,
- složitější řízení a buzení tranzistorů,
- nutnost zajistit nulovou stejnosměrnou složku primárního napětí.

Dvojitě měníče mohou mít z hlediska zapojení primární strany měniče několik topologických modifikací.

2.4.1. Další možnosti zapojení primární strany měniče

Zapojení s polovičním můstkem („Half-Bridge“)



Obr. 2.7: Zapojení s polovičním můstkem.

Výhody:

- pouze dva tranzistory → menší ztráty vedením,
- kapacitní dělič (C_1 , C_2) automaticky zaručuje oddělení stejnosměrné složky primárního napětí.

Nevýhody:

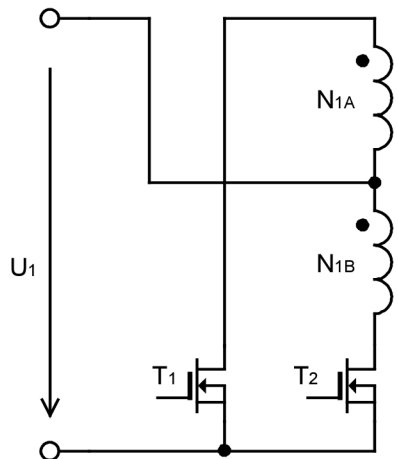
- dvojnásobné proudové namáhání tranzistorů (na primár je připojována jen polovina vstupního napětí U_1).

Zapojení s dvojitým primárem („Push-Pull“)

Zapojení je uvedeno na Obr. 2.8.

Výhody:

- pouze dva tranzistory → menší ztráty vedením,
- jednodušší buzení, emitory tranzistorů jsou na stejném potenciálu.



Obr. 2.8: Zapojení s dvojitým primárem.

Nevýhody:

- složitější primární vinutí – je třeba realizovat dvě shodné sekce s co nejtěsnější vzájemnou vazbou a se shodnou vazbou každé sekce vinutí s vinutím sekundárním,
- vysoké napěťové namáhání tranzistorů při vypínání: $2U_1$ + překmit vlivem nedokonalé vazby mezi jednotlivými sekcemi (podobně jako u jednočinného měniče s demagnetizačním vinutím),
- pro síťovou úroveň vstupního napětí U_1 nelze realizovat primární vinutí bifilárně (průraz),
- nemožnost připojení kondenzátoru do série s primárem pro oddělení případné stejnosměrné složky primárního napětí.

2.5. Protitaktní zapojení dvou můstkových jednočinných propustných měničů

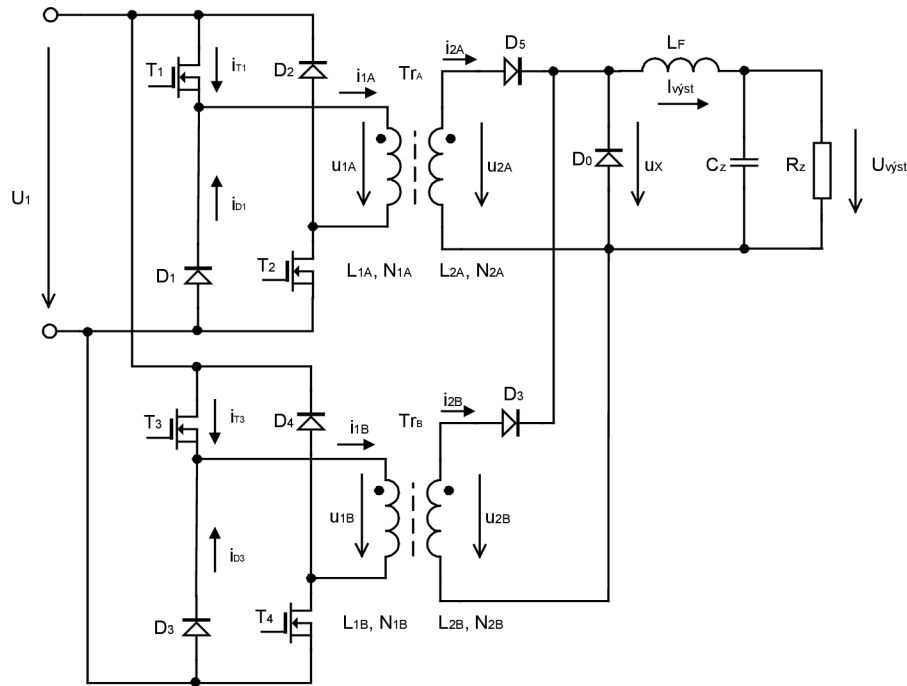
Zapojení dvou můstkových jednočinných propustných měničů, které pracují do společné zátěže, je další možný způsob, jak se vyvarovat problému se stejnosměrným sycením jádra transformátoru u dvojitých měničů. Zapojení je uvedeno na následujícím obrázku Obr. 2.9.

Výhody:

- zdvojení kmitočtu usměrněného sekundárního napětí, menší zvlnění proudu výstupní filtrační tlumivkou než při použití jednoho jednočinného měniče,
- dva menší transformátory se lépe uchladí.

Nevýhody:

- obvodová složitost silové části i řídicích obvodů (dva měniče).



Obr. 2.9: Protitaktní zapojení dvou jednočinných propustných měničů pracujících do společné zátěže.

Detailnější popis měničů lze nalézt například v literatuře [2].

2.6. Transformátor měničů

Jednou z nejdůležitějších součástí každého měniče je vedle spínacích tranzistorů transformátor. Ten zásadním způsobem ovlivňuje dosažitelné parametry měniče. Návrh transformátoru musí zohledňovat požadovanou velikost výstupního napětí, přenášený výkon, pracovní kmitočet, rozsah vstupního napětí atd. Je zřejmé, že k návrhu transformátoru jsou nutné podrobné teoretické znalosti. Ty budou vysvětleny v této kapitole a pro hlubší pochopení problematiky transformátoru bude také uveden model transformátoru.

2.6.1. Spřažený magnetický tok

Principiálně je transformátor pouze soustavou vzájemně magneticky vázaných cívek. Pro jednoduchost bude popis aplikován na transformátor s jedním primárním a jedním sekundárním vinutím, přičemž všechny závěry je možné rozšířit i na složitější systémy. Vyčerpávající popis elektromagnetických jevů lze nalézt v [3] nebo [4].

Při odvozování matematického modelu transformátoru je možné vyjít z *Faradayova zákona elektromagnetické indukce* (2.2), který říká, že časová změna magnetického pole vytvoří vírové pole elektrické:

$$\oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\psi}{dt}. \quad (2.2)$$

Tvoří-li smyčku l tenký vodič, indukuje se v něm napětí:

$$u(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt}. \quad (2.3)$$

Ve vztahu (2.3) je úmyslně vynecháno záporné znaménko na pravé straně rovnice. To platí, je-li na vodič (cívku) pohlíženo jako na *spotřebič* napájený ze zdroje napětí (což odpovídá funkci primárního vinutí transformátoru). Taková cívka vytvoří časově proměnné magnetické pole:

$$\Psi(t) = \Psi_0 + \int u(t) \cdot dt. \quad (2.4)$$

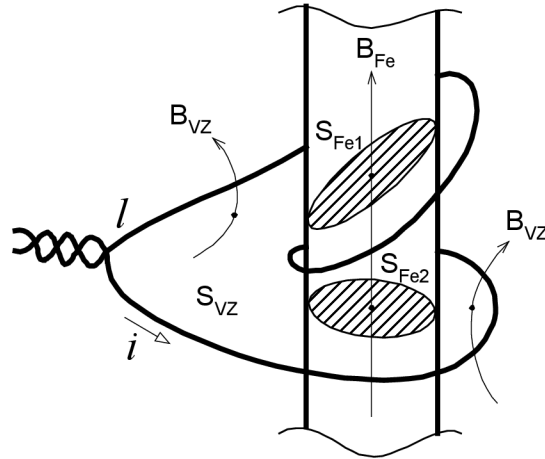
Konstanta Ψ_0 představuje Newtonovu počáteční integrační konstantu, funkce $\Psi(t)$ tzv. *spřažený magnetický tok* s cívku. Je vidět, že velikost *spřaženého magnetického toku* je úměrná pouze velikosti *integrálu napětí* na cívce, nemusí již být přímo úměrná *proudu* cívku (to platí jen ve speciálním případě *lineárních* magnetických obvodů). Tento poznatek je velice důležitý, magnetický tok bude stejný jak pro vzduchové cívky, tak pro cívky s feromagnetickým jádrem (rozdíl bude spočívat pouze v průběhu a velikosti proudu cívku). Syčení jádra transformátoru *napájeného ze zdroje napětí* je závislé pouze na průběhu tohoto napětí.

Pro *spřažený magnetický tok* cívky dále platí:

$$\Psi(t) = \oint_S \vec{B}(t) \cdot d\vec{S}, \quad (2.5)$$

kde S je orientovaná ohraničená plocha, jejíž hranice je tvořena křivkou l , viz rovnice (2.2), probíhající osou vodiče po celé jeho délce. Tento vztah platí zcela obecně pro jakákoli prostředí, v nichž se magnetické pole nachází, a pro libovolné tvary plochy S .

Při návrhu transformátoru je obvykle známý průběh *spřaženého magnetického toku* (resp. průběh primárního napětí), a je tedy nutné určit maximální velikost magnetické indukce B_{\max} v závislosti na parametrech magnetického obvodu (plocha S_{Fe} průřezu jádra). Vyčíslení B_{\max} s použitím rovnice (2.5) je sice matematicky přesné, ale poměrně obtížné (např. metoda konečných prvků). V praxi není taková přesnost při návrhu transformátoru nutná, a proto se zavádí určité zjednodušení. Vyjde se z Obr. 2.10, na kterém je znázorněna část magnetického obvodu transformátoru se dvěma závitů primárního vinutí.



Obr. 2.10: Část magnetického obvodu transformátoru se dvěma primárními závity.

Je zřejmé, že některé indukční čáry B_{VZ} neprocházejí materiálem jádra, jedná se o tzv. rozptyl. Přesný časový průběh spřaženého magnetického toku by se získal použitím vztahu (2.5), který se pro tento konkrétní případ upraví do podoby:

$$\Psi(t) = \int_{S_{VZ}} \vec{B}_{VZ}(t) \cdot d\vec{S}_{VZ} + \sum_{i=1}^N \int_{S_{Fe,i}} \vec{B}_{Fe}(t) \cdot d\vec{S}_{Fe,i} . \quad (2.6)$$

Protože vyčíslení rovnice (2.6) je velice obtížné, je vhodné zavést tyto zjednodušující podmínky:

- zanedbá se rozptyl:

$$B_{VZ} \ll B_{Fe} \Rightarrow B_{VZ} = 0 , \quad (2.7)$$

- bude se předpokládat, že ve feromagnetiku je magnetická indukce B rozložena homogenně a siločáry jsou kolmé k průřezu jádra.

Pro spřažený magnetický tok lze pak psát:

$$\Psi(t) \approx N \cdot B_{Fe}(t) \cdot S_{Fe} = N \cdot \Phi(t), \quad \text{kde } \Phi(t) = B_{Fe}(t) \cdot S_{Fe} . \quad (2.8)$$

Vztah (2.8) by platil přesně, pokud by všechny indukční čáry B protnuly plochu S_{Fe} N -krát. Ve skutečnosti ale všechny siločáry neprocházejí všemi závity a vztah platí jen přibližně. Chyba je malá u feromagnetických obvodů (transformátory, cívky s feromagnetickým jádrem), kde je magnetická vodivost materiálu mnohonásobně větší než magnetická vodivost vzduchu (řádově 1000 krát) a rozptyl tudíž zanedbatelný. Velká je tato chyba např. u vzduchových cívek, kde je vztah (2.8) prakticky nepoužitelný [5].

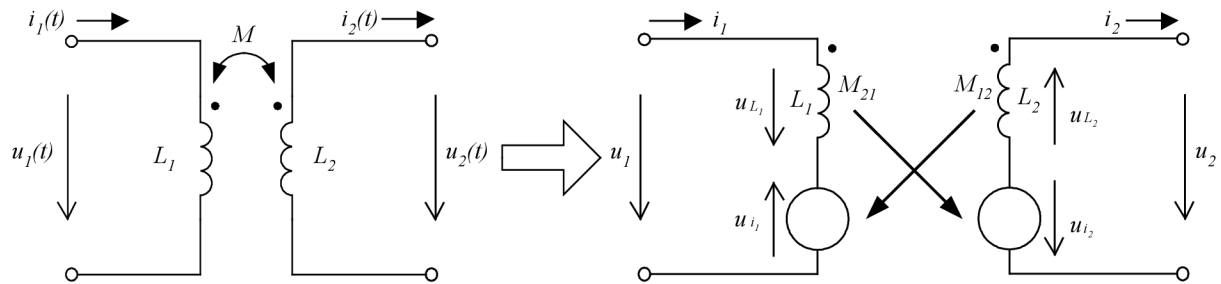
2.6.2. Lineární model transformátoru napětí

Na transformátor bude pohlíženo jako na *lineární pasivní čtyřpól*, který může být popsán maticí s rozměrem 2×2 . Parametry transformátoru (vlastní a vzájemné indukčnosti vinutí) jsou tedy konstanty a platí princip reciprocity. Jelikož se jedná o transformátor napětí, bude se

dále předpokládat, že primární vinutí je napájeno z ideálního zdroje napětí s nulovou vnitřní impedancí. Dále nebudou uvažovány ohmické odpory vinutí (ty mohou být později zahrnuty do vnitřní impedance zdroje a do zátěže). Detailní popis modelů transformátoru lze nalézt v [6].

Základní model ve tvaru impedanční Z-matice

Při odvozování matematického modelu transformátoru se vyjde z přímé fyzikální interpretace vzájemné indukčnosti, Obr. 2.11.



Obr. 2.11: Transformátor jako dvě magneticky vázané cívky.

Směr proudu i_2 je na Obr. 2.11 úmyslně zvolen tak, aby odpovídal *pasivní zátěži* (např. odporu), tj. *zátěži ve spotřebičovém režimu*. Pak je směr sekundárního proudu a sekundárního napětí v souladu se skutečností. To se projeví v následujících rovnicích vznikem záporných znamének, ale rovnice jsou naprosto správné a přesně popisují realitu. Po přiložení napájecího napětí u_1 na primární vinutí o indukčnosti L_1 vznikne ve vinutí proud i_1 . Vzájemná vazba M primárního a sekundárního vinutí umožní vznik indukovaného napětí u_{i2} . Je-li k sekundárnímu vinutí připojena zátěž, začne téci proud i_2 . Situaci lze popsat rovnicemi (2.9) a (2.10):

$$u_1(t) = u_{L1}(t) - u_{i1}(t), \quad (2.9)$$

$$u_2(t) = u_{i2}(t) - u_{L2}(t). \quad (2.10)$$

Jelikož se jedná o lineární magnetický obvod, je možné psát:

$$u_1(t) = L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} - M_{12} \cdot \frac{di_2(t)}{dt}, \quad (2.11)$$

$$u_2(t) = M_{21} \cdot \frac{di_1(t)}{dt} - L_2 \cdot \frac{di_2(t)}{dt}. \quad (2.12)$$

Pro lineární pasivní čtyřpóly platí vždy princip reciprocity. Z toho pak plyne:

$$M_{12} = M_{21} = M. \quad (2.13)$$

Transformátor má tři nezávislé parametry: L_1 , L_2 a M , nebo L_1 , L_2 a k , které kompletně popisují jeho přenosové vlastnosti. Tyto parametry je možné určit experimentálně na reálném transformátoru. Mezi vzájemnou indukčností M a činitelem vazby k platí vztah:

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} . \quad (2.14)$$

Činitel vazby k postihuje existenci rozptylového magnetického toku. Může nabývat hodnot 0 až 1, přičemž při $k = 1$ jde o dokonalou vazbu mezi primárním a sekundárním vinutím bez rozptylových toků. U reálných impulzních transformátorů se činitel vazby běžně pohybuje v rozmezí 0,99 až 0,9995.

V závislosti na velikosti k mohou být zavedeny některé pojmy z oblasti teorie transformátoru:

- **transformátor rozptylový**, $k < 1$: technicky realizovatelný (např. síťové transformátory), napěťový a proudový převod neodpovídá poměru počtu závitů vinutí, transformátor má nezanedbatelnou výstupní reaktanci,
- **transformátor těsný**, $k \rightarrow 1$: (nejčastěji 0,9990 až 0,9995), také je technicky realizovatelný (impulsní transformátory spínaných zdrojů), výstupní reaktance je výrazně menší než u rozptylového,
- **transformátor dokonalý**, $k = 1$: *technicky nerealizovatelný* – rozptylový magnetický tok je zde nulový. Pouze v tomto případě odpovídá převod transformátoru poměru počtu závitů primárního a sekundárního vinutí, výstupní reaktance je nulová.

Rovnice (2.11) a (2.12) představují základní fyzikální model transformátoru ve tvaru *impedanční Z-matice*. (Pozn.: záporná znaménka v rovnicích jsou správná, jsou v souladu se zvoleným směrem proudu i_2 , viz Obr. 2.11). Nevýhodou základního modelu je skutečnost, že z něj přímo nevyplývají konkrétní užité vlastnosti transformátoru (jako např. napěťový a proudový přenos, výstupní reaktance apod.). Výstupem tohoto modelu je průběh primárního a sekundárního napětí, přičemž za vstupní (a tudíž známé) veličiny jsou považovány proudy vinutí. Z těchto důvodů se nejčastěji používá model transformátoru ve tvaru *hybridní H_U -matice*.

Model transformátoru napětí ve tvaru hybridní H_U -matice

Základní model vystižený rovnicemi (2.11) a (2.12) je nutno transformovat do podoby:

$$i_1 = f_1(u_1, i_2), \quad (2.15)$$

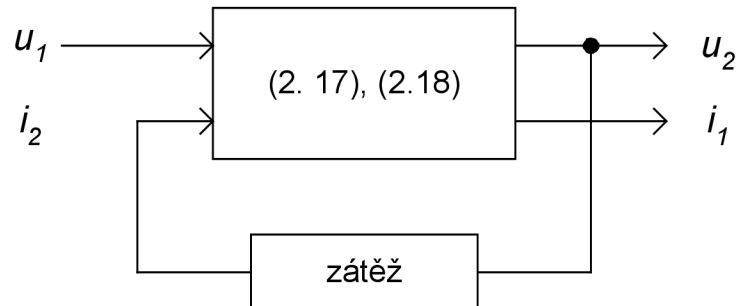
$$u_2 = f_2(u_1, i_2). \quad (2.16)$$

Po algebraické úpravě se získá soustava rovnic ve tvaru:

$$i_1(t) = I_{\mu 0} + \frac{1}{L_1} \cdot \int u_1(t) \cdot dt + k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot i_2(t), \quad (2.17)$$

$$u_2(t) = k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot u_1(t) - L_2 \cdot (1 - k^2) \cdot \frac{di_2(t)}{dt}. \quad (2.18)$$

Rovnice (2.17) a (2.18) představují hledaný model transformátoru ve tvaru *hybridní H_U -matice*. Do modelu je ještě třeba doplnit matematický popis zátěže připojené k sekundárnímu vinutí (např. ohmický odpor, resp. vodivost, nebo různé typy setrvačných RLC zátěží). Model pak může být znázorněn blokově, Obr. 2.12.



Obr. 2.12.: Blokové znázornění modelu transformátoru ve tvaru hybridní H_U – matice.

Vstupními veličinami modelu jsou primární napětí u_1 a sekundární proud i_2 , výstupy modelu jsou pak sekundární napětí u_2 a primární proud i_1 . Sekundární proud i_2 je nutno průběžně počítat pomocí modelu zátěže a aktuálního napětí u_2 a zpětnovazebně jej přivádět na vstup modelu. V rovnicích (2.17) a (2.18) je možné navíc zvlášť popsat tyto výrazy:

- **magnetizační (tokotvorný) proud:**
$$i_\mu(t) = I_{\mu 0} + \frac{1}{L_1} \cdot \int u_1(t) \cdot dt, \quad (2.19)$$

- **výstupní proud přepočtený na primár:**
$$i_2'(t) = k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot i_2(t), \quad (2.20)$$

- **výstupní napětí naprázdno ($i_2 = 0$):**
$$u_{2,0}(t) = k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot u_1(t), \quad (2.21)$$

- **úbytek napětí:**
$$\Delta u_2(t) = L_2 \cdot (1 - k^2) \cdot \frac{di_2(t)}{dt} = L_{\text{výst}} \cdot \frac{di_2(t)}{dt}, \quad (2.22)$$

- **výstupní indukčnost (při vstupu nakrátko):**
$$L_{\text{výst}} = L_2 \cdot (1 - k^2), \quad (2.23)$$

- **napět'ový přenos (naprázdno):**
$$p_0 = k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \quad (2.24)$$

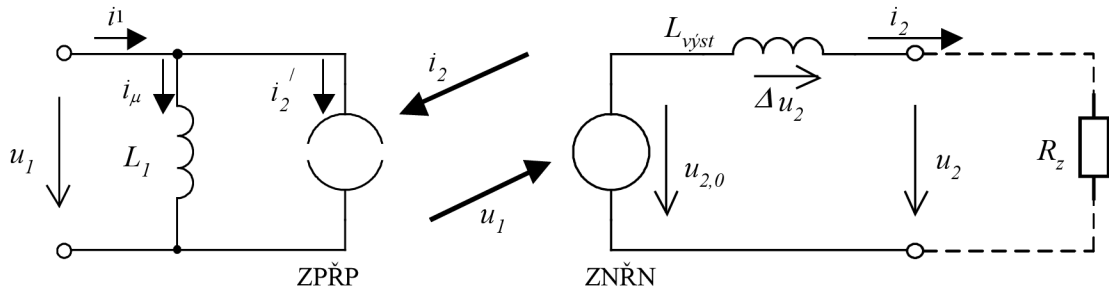
Ze vztahů (2.20), (2.21) a (2.24) je zřejmé, že převod transformátoru je závislý na velikosti činitele vazby k . Není tedy možné obecně uvažovat převod jako pouhý podíl počtu závitů sekundárního a primárního vinutí N_2/N_1 , tento vztah platí pouze v případě dokonalého transformátoru, kdy $k = 1$. Dále lze ze vztahu (2.23) odvodit, že velikost výstupní indukčnosti je nulová opět pouze pro dokonalý transformátor. S klesajícím činitelem vazby se pak výstupní indukčnost zvětšuje.

Matematický model v podobě rovnic (2.17) a (2.18) lze nyní zapsat v jednoduchém tvaru:

$$i_1(t) = i_\mu(t) + i_2'(t), \quad (2.25)$$

$$u_2(t) = u_{2,0}(t) - \Delta u_2(t). \quad (2.26)$$

Na Obr. 2.13 je znázorněn *obvodový model* transformátoru napětí, který odpovídá matematické interpretaci rovnic (2.17) a (2.18), případně rovnic (2.25) a (2.26).



Obr. 2.13: Obvodový model transformátoru napětí.

Z obvodového modelu lze vypočítat, že transformátor zatížený ohmickým odporem R_Z se chová jako *dolní propust 1. řádu s horním mezním kmitočtem*:

$$f_{h,mez} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_{výst}} = \frac{R_Z}{2\pi \cdot L_{výst}}, \quad \text{kde } \tau_{výst} = \frac{L_{výst}}{R_Z}. \quad (2.27)$$

Je nutné, aby horní mezní kmitočet byl co největší, v ideálním případě nekonečný. To bude splněno v těchto případech:

- $R_Z \rightarrow \infty$: transformátor naprázdno,
- $k \rightarrow 1$: i při zatížení.

Ve skutečnosti je k transformátoru připojena určitá zátěž, tudíž R_Z nikdy nebude nekonečný. Jedinou možností je realizovat co nejtěsnější vazbu. Jinak bude transformátor na vysokých kmitočtech nepoužitelně „měkký“.

Dokonalý transformátor napětí

Činitel vazby $k = 1$, všechny siločáry B procházejí plochou S_{Fe} , tj. všemi závity primárního i sekundárního vinutí (nulový rozptyl). Model dokonalého transformátoru je užitečný především *při návrhu magnetického obvodu*, kdy toto zjednodušení umožní snadné určení počtu závitů s ohledem na parametry feromagnetického jádra a průběh primárního napětí. Jelikož se jedná o bezrozptylový transformátor, pro magnetické vodivosti platí:

$$\lambda_{m1} = \lambda_{m2} = \lambda_m. \quad (2.28)$$

Napěťový přenos transformátoru s použitím rovnice (2.24) je:

$$p_0 = k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \sqrt{\frac{N_2^2 \cdot \lambda_m}{N_1^2 \cdot \lambda_m}} = \frac{N_2}{N_1}, \quad \text{kde } L = \lambda_m \cdot N^2. \quad (2.29)$$

Matematický model ve tvaru hybridní H_U -matice bude mít nyní tvar:

$$i_1(t) = I_{\mu 0} + \frac{1}{L_1} \cdot \int u_1(t) \cdot dt + \frac{N_2}{N_1} \cdot i_2(t), \quad (2.30)$$

$$u_2(t) = \frac{N_2}{N_1} \cdot u_1(t). \quad (2.31)$$

Jedná se o nejjednodušší model transformátoru napětí s těmito vlastnostmi:

- $L_{výst} = 0$, výstupní reaktance je nulová, jde o lineární přenosový člen bez setrvačnosti (výstupní napětí u_2 nezávisí na výstupním proudu i_2),
- pouze v tomto případě je převod roven poměru počtu závitů sekundárního a primárního vinutí N_2/N_1 .

U reálných „těsných“ transformátorů spínaných zdrojů je uvažování hodnoty činitele vazby $k = 1$ vhodné, pokud z něj odvozujeme zjednodušený převod transformátoru, který je pak daný pouze poměrem počtu závitů N_2/N_1 dle vztahu (2.29). Uvažování $k = 1$ také při výpočtu výstupní indukčnosti transformátoru podle rovnice (2.23) ale vhodné není. Její hodnota totiž ani pro hodnoty k blízké 1 nemusí být zanedbatelná.

Návrh transformátoru

Návrh je prováděn pro dokonalý transformátor za předpokladů uvedených v předchozí části ($k = 1$). Pak podle (2.8) platí:

$$\Psi_1(t) = N_1 \cdot \Phi_1(t), \quad (2.32)$$

$$\Phi_1(t) = \Phi_2(t) = \Phi(t) = B_{Fe}(t) \cdot S_{Fe}. \quad (2.33)$$

Magnetické účinky proudů i_2 a i_2' se podle *Lenzova zákona* dokonale ruší a při sycení magnetického obvodu se uplatní pouze magnetizační (tokotvorná) složka primárního proudu i_μ :

$$\Psi_1(t) = N_1 \cdot \Phi(t) = N_1 \cdot B_{Fe}(t) \cdot S_{Fe} = L_1 \cdot i_\mu(t), \quad (2.34)$$

$$\Phi(t) = \Phi_0 + \frac{1}{N_1} \cdot \int u_1(t) \cdot dt, \quad (2.35)$$

$$B(t) = B_0 + \frac{1}{N_1 \cdot S_{Fe}} \cdot \int u_1(t) \cdot dt. \quad (2.36)$$

Integrační konstanty Φ_0 a B_0 po zapnutí zaniknou s časovou konstantou primárního vinutí:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{R_{Cu1}}. \quad (2.37)$$

Návrh magnetického obvodu spočívá v určení počtu primárních závitů N_1 s ohledem na plochu průřezu jádra S_{Fe} podle vztahu (2.36) tak, aby nebylo překročeno maximální dovolené sycení B_{max} pro daný materiál jádra a pro daný průběh primárního napětí $u_1(t)$. Návrh počtu sekundárních závitů N_2 se opírá o převod transformátoru dle rovnice (2.29), respektive rovnice (2.31) a o řídicí charakteristiku měniče, se kterým transformátor pracuje. Konkrétní návrh průřezu vodiče obou vinutí souvisí s tepelnými jevy [5], [6].

2.7. Ozon

Ozon vzniká reakcí molekulárního kyslíku s kyslíkovým atomem. Převážná část ozonu (více než 90 %) se nachází ve stratosféře, kde vzniká působením UV záření na molekuly kyslíku ve výškách 12 km až 50 km nad zemí. Takto vzniklá vrstva ochraňuje živé organismy před škodlivými účinky UV záření. Ve spodních vrstvách atmosféry vzniká ozon rovněž účinkem UV záření. Účinnost generace se zvětšuje za přítomnosti znečišťujících látek v ovzduší, jako jsou např. oxidy dusíku (NO_x) nebo uhlovodíky. Koncentrace takto vzniklého ozonu může být proto nepřímým měřítkem znečištění ovzduší. Určité množství ozonu vzniká i následkem atmosférických výbojů - korony a blesky.

Průmyslově je ozon možné připravit třemi způsoby:

- 1) Pomocí UV záření – dosažitelná koncentrace je max. 1 g/m^3 , což je nedostatečné pro většinu aplikací.
- 2) Elektrolyzou vody – zde je dosažitelná vysoká koncentrace. Poločas rozpadu ozonu ve vodě je asi 9 min při teplotě $13 \text{ }^\circ\text{C}$, při vyšších teplotách se tato doba podstatně zkracuje (při teplotě $26 \text{ }^\circ\text{C}$ asi na 1,25 min).
- 3) Pomocí *tichého výboje* (výboj s dielektrickou bariérou) - v současné době nejpoužívanější metoda pro výrobu ozonu k průmyslovým a vodárenským účelům.

Přípravu ozonu pomocí *tichého (objemového) výboje* provedla již v roce 1857 firma Siemens. Velmi brzy na to byly objeveny dezinfekční schopnosti ozonu (1873 Fox). Kolem roku 1900 byl dokonce ozon využíván k dezinfekci a úpravě pitné vody, použití chlóru však z ekonomických důvodů v dalších letech převažuje. Zhruba od roku 1950 let se ozon opět začíná pro úpravu pitné vody používat a v současné době převažuje při rekonstrukcích a nově budovaných zařízeních.

2.7.1. Stanovení koncentrace ozonu

Stanovení koncentrace ozonu v ovzduší

Koncentrace ozonu v ovzduší může být měřena *amperometricky*, tj. pomocí elektrochemických senzorů nebo *fotometricky* v ultrafialové (UV) oblasti. K přibližnému určení koncentrace lze použít testovací proužky.

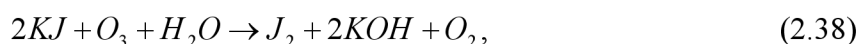
Metody stanovení koncentrace ozonu v plynech

Při stanovení účinnosti generace ozonu z kyslíku nebo vzduchu je třeba přesně stanovit průtočné množství pracovního plynu, teplotu, tlak a koncentraci ozonu. Koncentrace ozonu se

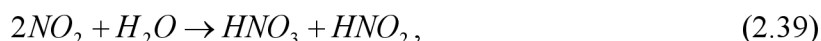
nejdříve stanovovala chemickou cestou, a to tzv. *jodometrickou titrací*. Základem jodometrické metody je reakce ozonu s roztokem alkalického jodidu, při které se z jodidu vyloučí jod. Ten zbarví roztok žlutě až hnědě. Tento roztok se následně titruje 0,05n roztokem $Na_2S_2O_3$ až do odbarvení. 1 ml 0,05 n $Na_2S_2O_3$ odpovídá 1,2 mg ozonu.

Využití této metody má však i svá úskalí. Pokud je ozon generován ze vzduchu, tak kromě ozonu jsou rovněž generovány i oxidy dusíku. Jak bylo uvedeno v literatuře [7], mnoho vynikajících účinností generace ozonu ve vzduchu u různých autorů lze vysvětlit právě metodou detekce ozonu. Jodometrická metoda totiž v těchto případech selhává. Stejně jako ozon, rovněž oxidy dusíku vylučují z roztoku *KJ* jod:

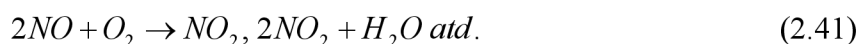
reakce s ozonem



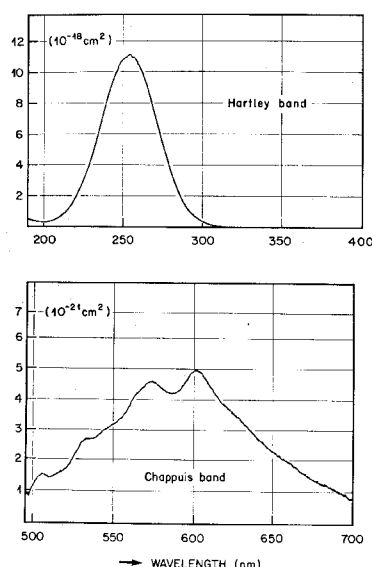
reakce s oxidy dusíku



Ještě kromě toho po reakci vzniklý *NO* může reagovat znovu:



Z výše uvedených důvodů se hledala jiná, přesnější a selektivnější metoda. V současné době standardní metoda stanovení koncentrace ozonu využívá absorpce ozonu v oblasti kolem 250 nm. Na Obr. 2.14 je uvedena závislost absorpčního průřezu ozonu v ultrafialové a viditelné části spektra.



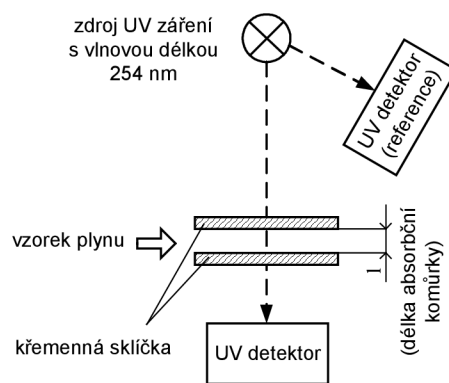
Obr. 2.14: Závislost absorpčního průřezu ozonu v ultrafialové a viditelné části spektra ([8], str. 111, Fig. 23).

Koncentrace ozonu je stanovena pomocí *Lambert-Beerova absorpčního zákona*:

$$I = I_0 \exp(-n\sigma l), \quad (2.42)$$

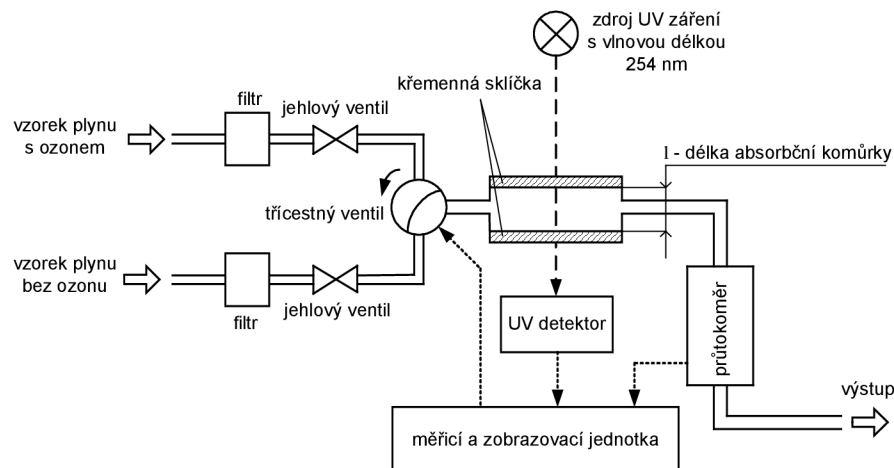
kde I a I_0 jsou měřené UV intenzity procházející absorpční komůrkou s ozonem a bez přítomnosti ozonu, n je počet molekul ozonu v jednom kubickém centimetru (cm^{-3}), l je délka vnitřní absorpční dráhy v centimetrech a σ je absorpční koeficient (viz Obr. 2.14). Výhodou této metody je, že výsledek koncentrace ozonu je okamžitý a že metoda může být použita k regulačním účelům, a to bez interference s jinými látkami, jako například výše zmíněné oxidy dusíku.

Následující obrázek znázorňuje princip detektoru ozonu využívající k detekci absorpci UV záření. V tomto případě se reguluje proud UV výbojkou tak, aby signál z referenčního detektoru byl konstantní. Změny v signálu z měřicího detektoru potom odpovídají změnám koncentrace ozonu.



Obr. 2.15: Detektor ozonu se dvěma UV detektory.

Nevýhodou tohoto detektoru ozonu je, že pokud dojde k zanesení sklíček měřicí komůrky, budou zkresleny naměřené hodnoty. Další nevýhoda spočívá v tom, že jsou zde dva detektory UV záření, které nemusí mít úplně shodné charakteristiky, mohou mít různé teploty atd. Tyto nedostatky jsou odstraněny v detektoru zobrazeném na Obr. 2.16. Zde se k detekci UV záření používá pouze jeden detektor. Měřicí komůrkou střídavě protéká referenční plyn bez ozonu a následně plyn s ozonem. Z rozdílu naměřených hodnot UV záření je stanovena koncentrace ozonu.

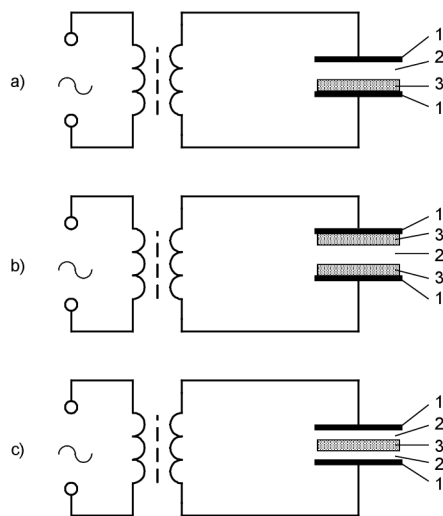


Obr. 2.16: Detektor ozonu s jediným UV detektorem.

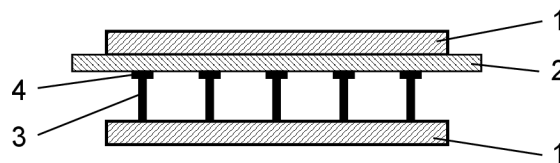
2.7.2. Generování ozonu

Ozon je obvykle generován ve výboji, jenž vznikne přiložením proměnného napětí na výbojovou štěrbinu pokrytou dielektrikem, viz Obr. 2.17. Dielektrikum zde slouží k uhašení rozvíjejícího se *mikrovýboje* – Obr. 2.18, tj. omezuje výbojový proud. Frekvence použitého proměnného napětí je obvykle menší než 20 kHz. Tento druh ozonizátoru se obvykle označuje jako ozonizátor s *tichým* nebo *objemovým výbojem*. Jestliže použijeme napětí $u(t)$ takové, že doba vzrůstu napětí na maximální hodnotu je srovnatelná s dobou letu elektronu od jedné elektrody ke druhé, označujeme ozonizátor jako *pulzní*.

Generace ozonu v elektrickém výboji v kyslíku nebo ve vzduchu je studována intenzivně řadu let. V roce 1983 skupina vedená B. Eliassonem [9] provedla velice detailní analytický model generace ozonu v kyslíkovém *tichém výboji*. Tento model se zabývá základními fyzikálními a chemickými procesy a odvozuje veličiny experimentálně měřitelné.

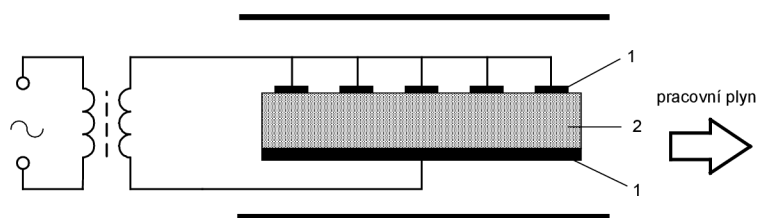


Obr. 2.17: Konfigurace buzení tichého výboje
(1 – kovové elektrody, 2 – výbojová mezera, 3 – dielektrikum).

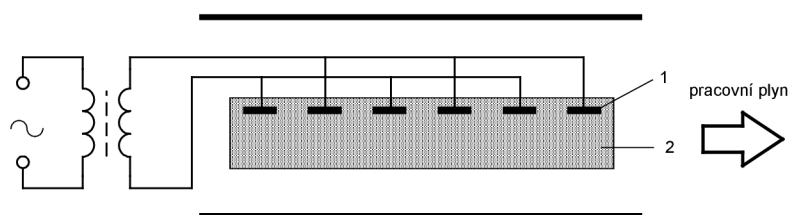


Obr. 2.18: Mikrovýboje ve výbojové mezeře
(1 – kovové elektrody, 2 – dielektrikum, 3 – kanál mikrovýboje, 4 – povrchový výboj).

V současné době se v praxi používají ke generaci ozonu ještě další dva typy elektrických výbojů. Jedná se tzv. *povrchový* a *koplanární* elektrický výboj. Na Obr. 2.19 a Obr. 2.20 jsou oba výboje schematicky znázorněny. Výhodou tohoto typu výboje je, že probíhá u povrchu dielektrika a teplo doprovázející proces výboje může být efektivně přes dielektrikum odvedeno.



Obr. 2.19: Schématické znázornění povrchového výboje (1 – kovové elektrody, 2 – dielektrikum).



Obr. 2.20: Schématické znázornění koplánárního výboje (1 – kovové elektrody, 2 – dielektrikum).

2.7.3. Definice účinnosti generace ozonu

Základní mechanismus generace ozonu je následující:

- při srážce výbojového elektronu s molekulou kyslíku dochází k disociaci molekuly kyslíku,
- takto vzniklý atomární kyslík rekombinuje s molekulou kyslíku za vzniku molekuly ozonu.

Reakce lze popsat následujícími rovnicemi:



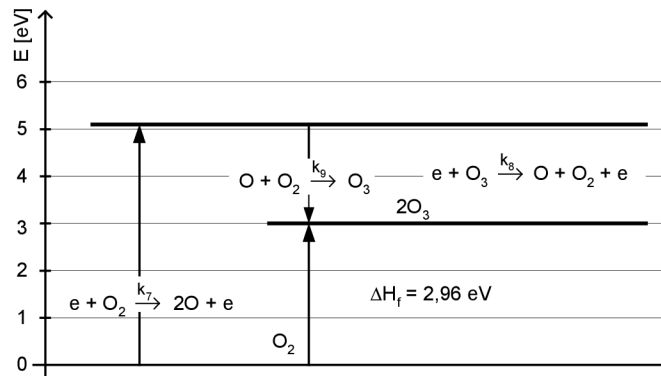
kde M je nějaká třetí srážející se částice, například atomární kyslík, molekulární kyslík, ozon atd. Entalpie tvorby molekuly ozonu při tlaku 101,32 kPa a teplotě 25 °C je 1,48 eV/molekulu. Jako 100% účinnost generace ozonu se definuje podíl hmotnosti jedné molekuly ozonu a energie 1,48eV, tj. účinnost má rozměr [hmotnost/energie]. V literatuře se však běžněji používají jednotky:

$$O_3/1,48 \text{ eV} = 0,336 \text{ mg/J} = 1,21 \text{ kg/kWh}$$

neboli

$$0,82 \text{ Wh/g.}$$

Grafické vyjádření mechanismu generace ozonu ukazuje Obr. 2.21.



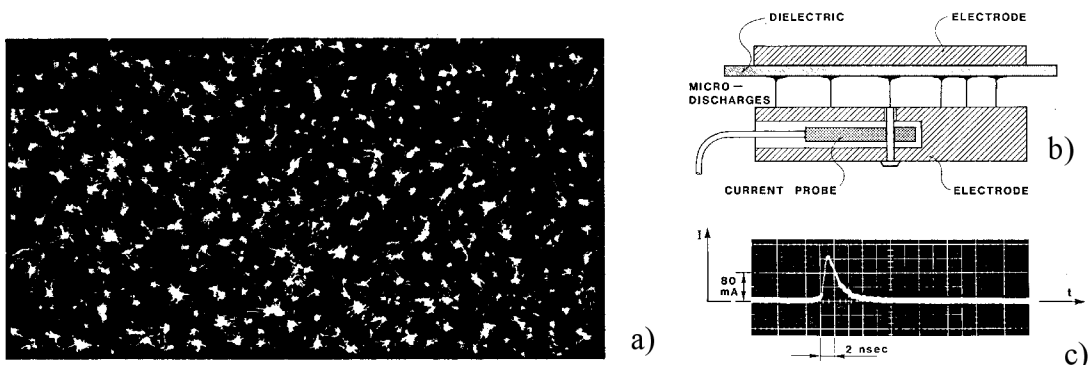
Obr. 2.21: Tvorba ozonu v kyslíku.

- O_2 – disociace = 5,16 eV,
- O_3 – disociace = 1,10 eV,
- O_3 – entalpie tvorby = 1,48 eV.

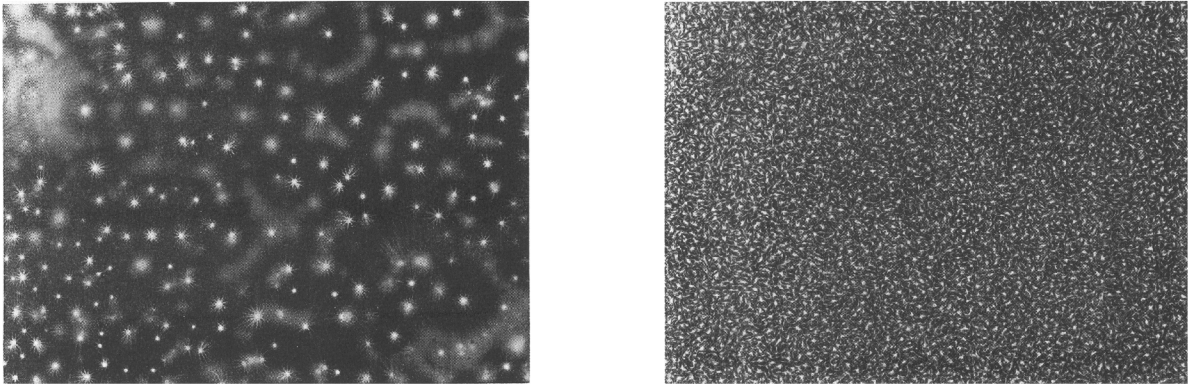
Pokud se vezmou do úvahy veškeré procesy, které mohou probíhat ve výboji v kyslíku (viz literatura [9]), vychází pro optimální účinnost hodnota 2,52 Wh/g, tj. účinnost 32,6 %. To znamená, že za nejpříznivějších experimentálních podmínek asi 1/3 dodané energie se spotřebuje na generaci ozonu a 2/3 půjdou na ztráty, jako je např. teplo nebo excitační energie. Výše uvedené skutečnosti nutně vedou k hledání takových experimentálních podmínek, aby bylo dosaženo snížení ztrát. Jeden způsob směřuje k **využití pulzních zdrojů**. U nejlepších průmyslových ozonizátorů současnosti se dosahuje účinnosti kolem 10 %, což odpovídá hodnotě 8 Wh/g. Této účinnosti bývá dosaženo při koncentraci ozonu 6 % váhových a generaci z kyslíku.

2.7.4. Generace ozonu v plazmatu tichého výboje

Proud tekoucí tichým výbojem není konstantní, ale vykazuje celou řadu ostrých maxim během části napěťové periody, po kterou je tichý výboj buzen. Jedná se o celou řadu mikrovýbojů se submikrosekundovým trváním – Obr. 2.22. Každý mikrovýboj se skládá z tenkého výbojového proudového kanálu o průměru asi 100 μm , jenž na povrchu dielektrika vytváří plošky ve formě kruhů nebo hvězdiček v závislosti na polaritě, jak ukazuje Obr. 2.23.



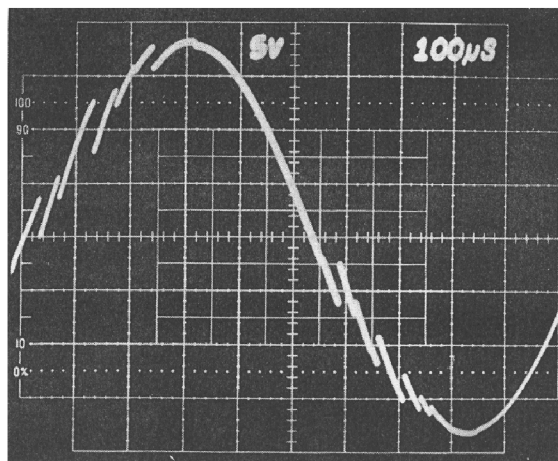
Obr. 2.22: Měření parametrů mikrovýboje u rovinného ozonizátoru ([9], str. 6, Fig. 1).
 a) Lichtenbergova fotografie výboje ve vzduchu, b) umístění a velikost proudové sondy pro měření proudu jedním mikrovýbojem, c) proudový pulz jednoho mikrovýboje v kyslíku.



Obr. 2.23: Fotografie Lichtenbergových obrazců ukazující stopy jednotlivých mikrokanálek pro dvě šířky výbojové štěrbiny ([8], str. 89, Fig. 2).

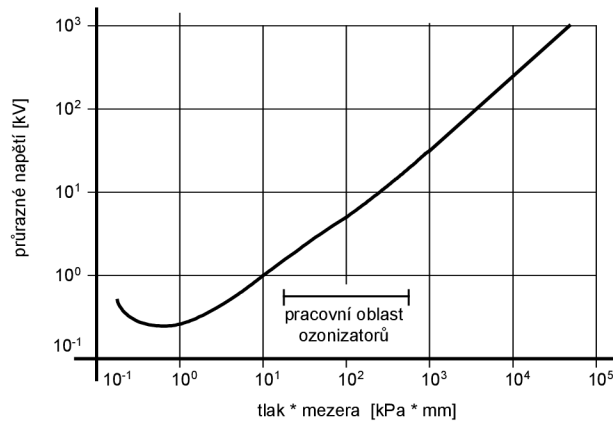
Akumulovaný náboj na povrchu dielektrika snižuje elektrické pole ve štěrbině a eventuálně potlačí výboj. Poslední výzkumy v tomto směru ukazují, že doba trvání mikrovýboje činí pouze několik nanosekund, což je mnohem kratší doba, než se původně předpokládalo. Za tuto dobu činí přenesený náboj pouze 0,1 nC až 1 nC, přičemž tento náboj vzrůstá s rostoucím tlakem a šířkou štěrbiny. Naměřené hodnoty proudových pulzů ve špičce činí 0,1 A až 0,5 A. Zobrazením výbojových kanálů mikrovýbojů ve vzduchu zesilovači obrazu ukázalo, že kanál mikrovýboje je válcový o průměru 0,1 mm až 0,3 mm. V kyslíku se předpokládá, že kanály budou ještě užší.

Následující obrázek vystihuje průběh napětí měřeného na generátoru ozonu, kde jsou zřejmé velké proudové impulzy skupiny mikrovýbojů.



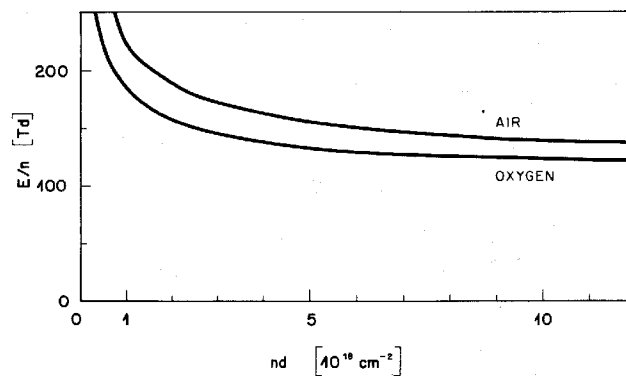
Obr. 2.24: Průběh napětí na generátoru ozonu se zřejmými velkými proudovými pulzy ([8], str. 92, Fig. 5).

K zapálení výboje dochází při splnění podmínek vyjádřených *Paschenovým zákonem*, přičemž ve kvazistacionárních podmínkách je v proudovém kanálu mikrovýboje dosahováno proudových hustot několik kA/cm^2 a elektronové hustoty 10^{14} až 10^{15} e/cm^3 . Experimenty ukazují, že výboj je přerušen, když intenzita elektrického pole poklesne pod kritickou, ale nenulovou hodnotu. Reziduální hodnota intenzity elektrického pole je větší u elektronegativních plynů. V kyslíku je vyšší než ve vzduchu.



Obr. 2.25: Paschenova křivka pro vzduch o teplotě 20 °C.

Přestože reziduální intenzita elektrického pole nezávisí na šířce štěrbin, závisí intenzita elektrického pole nutná pro zapálení výboje na součinu nd , kde n je hustota částic a d šířka štěrbin – viz Obr. 2.26. Průrazná intenzita elektrického pole vzrůstá se zmenšující se štěrbinou nebo hustotou plynu. Vlastní generace ozonu probíhá převážně ve výbojovém sloupci mikrovýboje, méně již v povrchovém výboji na dielektriku. Ozonizátory pracují v rozmezí $nd = (1 \text{ až } 10) \times 10^{18} \text{ cm}^{-2}$.



Obr. 2.26: Redukovaná intenzita elektrického pole pro průrazné napětí v kyslíku a ve vzduchu jako funkce součinu částicové koncentrace a šířky výbojové štěrbin ($1 \text{ Td} = 10^{-17} \text{ Vcm}^2$) ([8], str. 91, Fig. 4).

Energie, kterou mohou elektrony získat v elektrickém poli je určena intenzitou elektrického pole a vzdáleností, již elektron proletí bez srážky s částicí neutrálního plynu. Tato vzdálenost, označovaná jako *střední volná dráha*, je ovšem ovlivněna koncentrací částic plynu. V praxi se proto místo elektrického pole používá redukované elektrické pole, které u výboje v plynu popisuje závislost mezi napětím na elektrodách U , koncentrací plynu n a vzdáleností elektrod d . Při tomto způsobu vyjádření intenzity elektrického pole (E/n) se nejčastěji užívá jednotka *1 townsend* ($1 \text{ Td} = 10^{-17} \text{ Vcm}^2$).

Uvážíme-li, že *Loschmidtovo číslo* (koncentrace molekul v plynu při normálním tlaku) je $2,69 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$, odpovídá hodnota 1 Td napětí na elektrodách 26,9 V při atmosférickém tlaku a vzdálenosti elektrod 1 mm. Ze zkušenosti je známé, že při zapálení výboje je hodnota redukovaného elektrického pole přibližně 100 Td. Tomu při atmosférickém tlaku a vzdálenosti elektrod 1 mm odpovídá napětí 2,69 kV.

2.7.5. Dvou-dimenzionální model bariérového výboje ve vzduchu

D. Braun a spol. [10] provedli velice detailní výpočet jednotlivých fází bariérového výboje ve vzduchu. Z modelu vyplývá, že je možné rozeznat čtyři fáze výboje – *Townsendův výboj*, *tvorba streameru*, *formování katodové vrstvy* a *rozpadová fáze*.

První fáze výboje začíná driftem elektronů od *katody* k *anodě*. Multiplikace elektronů je určena prvním ionizačním Townsendovým koeficientem – hovoří se o tzv. Townsendově fázi výboje. Když je ve výbojovém prostoru dosaženo určité koncentrace elektronů, dojde k velké změně v prostorovém rozložení intenzity elektrického pole a díky tomu vznikne ke katodě směřující ionizační vlna, katodový *streamer*. Jedná se o tzv. streamerovou fázi výboje. Když streamer dosáhne katody, začíná se vytvářet katodová vrstva, tzv. fáze vytváření katodové vrstvy. Nakonec, v závislosti na vlastnostech dielektrické vrstvy, dochází k poklesu výbojového proudu, a tedy k rozpadové fázi.

V dalším popisu bude uvažováno, že dielektrikum pokrývá pouze anodu, katoda není pokryta žádným dielektrikem. Počáteční elektrony nacházející se v blízkosti katody se při přiložení vnějšího elektrického pole začínají pohybovat k anodě. Během jejich driftu k anodě se srážejí s neutrálními částicemi, ionizují je, a tak znásobují množství nabitých částic. Společně s generovanými ionty, fotony a elektrony odtrženými z negativních iontů způsobí malý počáteční proud. Až do určité koncentrace elektronů je multiplikační faktor konstantní v souladu s Townsendovým mechanismem pro konstantní intenzitu elektrického pole.

Elektrický proud tekoucí během Townsendovy fáze způsobí akumulaci nabitých nosičů v blízkosti anody a zachycení elektronů na povrchu dielektrika. Akumulované nabitě částice změni rozložení intenzity elektrického pole v blízkosti anody a tím zvýší vodivost. V této oblasti intenzita elektrického pole klesne, zatímco v oblasti směřující ke katodě vzroste. Velikost změny rozložení elektrického pole vzrůstá s časem a díky tomu začíná nová fáze výboje.

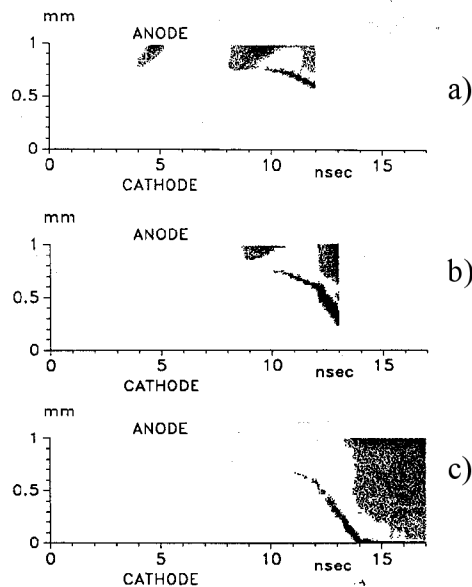
Elektrony generované na katodě nebo odtržením z iontů v oblasti mezi katodou a maximem deformace původní intenzity elektrického pole driftují v oblastech s vyšší intenzitou, než tomu bylo během Townsendovy fáze výboje. To vede k další akumulaci nabitých nosičů v blízkosti maxima deformace elektrického pole, zvýšení vodivosti v této oblasti, a tak k posunu a rozšíření této oblasti s maximální změnou elektrického pole směrem ke katodě. Dochází k auto-znásobujícímu se efektu, který má za důsledek vznik ke katodě směřující ionizační vlny neboli streameru.

V oblasti mezi maximem ionizační vlny a anodou je elektrické pole redukováno na stabilní hodnotu, při níž je hodnota efektivního ionizačního koeficientu téměř nulová, pokrývající především ztrátu náboje.

Radiální rozšíření výboje v počátečních fázích je především určeno difúzí elektronů. Počáteční rozložení elektronů u katody je dáno Gaussovým rozložením s poloměrem několika mikrometrů. Při dosažení anody činí poloměr asi 100 μm . První fáze šíření streameru jsou řízeny rovněž difúzí. Když hlava streameru dosáhne katody, nastane interakce mezi zářením z hlavy streameru a povrchem katody. Velikost ozářené katodové plochy je mnohem širší než průřez hlavy streameru.

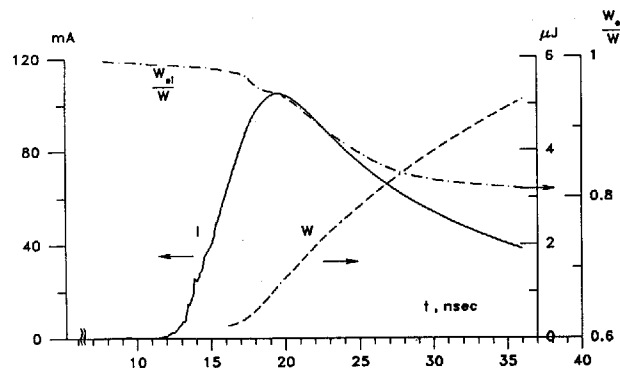
Obecný obrázek počátečních fází výboje je znázorněn na Obr. 2.27. Na uvedeném obrázku je znázorněna simulace rychlostní fotografie vývoje výboje. Takovou fotografii lze získat,

pokud je film v kameře posouván velice rychle, kolmo k ose výbojového kanálku. Intenzita záření je dána hustotou bodů. Předpokládá se, že intenzita záření je úměrná absolutnímu množství ionizačních procesů pro odpovídající oblast.



Obr. 2.27: Simulace rychlostní fotografie ([10], str. 168, Fig. 4).
Citlivost fotografií a) 1x, b) 1/5, c) 1/500.

V dalším textu nebudou uváděny veškeré výsledky plynoucí z práce D. Brauna a spol., ale v úvahu bude brána pouze energetická stránka výboje. Na Obr. 2.28 je znázorněn časový vývoj elektrického proudu, energie dodané do výboje a odpovídající část energie dodané elektronům. Jak je patrné, hlavní část energie je dodána během rozpadové fáze a přispívá k pohybu iontů a ohřevu plynu, což není již efektivní pro generaci ozonu. Největší koncentrace iontů se nachází u katody, ale jejich rychlost není dostatečná na disociaci molekulárního kyslíku. **Z hlediska účinnosti generace ozonu je tedy žádoucí zkrátit rozpadovou fázi na minimum.** Toho by mělo být dosaženo tím, že přiložené vnější elektrické pole na elektrody ozonizátoru bude vypnuto na začátku rozpadové fáze, tj. v čase kolem 30 ns až 50 ns. Z tohoto důvodu je nanejvýš žádoucí napájet ozonizátor vysokonapěťovým pulzním zdrojem o co nejkratší šířce pulzu (několik desítek ns).

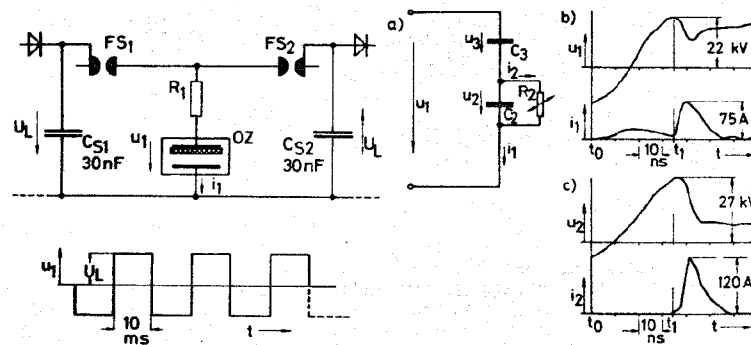


Obr. 2.28: Časový průběh proudu, energie a energie odpovídající elektronům ve výboji ([10], str. 172, Fig. 10).

2.7.6. Pulzní generátory ozonu

V roce 1973 bylo ukázáno (viz pramen [11]), že pulzní výboj generuje ozon mnohem účinněji než tichý výboj při frekvenci 50 Hz a stejné elektrodové konfiguraci. Při pomalém nárůstu napětí na elektrodách jsou takové podmínky, že pouze několik oddělených mikrovýbojů se objeví ve výbojové šterbině v jeden okamžik. **Pokud nárůst napětí je velice rychlý**, tj. doba nárůstu do maximální hodnoty je srovnatelná s dobou vývoje mikrovýboje, **vznikají podmínky pro současný vznik mnoha mikrovýbojů v celém objemu výbojové šterbině**. Díky tomu je generace atomárních kyslíků rovnoměrně rozložena v celé výbojové šterbině, **což se projeví vyšší účinností generace ozonu**.

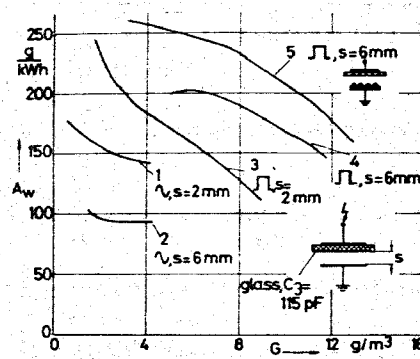
V roce 1979 bylo současně publikováno několik prací, jejichž společným rysem bylo užití rychlého napěťového pulzu se strmostí $du/dt = 1 \text{ kV až } 25 \text{ kV/ns}$ ke generaci tichého výboje. Například se jedná o práci [12]. Na Obr. 2.29 až Obr. 2.34 je znázorněno experimentální uspořádání a dosažené výsledky. Ozonizátor s paralelními deskami je střídavě zapínán pomocí jiskřiště na kondenzátory. Rezistor R_1 určuje rychlost růstu napětí. S tímto systémem bylo dosaženo účinnosti až 4 Wh/g při koncentraci ozonu kolem $10 \text{ gO}_3/\text{m}^3$.



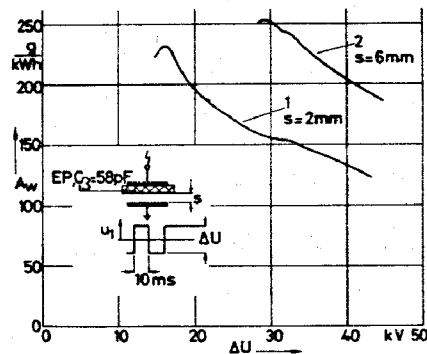
Obr. 2.29: Jedna z možných úprav pulzně buzeného ozonizátoru ([12], str. 740, Fig. 3, Fig. 4).

OZ – ozonizátor, FS – jiskřiště, R_1 – rezistor určující rychlost růstu napětí

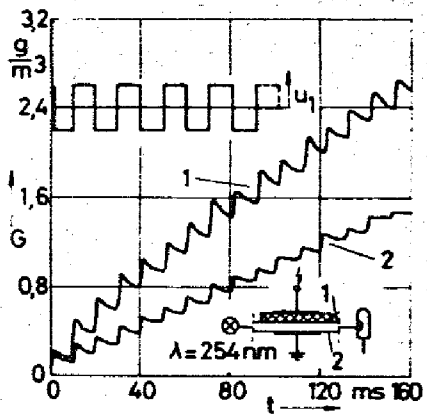
- a) ekvivalentní schéma ozonizátoru, b) průběh napětí u_1 na ozonizátoru a odpovídající proud ozonizátorem i_1 , c) vypočtená hodnota napětí u_2 na výbojové šterbině a výbojový proud i_2
 $C_3 = 58 \text{ pF}$ - kapacita dielektrika, $C_2 = 8 \text{ pF}$ - kapacita výbojové šterbině, R_2 - ohmický odpor výboje, šířka výbojové šterbině $s = 6 \text{ mm}$.



Obr. 2.30: Závislost energetické náročnosti generace ozonu A_w na koncentraci ozonu pro sinusové napájení o frekvenci 50 Hz a pulzní napájení, různé šířky šterbin s a dva typy elektrod. Výboj probíhal v kyslíku za tlaku 1 bar a průtoku 110 l/h ([12], str. 741, Fig. 6).



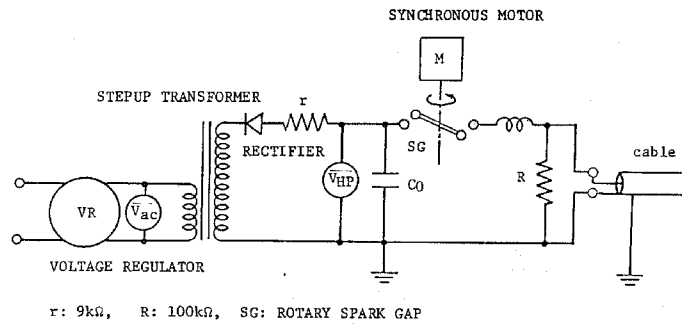
Obr. 2.31: Závislost energetické náročnosti generace ozonu A_w na napětí ΔU se šířkou výbojové štěrbiny 2 mm a 6 mm, rovné elektrody, průtok plynu 110 l/h ([12], str. 741, Fig. 7).



Obr. 2.32: Časová závislost vývoje koncentrace ozonu v blízkosti povrchu skleněného dielektrika (1) a povrchu mosazné elektrody (2) pro napětí $U_L = 20$ kV ([12], str. 741, Fig. 8).

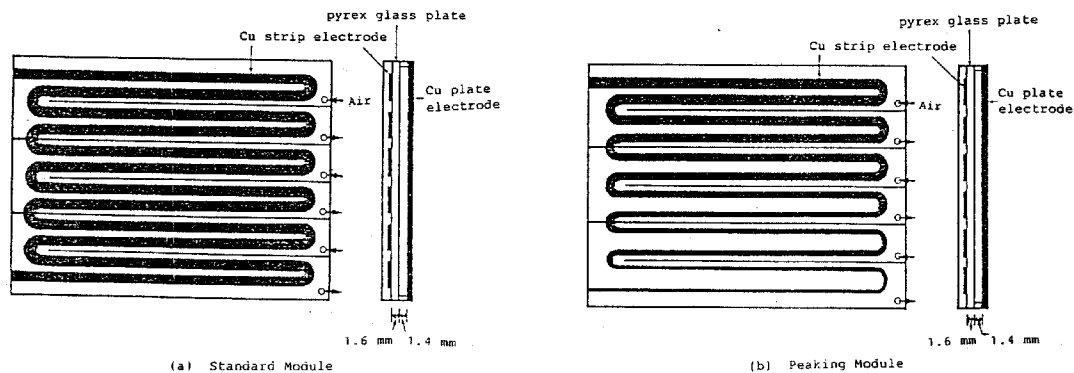
2.7.7. Spínaná rotační jiskřiště pro postupující napěťový pulz

Mezi prvními, kteří si uvědomili význam nanosekundových pulzů pro generaci ozonu, byla i skupina prof. Masudy [13]. S ohledem na tehdejší stav techniky bylo použito rotační jiskřiště jako rychlý spínací prvek vysokého napětí. Schéma zapojení je zobrazeno na Obr. 2.33. **Nevýhodou tohoto způsobu vytváření krátkých vysokonapěťových pulzů je omezená životnost použitých rotačních jiskřišť.** Značný pokrok v polovodičových součástkách umožňuje nahrazení rotačních jiskřišť polovodičovými prvky a potlačení krátké životnosti systému. Prozatím ovšem nedosahují parametry polovodičových součástek takových hodnot, aby bylo možné použít pouze jedinou polovodičovou součástku jako vysokonapěťový spínač. K vyřešení vysokonapěťového polovodičového spínače je nutné nalézt unikátní zapojení několika polovodičů, které jako celek budou schopny spínat napětí několika kilovoltů za časový úsek v řádu několika desítek až stovek nanosekund.



Obr. 2.33: Submikrosekundový pulzní generátor využívající synchronního rotačního jiskřiště ([13], str. 4, Fig. 1).

Pomocí pulzního generátoru zobrazeného na Obr. 2.33 bylo možno generovat vysokonapěťové pulzy se strmostí náběžné hrany 1 kV/ns a s poločasem doběhové části kolem 200 ns až 500 ns. Skupina prof. Masudy zjistila, že účinnost generace ozonu je nejvyšší v případě, kdy ozonizátor je tvořen dlouhými úzkými elektrodami, které umožňují generaci postupujícího úzkého napěťového pulzu (Travelling Wave Pulse Voltage). Elektrický výboj je vytvářen v hlavě tohoto postupujícího napěťového pulzu, doba výboje v daném místě je kolem 100 ns až 200 ns a doba, po kterou dochází k ohřevu plynu v doběhové části, je rovněž omezena. Na Obr. 2.34 je znázorněn ozonizátor, s nímž bylo dosaženo nejvyšší účinnosti generace ozonu, dvakrát až třikrát vyšší oproti standardnímu válcovému ozonizátoru.



Obr. 2.34: Ozonizátor s konstantní a proměnnou šířkou úzkých elektrod ([13], str. 5, Fig. 6).

2.7.8. Hlavní důvody proč realizovat generátor ozonu napájený krátkými napěťovými impulzy

Jak vyplývá z předchozího textu, existuje hned několik důvodů, proč realizovat napájení generátorů ozonu krátkými napěťovými impulzy. Nyní následuje výčet těch nejdůležitějších:

- méně energie bude dodáváno do procesů, které se nepodílejí na generaci ozonu, např. teplo, pohyb iontů atd. odebírající až 2/3 dodané energie, což zvýší účinnost procesu z doposud dosažitelné hodnoty 10 % více k hodnotě optimální účinnosti, tj. 33 %,
- zkrátí se *rozpadová fáze* a ohřev plynu bude nižší, vzroste účinnost,

- použitím polovodičových součástek se rapidně zvýší životnost ve srovnání s doposud realizovanými generátory ozonu, založenými na *rotačním jiskřišti*,
- bude zajištěno rovnoměrné rozložení výboje po celé výbojové ploše.

3. Cíle disertační práce

Cílem disertační práce je nalézt vhodný měnič pro napájení generátorů ozonu či jakéhokoliv libovolného zařízení s dielektrickou bariérou obecně. Napájení zátěže krátkými vysokonapětovými impulzy přináší výhody, jež byly uvedeny a vysvětleny v předchozí kapitole, avšak technické řešení takového měniče je velice komplikované. Jedním z faktorů znesnadňujících návrh měniče jsou omezené možnosti transformátoru přenášet velké kmitočty (viz vztah 2.27). Dalším z faktorů je kapacitní charakter zátěže (netypická zátěž měničů, neboť měniče bývají konstruovány pro induktivní, respektive odporovou zátěž) a navíc nutností vysokého střídavého napětí. Jelikož nelze přímo spínat napětí, a už vůbec ne vysoké, přímo do kapacitní zátěže z důvodu extrémních kapacitních proudů, bude muset být navrženo takové řešení, které omezí velikost kapacitních proudů, avšak pouze takovým způsobem, aby bylo možné dosáhnout na zátěži napětí několika kilovoltů během definované doby. Ta by měla být v řádu nanosekund až mikrosekund.

Hlavní důvody, proč nelze úkol řešit běžnými (výše popsanými) měniči:

- vysokonapětový transformátor vyžaduje silnější izolaci vinutí, což negativně ovlivňuje činitel vazby k , a tedy také velikost *rozptylové indukčnosti*; zvyšování velikosti *rozptylové indukčnosti* vede ke snižování horního mezního kmitočtu,
- nelze přímo spínat napětí do zátěže kapacitního charakteru, protože by spínačem tekla extrémní proud, který by na něm způsobil velké výkonové ztráty a ty by následně vedly k jeho zničení;
- zkracování doby zapnutí spínače zužuje možnost výběru použitelných typů polovodičových spínačů (MOSFET, IGBT atd).

Řešení úkolu lze rozdělit do několika kroků:

- 1) návrh vhodného měniče,
- 2) návrh vysokonapětového spínače,
- 3) sestavení náhradního zapojení zátěže (jiskřiště),
- 4) sestavení matematického modelu měniče,
- 5) simulace nejdůležitějších průběhů,
- 6) sestavení funkčního vzorku,
- 7) změření nejdůležitějších průběhů,
- 8) porovnání průběhů získaných simulacemi a měřeními.

4. Výběr měniče pro krátké napět'ové impulzy

Základním kritériem pro výběr vhodného typu měniče, které byly popsány ve druhé kapitole, je nutnost střídavého výstupního napětí. Tomuto požadavku vyhovují pouze dvojčinné měniče. Vezme-li se ovšem v úvahu potřeba vytvořit na zátěži krátké napět'ové impulzy, přestává být dvojčinný měnič kvůli relativně nízkému hornímu mezímu kmitočtu transformátoru vyhovující. Lze říci, že dvojčinný měnič je vhodný do kmitočtu 100 kHz, což odpovídá periodě 10 μ s.

Napět'ové impulzy kratší než 10 μ s již tedy nelze generovat na primární („nizkonapět'ové“) straně a přenášet je s převodem transformátoru na stranu sekundární („vysokonapět'ovou“). Jedinou možností, jak krátké vysokonapět'ové impulzy generovat, je vytvořit vysokonapět'ové spínače a spínat přímo požadované vysoké napětí.

Již několikrát bylo zmíněno, že z důvodu velkých kapacitních proudů nelze přímo spínat napětí do kapacitní zátěže. Jedná-li se o vysoké napětí, platí toto pravidlo bez výjimky. Situace může být velice dobře demonstrována na příkladu.

Příklad: kapacitní zátěž $C = 500$ pF, spínané napětí $U = 3$ kV, doba sepnutí spínače $t = 10$ ns, velikost proudu tekoucího spínači do zátěže je

$$I = \frac{C \cdot dU}{dt} = \frac{500 \text{ pF} \cdot 3 \text{ kV}}{10 \text{ ns}} = 150 \text{ A},$$

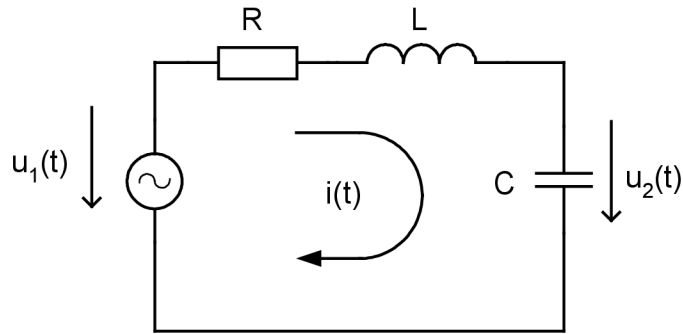
při realizaci měniče s transformátorem by velikost rozptylové indukčnosti nesměla přesáhnout

$$L_{\text{vyst}} \leq \frac{U \cdot dt}{di} \leq \frac{3 \text{ kV} \cdot 10 \text{ ns}}{150 \text{ A}} \leq 200 \text{ nH} \Rightarrow \text{nerealizovatelné!!!}$$

Kapacitní proud musí být proto jistým způsobem omezen na definovanou velikost. Navíc omezující člen by měl být *setrvačného* charakteru, aby nedocházelo ke ztrátě energie. Použití *nesetrvačného* členu, např. rezistoru, by sice omezilo maximální proud tekoucí do zátěže při sepnutí spínače, avšak vedlo by také ke snížení účinnosti celého zařízení. Polovina energie odebrané ze zdroje by byla předána do zátěže a druhá polovina energie by na omezovacím rezistoru byla přeměněna v teplo. Z tohoto důvodu by maximální dosažitelná účinnost byla 50 %. Setrvačný člen ve srovnání s nesetrvačným energií, jež se v něm akumuluje vlivem průchodu proudu, odevzdá po rozpojení spínače do zátěže. Maximální dosažitelná účinnost je tedy 100 %. Za omezující člen setrvačného charakteru se nabízí použití induktoru. Spojením omezujícího členu a kapacitní zátěže získáváme *sériový rezonanční obvod*.

Děje v *sériovém rezonančním obvodu* složeném z induktoru, kapacitoru a rezistoru (viz Obr. 4.1) lze popsat rovnicí:

$$R \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + u_c(t) = RC \frac{du_c(t)}{dt} + LC \frac{d^2u_c(t)}{dt^2} + u_c(t). \quad (4.1)$$



Obr. 4.1: Sériový rezonanční obvod.

Pro *napětový přenos* v Laplaceově reprezentaci lze psát:

$$K_u(p) = \frac{1}{p^2 LC + pRC + 1} = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi p}{\omega_0} + 1} = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{Q\omega_0} + 1}, \quad (4.2)$$

přičemž platí:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}, \quad \omega_0 \dots \text{přirozený kmitočet obvodu}, \quad (4.3)$$

$$\frac{2\xi}{\omega_0} = \frac{1}{Q\omega_0} = RC, \quad \xi \dots \text{činitel tlumení}, \quad (4.4)$$

$Q \dots$ činitel jakosti,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad Z_0 \dots \text{tzv. charakteristická impedance}. \quad (4.5)$$

Ze vztahů (4.3) a (4.4) je možné odvodit rovnici pro činitel tlumení:

$$\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{2 \cdot Z_0} \quad (4.6)$$

a matematickou úpravou výrazu (4.4) pro činitel jakosti:

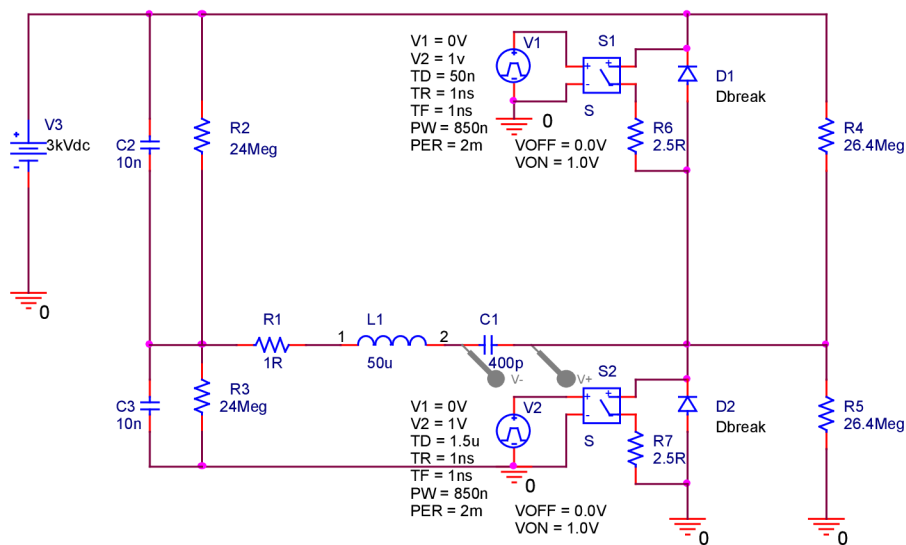
$$Q = \frac{1}{2\xi} = \frac{Z_0}{R}. \quad (4.7)$$

Důležitým faktem je chování sériového rezonančního obvodu na skokovou změnu napětí. Bude-li připojeno na netlumený sériový rezonanční obvod skokové napětí o velikosti U a délce trvání rovné periodě vlastních kmitů T_0 , pak se na kapacitoru C nakmitne napětí, jež je dvojnásobkem připojeného napětí, tzn. $U_c = 2U$. Pro tlumený sériový rezonanční obvod bude velikost napětí na kapacitoru C menší než dvojnásobek připojeného napětí, $U_c < 2U$. Délka trvání vzniklého napětového pulzu na kapacitoru C bude dále značena jako *doba kmitu* t_k (viz Obr. 4.3). Výraz pro periodu vlastních kmitů vyjadřuje rovnice (4.8).

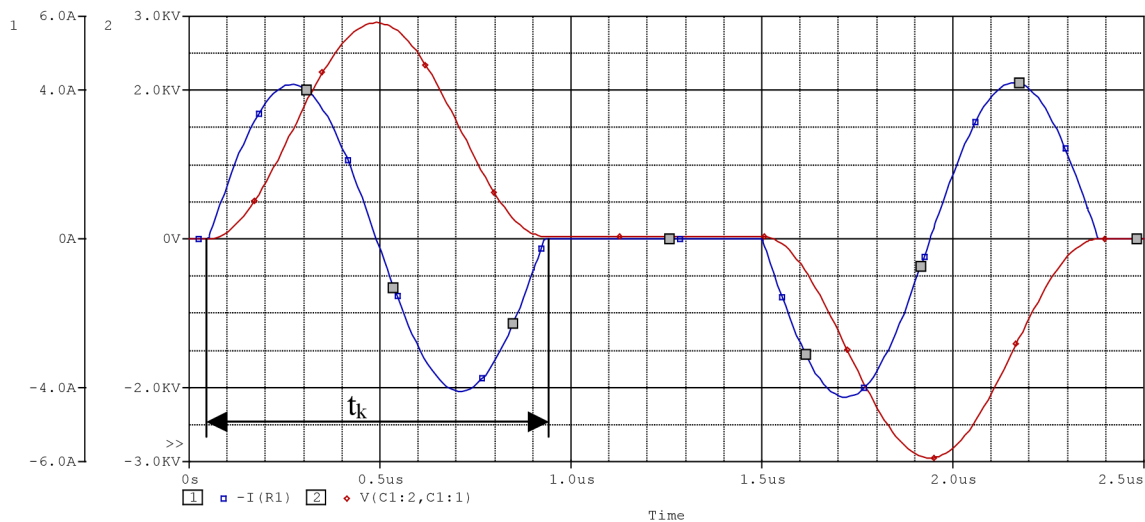
$$T_0 = t_k = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0} = 2\pi\sqrt{LC} . \quad (4.8)$$

Situaci názorně vystihuje Obr. 4.2 a Obr. 4.3. První z obrázků ukazuje zapojení obvodu a druhý obrázek průběh napětí a proudu kapacitorem ($C1$) sériového rezonančního obvodu. Zapojení bylo vytvořeno v simulačním programu OrCAD 10.0, přičemž průběh napětí a proudu je výsledkem časové analýzy.

Napětí U , přiváděné na sériový rezonanční obvod ($R1$, $L1$, $C1$), je rovno polovině napájecího napětí dodávaného zdrojem $V3$, neboť je jedním koncem zapojen mezi kapacitorem $C2$, $C3$ a druhým koncem zapojen mezi spínače $S1$, $S2$. Rovnoměrné rozdělení napětí na kapacitorech $C2$ a $C3$ zajišťují rezistory $R2$, $R3$. Při vypnutých spínačích $S1$, $S2$ rozdělují napětí na nich rezistory $R3$, $R4$. Okamžik sepnutí spínačů a délku sepnutí určují zdroje $V1$ a $V2$.



Obr. 4.2: Zapojení ke stanovení průběhu napětí a proudu na kapacitoru sériového rezonančního obvodu.



Obr. 4.3: Průběh napětí (červený) a proudu (modrý) na kapacitoru sériového rezonančního obvodu.

Při sepnutí spínače SI (v čase 50 ns) začíná téci rezonančním obvodem proud, průběh má sinusový tvar. Ve čtvrtině doby kmitu ($t_k/4$) dosahuje kladného maxima I_m , jehož velikost lze stanovit z rovnice:

$$I_m = \frac{U}{Z_0} = U \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (4.9)$$

V polovině doby kmitu dosahuje proud nulové hodnoty a od této chvíle mění také svůj směr. Ve třech čtvrtinách doby kmitu dosahuje opět maxima, tentokrát ovšem opačné polaritě. V čase rovné době kmitu t_k proud opět prochází nulou. Je-li v tomto okamžiku spínač SI vypnut, pak proud zůstává na nulové hodnotě.

Napětí na kapacitoru CI má na rozdíl od proudu, tekoucího rezonančním obvodem, pouze jednu, kladnou polaritu. Maxima U_m dosahuje právě když proud prochází nulou, tedy v polovině doby kmitu. Na konci doby kmitu opět klesá na nulovou hodnotu. Zatímco proud vykonal celý sinusový kmit, napětí vykonal pouze jednu polovinu sinusového kmitu. Vysvětlení plyne z následující rovnice:

$$u_{C1}(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_k} i(t) dt. \quad (4.10)$$

Integrační meze odpovídají přesně době, po kterou je sepnut spínač SI . Po tuto dobu se v kapacitoru CI integruje náboj odvozený od protékajícího proudu. Výsledné napětí je potom přímo úměrné velikosti náboje a nepřímo úměrné velikosti kapacity CI . Změnou horní integrační meze ve vztahu (4.10) a matematickým vyjádřením proudu $i(t)$ je možné stanovit maximální hodnotu napětí na kapacitoru CI . Horní integrační mez musí být změněna z t_k na $t_k/2$, neboť právě zde je lokální extrém – lokální maximum. Vztah (4.10) přejde nyní do tvaru:

$$u_{C1}(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_k/2} I_m \sin \omega t dt. \quad (4.11)$$

Řešením tohoto určitého integrálu potom je:

$$u_{C1}(t_k/2) = 2 \frac{I_m}{\omega C}, \quad (4.12)$$

kde $\frac{1}{\omega C} = X_C$ je reaktance kapacitoru.

Ze vztahu (4.12) je jasné, že napětí na kapacitoru dosahuje u netlumeného rezonančního obvodu dvojnásobného napětí. Grafické vyjádření je na Obr. 4.3 naznačeno červeným průběhem. Napětí přiváděné na sériový rezonanční obvod je 1,5 kV, přičemž maximální napětí na kapacitoru rezonančního obvodu je 3 kV, tedy dvojnásobek.

Obdobná situace jako při sepnutí spínače SI nastává i při sepnutí druhého spínače $S2$, pouze polaritě napětí a proudu jsou ve srovnání s polaritami při sepnutém spínači SI opačné.

Rozdíl mezi popisovaným měničem a rezonančními měniči je v režimu spínání spínačů SI a $S2$. U popisovaného měniče je vždy sepnut jeden ze spínačů po dobu odpovídající době

kmitu t_k . Druhý spínač je sepnut nejdříve až po uplynutí doby odpovídající t_k (Pozn. Za samozřejmost se pokládá zařazení ochranné doby mezi vypnutí jednoho spínače a sepnutí spínače druhého.). U rezonančního měniče je kmitočet spínání ve srovnání s předchozím typem měniče dvojnásobný. Doba sepnutí prvního spínače je pouze po dobu, která odpovídá polovině doby kmitu, tj. po dobu $t_k/2$. Po této době je první spínač rozpojen, zařazena ochranná doba a následně sepnut druhý spínač. Tímto režimem se dosáhne i několikanásobně většího napětí na kapacitoru, než je napětí U přiváděné na sériový rezonanční obvod. Poměr napětí na kapacitoru U_{C1} a napětí U přesně odpovídá činiteli jakosti Q :

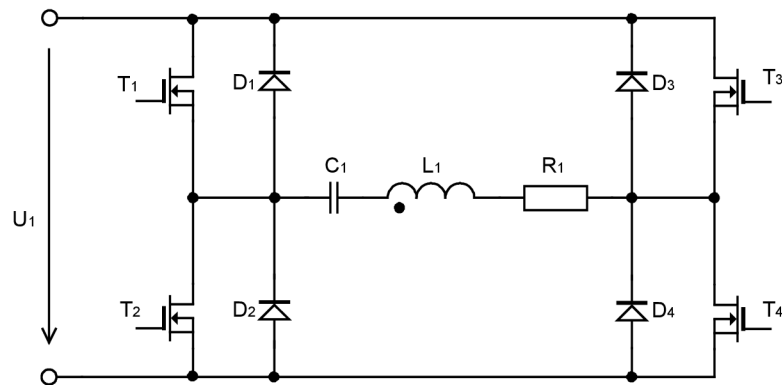
$$U_{C1} = QU. \quad (4.13)$$

4.1. Možné topologie měniče

Topologie měniče pro krátké napěťové impulzy vychází z topologií dvojčinných propustných měničů, jež byly uvedeny v kapitole 2.4. Za vyhovující lze považovat pouze *můstkové zapojení* a *zapojení s polovičním můstkem*. Jelikož měnič neobsahuje transformátor napětí (ovšem pouze z pohledu zátěže dvojčinného měniče), je varianta *s děleným primárem* nepoužitelná. Dále budou uvedeny zmíněné varianty zapojení a u každé budou uvedeny výhody a nevýhody, které nakonec vyústí ve stanovení nejvhodnějšího zapojení.

Dvojčinný můstkový měnič

Zapojení měniče včetně zátěže je uvedeno na Obr. 4.4.



Obr. 4.4: Zapojení můstkového měniče.

Výhody:

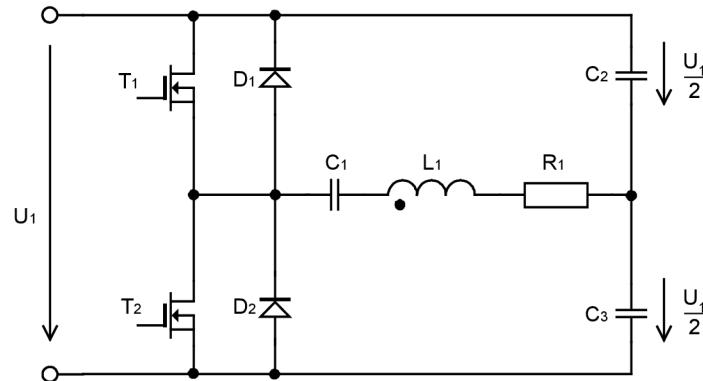
- pro požadovanou velikost napětí na kapacitoru C_1 postačí přibližně poloviční velikost napájecího napětí U_1 ,
- vysokonapěťové spínače musí být dimenzovány pouze na napětí U_1 .

Nevýhody:

- nutnost realizovat čtyři vysokonapěťové spínače,
- složitější řídicí část.

Zapojení měniče s polovičním můstkem

Schéma měniče ukazuje následující obrázek.



Obr. 4.5: Zapojení měniče s polovičním můstkem.

Výhody:

- pouze dva vysokonapětové spínače,
- jednodušší řídicí část.

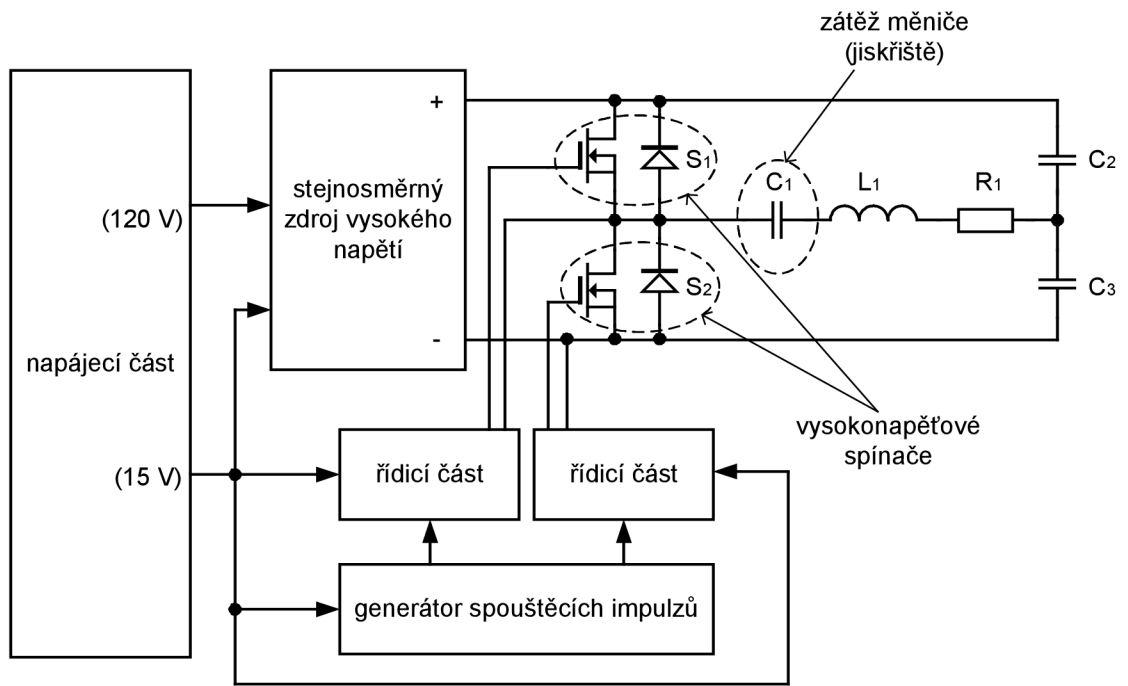
Nevýhody:

- pro požadovanou velikost napětí na kapacitoru C_1 musí být velikost napájecího napětí U_1 přibližně dvojnásobná,
- vysokonapětové spínače dimenzované na velikost napájecího napětí U_1 .

4.2. Výběr vhodné topologie měniče

Oba měniče budou vykazovat stejné výsledky. Při rozhodování, kterou z uvedených topologií zvolit, jde vlastně o volbu, zda realizovat dva či čtyři vysokonapětové spínače. Při volbě měniče v můstkovém zapojení budou sice muset být realizovány čtyři vysokonapětové spínače, ovšem ty budou dimenzovány na poloviční napětí než dva spínače v zapojení s polovičním můstkem. Z konstrukčního hlediska, především z prostorového uspořádání, je výhodnější realizovat dva spínače, a proto bylo zvoleno zapojení měniče s polovičním můstkem, a dále bude uvažován pouze tento typ měniče.

Na základě zvolené topologie lze sestavit blokové schéma měniče, jak ukazuje Obr. 4.6. Jednotlivé části z blokového schématu budou dále podrobně popsány.



Obr. 4.6: Blokové schéma měniče.

5. Vysokonapět'ový spínač

Vysokonapět'ový spínač musí být schopen pracovat s napětím podstatně vyšším, než je *zápalné napětí* pro systémy s dielektrickou bariérou, do níž patří také generátory ozonu. Zápalné napětí je závislé na mnoha faktorech, především na konstrukci a tlaku pracovního média. Výsledné napětí bývá v jednotkách kilovoltů. Vysokonapět'ové spínače musí být dimenzovány tak, aby byly schopny bezpečně pracovat s tímto napětím.

Z důvodu nedostatečně velkého závěrného napětí spínacích součástek ve srovnání se zápalným napětím musí být vysokonapět'ový spínač složen z několika spínacích součástek. Přesný počet spínacích součástek, z nichž je vysokonapět'ový spínač složen, se potom odvíjí od závěrného napětí jednoho spínače a požadovaného závěrného napětí vysokonapět'ového spínače. Spínací součástka musí mít řízené zapnutí i vypnutí, čemuž vyhovuje jakýkoliv tranzistor. Lze volit mezi tranzistory *bipolárními* a *unipolárními*.

Bipolární tranzistory

Bipolární tranzistory ve srovnání s tranzistory unipolárními (především tranzistory MOSFET) dosahují většího závěrného napětí. To se může pohybovat až kolem 1 500 V. Zásadní problém je ve vypínací schopnosti, kdy se vypínací doba může pohybovat i v řádu mikrosekund. Běžně se vypínací doba pohybuje mezi 1 μ s až 2 μ s. Při požadavku na dobu trvání napět'ového pulzu v řádu nanosekund je z hlediska pomalého vypínání tento druh tranzistoru zcela nevyhovující. Bipolární tranzistory se navíc vyznačují nízkým zesilovacím činitelem proudu h_{21E} při velkých závěrných napětích. U tranzistorů se závěrným napětím 1 500 V nebývá jeho velikost větší než 10. Což se negativně projevuje na relativně velkém množství energie, které je zapotřebí k jejich sepnutí.

Obecně lze konstatovat, že bipolární tranzistory jsou pro výkonové aplikace nevhodné.

Unipolární tranzistory

Zásadním rozdílem mezi bipolárními a unipolárními tranzistory je způsob spínání. Zatímco bipolárním tranzistorům musí být dodávána energie ve formě proudu do *báze* po celou dobu sepnutí, unipolárním tranzistorům je jednorázově dodán náboj do *hradla* při sepnutí a odebrán při vypnutí. Energetické nároky na spínání jsou tak daleko menší.

Tranzistory IGBT

IGBT tranzistory dosahují větších závěrných napětí než tranzistory MOSFET. Velikost závěrného napětí dnes dostupných tranzistorů dosahuje i několik jednotek kilovoltů (1 700 V, 3 300 V). Vypínací doba IGBT tranzistorů je v porovnání s vypínací dobou bipolárních tranzistorů kratší a pohybuje se od 400 ns do 500 ns. Navíc je rychlost vypínání dosti závislá na teplotě, přičemž při vyšších teplotách je vypínání pomalejší. Při pohledu na vypínací dobu IGBT tranzistorů lze konstatovat, že jde o hodnoty nevyhovující měniči, který má být schopen generovat napět'ové impulzy v řádu nanosekund.

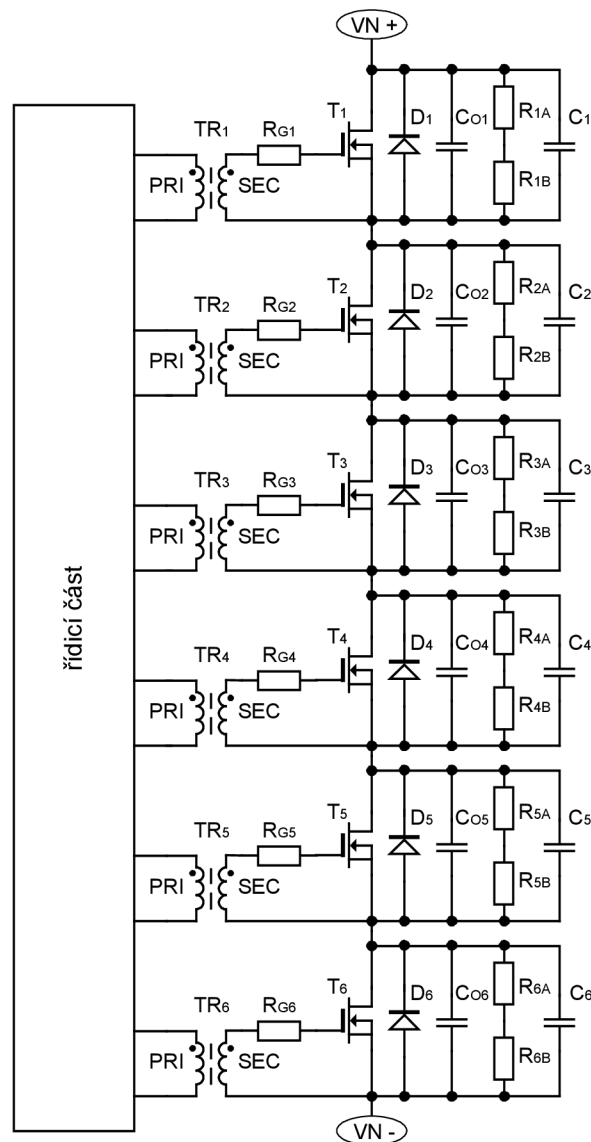
Tranzistory MOSFET

Tato skupina tranzistorů se vyznačuje sice nejmenším závěrným napětím (900 V až 1 000 V), avšak nejrychlejším spínáním a vypínáním. Zapínací a vypínací časy jsou několik desítek maximálně stovek nanosekund.

Odpor sepnutého tranzistoru MOSFET je u tranzistorů s větším závěrným napětím větší. Technologie těchto tranzistorů je však natolik propracována, že i tranzistory se závěrným napětím 900 V mohou mít odpor v sepnutém stavu pouze několik desetín ohmů. Např. firma Infineon tyto tranzistory vede pod obchodním označením CoolMOS™.

Tranzistory MOSFET jsou ze všech uvedených typů nejvhodnější k sestavení vysokonapěťového spínače pro krátké zapínací a vypínací časy.

Poznámka: pro objektivní posouzení byly uváděné parametry získány srovnáváním tranzistorů s přibližně stejnou hodnotou maximálního proudu (10 A).



Obr. 5.1: Zapojení vysokonapěťového spínače.

Zapojení vysokonapěťového spínače je uvedeno na Obr. 5.1. Tvoří jej celkem šest tranzistorů MOSFET T_1 až T_6 . Rovnoměrné rozdělení napětí na tranzistorech je v klidovém stavu zajištěno rezistory R_{1A} , R_{1B} až R_{6A} , R_{6B} . Zapojení dvou rezistorů ke každému tranzistoru je z důvodu nepřekročení maximálního povoleného napětí na rezistoru. Kapacity C_1 až C_6 společně s kapacitami C_{O1} až C_{O6} zajišťují rovnoměrné rozložení napětí na tranzistorech v dynamickém režimu.

Součástky D_1 až D_6 a C_{O1} až C_{O6} reprezentují vnitřní parametry tranzistoru MOSFET. Diody D_1 až D_6 představují substrátové diody, kapacity C_{O1} až C_{O6} výstupní kapacity tranzistorů. Pouze součástky C_1 až C_6 společně s R_{1A} , R_{1B} až R_{6A} , R_{6B} jsou záměrně přidány, aby byl eliminován rozptyl parametrů jednotlivých tranzistorů, a tím zajištěno spolehlivé rovnoměrné rozdělení napětí ve statickém i dynamickém režimu.

Velikost rezistorů R_{1A} , R_{1B} až R_{6A} , R_{6B} se volí taková, aby i v nejméně příznivé situaci byl proud přes tyto rezistory několikanásobně větší než zbytkový proud (I_{DSS}) tranzistorem ve vypnutém stavu. Zbytkový proud roste s teplotou, a proto musí být brán v úvahu zbytkový proud při maximální povolené teplotě. Příliš nízká hodnota odporu rezistorů R_{1A} , R_{1B} až R_{6A} , R_{6B} způsobí zbytečně velké výkonové ztráty na těchto odporech. Při návrhu je nutné učinit jakýsi kompromis mezi zajištěním rovnoměrného rozdělení napětí na tranzistorech a výkonovou ztrátou na rezistorech. Výkonovou ztrátu na rezistorech lze stanovit:

$$P_{ZTRÁT-R} = \frac{U^2}{R}, \quad (5.1)$$

kde U je napětí na vysokonapěťovém spínači a R je výsledný odpor sériového spojení rezistorů R_{1A} až R_{6B} .

Návrh kapacitorů je dosti podobný návrhu rozdělovacích rezistorů. Kapacita kapacitorů C_1 až C_6 musí být dostatečně velká vůči výstupním kapacitám tranzistorů. I tentokrát je nutný jistý kompromis při volbě velikosti kapacity, neboť při každém sepnutí vysokonapěťového spínače dojde k vybití kapacitorů (C_1 až C_6 a C_{O1} až C_{O6}), což způsobí výkonové ztráty v tranzistorech. Čím větší kapacita kapacitorů bude, tím větší ztráty v tranzistorech budou vznikat, protože platí:

$$P_{ZTRÁT-C} = \frac{1}{2}CU^2f, \quad (5.2)$$

přičemž U je napětí na vysokonapěťovém spínači těsně před okamžikem sepnutí, C výsledná kapacita (součet kapacit sériových spojení C_1 až C_6 a C_{O1} až C_{O6}) a f opakovací kmitočet sepnutí vysokonapěťového spínače.

Při návrhu velikosti kapacitorů C_1 až C_6 musí být také zohledněno, že při vypínání vysokonapěťového spínače budou vlivem indukčnosti přívodů vznikat na vysokonapěťovém spínači překmity, jejichž velikost musí být kapacity C_1 až C_6 a C_{O1} až C_{O6} eliminována na přípustnou mez. V žádném případě nesmí dojít k překročení maximálního povoleného závěrného napětí tranzistorů.

Při sepnutí tranzistorů vysokonapěťového spínače bude tranzistory protékat proud, který na nich vlivem nenulového odporu sepnutého tranzistoru způsobí výkonovou ztrátu – ztrátu vedením $P_{ZTRÁT-V}$. Velikost ztrát vedením je úměrná velikosti odporu sepnutých tranzistorů a kvadrátu efektivního proudu, tekoucího přes tranzistory:

$$P_{ZTRÁT-V} = R_{DS(on)} I_{ef}^2, \quad (5.3)$$

kde $R_{DS(on)}$ je odpor sepnutého vysokonapětového spínače.

Efektivní hodnota proudu je definována:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}. \quad (5.4)$$

Při pohledu na průběh proudu zobrazeného modře v Obr. 4.3, při uvážení, že proud má sinusový tvar, lze obecné vyjádření efektivní hodnoty proudu přepsat:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_k} i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_k} [I_m \sin(\omega t)]^2 dt}, \quad (5.5)$$

přičemž t_k je doba kmitu, T opakovací perioda spínání vysokonapětového spínače, ω přirozený kmitočet rezonančního obvodu a I_m amplituda proudu. Řešením uvedeného integrálu je:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{I_m^2}{2} \cdot \frac{t_k}{T}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{t_k}{T}}. \quad (5.6)$$

Dosazením výrazu (5.6) do rovnice (5.3) budou ztráty definovány:

$$P_{ZTRÁT-V} = R_{DS(on)} I_{ef}^2 = R_{DS(on)} \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{t_k}{T}} \right)^2 = R_{DS(on)} \frac{I_m^2 t_k}{2 T}. \quad (5.7)$$

Protože je možné definovat velikost amplitudy proudu, jak ukazuje (4.9), mohou být ztráty vedením definovány v závislosti na parametrech obvodu, tedy na odporu vysokonapětového spínače v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$, době kmitu t_k , opakovací periodě spínání vysokonapětového spínače T , velikosti napětí U , kapacitě jiskřiště C a indukčnosti L :

$$P_{ZTRÁT-V} = R_{DS(on)} \frac{t_k}{2T} U^2 \frac{C}{L}. \quad (5.8)$$

Celkové ztráty $P_{ZTRÁT-CELK}$, vznikající na vysokonapětovém spínači jako celku odpovídají součtu ztrát na rozdělovacích rezistorech $P_{ZTRÁT-R}$, dále ztrát spojených s vybíjením rozdělovacích kapacitorů $P_{ZTRÁT-C}$, a ztrát vedením proudu tranzistoru $P_{ZTRÁT-V}$:

$$P_{ZTRÁT-CELK} = P_{ZTRÁT-R} + P_{ZTRÁT-C} + P_{ZTRÁT-V}. \quad (5.9)$$

Důležité je, aby doba sepnutí vysokonapětového spínače t_{zap} splňovala následující podmínku:

$$\frac{t_k}{2} \leq t_{zap} \leq t_k, \quad (5.10)$$

jak již bylo dříve uvedeno, t_k je doba kmitu.

Pokud bude doba sepnutí t_{zap} rovna přesně době kmitu t_k , pak v době od $t_k/2$ do t_k poteče proud přes sepnuté tranzistory a výkonová ztráta bude přesně odpovídat hodnotě vyjádřené vztahem (5.7), respektive vztahem (5.8). Bude-li však doba sepnutí tranzistorů vysokonapět'ového spínače kratší než t_k (avšak ne méně než $t_k/2$), potom při vypnutí tranzistorů převezmou tekoucí proud substrátové diody tranzistorů. Úbytek napětí na substrátových diodách bude mít jinou velikost, a tak může docházet k odchylkám ve stanovení ztrátového výkonu na vysokonapět'ovém spínači. Průběh napětí na odporu sepnutého tranzistoru je shodný s průběhem proudu, tekoucího přes tranzistor. V případě úbytku napětí při proudu tekoucího substrátovou diodou se spíše jedná o konstantní velikost napětí, odpovídající přibližně prahovému napětí diody v propustném směru. Čím více se bude doba t_{zap} blížit $t_k/2$, tím bude odchylka ve vztahu (5.7), případně vztahu (5.8) větší.

Parametry zohledňované při výběru tranzistoru pro vysokonapět'ový spínač

- co největší závěrné napětí (U_{DS}),
- co největší přípustný proud (I_D),
- co největší povolená strmost napětí (du/dt),
- co nejkratší doba zapnutí, vypnutí, zpoždění zapnutí a zpoždění vypnutí ($t_r, t_f, t_{d(on)}, t_{d(off)}$),
- co nejmenší odpor v sepnutém stavu ($R_{DS(on)}$),
- co nejmenší velikost výstupní kapacity tranzistoru (C_{OSS})
- co nejmenší velikost zbytkového proudu vypnutého tranzistoru (I_{DSS}),
- co nejmenší náboj pro sepnutí (Q_g).

Návrh vysokonapět'ového spínače

K realizaci vysokonapět'ového spínače byly použity tranzistory firmy STMicroelectronics s označením *STF11NM60N*. Parametry tohoto tranzistoru jsou následující:

maximální napětí na tranzistoru $U_{DSS} = 650$ V, maximální proud tranzistorem $I_D = 10$ A, maximální pulzní proud tranzistorem $I_{Dsp} = 40$ A, maximální výkonová ztráta $P_{max} = 25$ W, povolená strmost napětí na tranzistoru $du/dt = 45$ V/ns, doba sepnutí $t_r = 18,5$ ns, doba zpoždění sepnutí $t_{d(on)} = 22$ ns, doba vypnutí $t_f = 12$ ns, doba zpoždění vypnutí $t_{d(off)} = 50$ ns, odpor sepnutého tranzistoru $R_{DS(on)} = 0,37$ Ω , ekvivalentní velikost výstupní kapacity $C_{OSS} = 130$ pF, maximální velikost zbytkového proudu vypnutého tranzistoru $I_{DSS} = 10$ μ A, náboj potřebný k sepnutí tranzistoru $Q_g = 31$ nC.

Pro napájecí napětí měniče s velikostí 3,4 kV bylo zvoleno celkem šest tranzistorů pro jeden vysokonapět'ový spínač.

Velikost rezistorů zajišťující rovnoměrné rozdělení napětí na tranzistorech v klidovém stavu R_{1A}, R_{1B} až R_{6A}, R_{6B} (viz Obr.5.1) byla volena s ohledem na výkonovou ztrátu na těchto rezistorech a na velikost proudu I_{DSS} . Rezistory měly velikost 2,2 M Ω . Pro dvanáct rezistorů vychází výsledná velikost sériového spojení všech rezistorů $R = 26,4$ M Ω . Výkonová ztráta na rezistorech spočítaná dle (5.1):

$$P_{ZTRÁT-R} = \frac{U^2}{R} = \frac{(1,7 \cdot 10^3)^2}{26,4 \cdot 10^6} = 0,11 W. \quad (5.11)$$

Za napětí U byla dosazena pouze polovina napájecího napětí měniče, protože v klidu je na obou vysokonapětěových spínačích shodné napětí.

Velikost proudu, jenž teče rozdělovacími rezistory R_{1A} , R_{1B} až R_{6A} , R_{6B} lze stanovit z *Ohmova zákona*. Výpočet bude proveden pro jeden tranzistor, aby bylo možné lepe srovnat vypočtenou hodnotu proudu s velikostí proudu I_{DSS} . Uvažována bude situace, že je na tranzistor připojeno maximální povolené napětí a velikost rezistoru, např. R_1 , odpovídá součtu velikostí odporů R_{1A} a R_{1B} , tedy $4,4 \text{ M}\Omega$. Potom velikost proudu rezistorem R_1 je:

$$I_{R1} = \frac{U_{DSS}}{R_1} = \frac{650}{4,4 \cdot 10^6} = 147,7 \mu A. \quad (5.12)$$

Volba velikosti kapacitorů C_1 až C_6 zohledňuje velikost výstupních kapacit tranzistorů C_{O1} až C_{O6} . Ekvivalentní velikost výstupní kapacity použitého tranzistoru je 130 pF . Aby byl dostatečně eliminován rozptyl hodnoty výstupní kapacity mezi jednotlivými tranzistory ve vysokonapětěovém spínači, musí být kapacita kapacitorů C_1 až C_6 několikanásobně větší. Kapacita kapacitorů C_1 až C_6 byla zvolena 470 pF . Ke každému z tranzistorů je připojena kapacita, jejíž velikost odpovídá paralelnímu spojení výstupní kapacity tranzistoru a příslušné kapacity C_1 , respektive C_2 atd. Výsledná kapacita nabývá hodnoty 600 pF . Z pohledu celého vysokonapětěového spínače je k němu připojena kapacita $C = 100 \text{ pF}$. Tato hodnota se potom dosazuje do vztahu (5.2) při stanovování ztrát $P_{ZTRÁT-C}$.

Ke stanovení ztrát $P_{ZTRÁT-V}$ je zapotřebí znát velikost odporu vysokonapětěového spínače. Jeho velikost se získá součtem odporů v sepnutém stavu jednotlivých tranzistorů. Jelikož odpor jednoho sepnutého tranzistoru je $0,37 \Omega$, pak odpor sepnutého vysokonapětěového spínače činí $2,22 \Omega$.

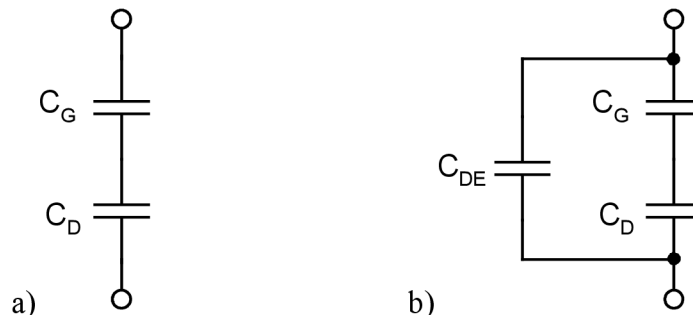
6. Zátěž

Zátěž u systému s dielektrickou bariérou, potažmo ozonizátorů, má kapacitní charakter. Je to dáno konstrukcí elektrodového systému, mezi který je vložena dielektrická vrstva. V makroskopickém pohledu by bylo možné považovat za náhradní schéma zátěže kapacitor. Toto náhradní schéma by docela dobře vyhovovalo do okamžiku zapálení výboje. Při zapálení výboje dochází k efektivnímu zkrácení vzdálenosti mezi elektrodami či efektivnímu k zvětšování plochy elektrod, což se projeví navýšením původní kapacity. Tuto skutečnost lze objasnit následující rovnicí:

$$C = \varepsilon \cdot \frac{S}{l}, \quad (6.1)$$

kde S je plocha elektrodového systému a l vzdálenost elektrod.

Pro jednotlivé typy elektrodových systémů (*objemový, povrchový, koplanární*) může být dominujícím jevem pouze jeden z efektů (efektivní zkrácení vzdálenosti či zvětšení plochy) nebo mohou být dominující v jisté míře oba efekty. Výsledkem je vždy zvětšení hodnoty zlomku v rovnici (6.1), a tím také zvětšení kapacity. Náhradní schéma by potom vypadalo následovně:



Obr. 6.1: Náhradní schéma elektrodových systémů s dielektrickou bariérou
a) objemový výboj b) povrchový a koplanární výboj.

Na Obr. 6.1 představuje C_D kapacitu dielektrika, C_G kapacitu vzduchové mezery a C_{DE} kapacitu mezi elektrodami.

Výslednou kapacitu obou náhradních zapojení při nezapáleném výboji lze vyjádřit:

$$C = \frac{C_G \cdot C_D}{C_G + C_D} \quad C = C_{DE} + \frac{C_G \cdot C_D}{C_G + C_D} \quad (6.2 \text{ a, b})$$

Vztah (6.2a) vystihuje kapacitu objemového výboje a vztah (6.2b) kapacitu povrchového a koplanárního výboje.

Při rozvinutí výboje dojde u objemového výboje především k efektivnímu zkrácení vzdálenosti elektrod, protože výboj jakoby zkratuje část mezery. U povrchového a koplanárního výboje dojde jednak k efektivnímu zvětšení plochy elektrod, vlivem plošného

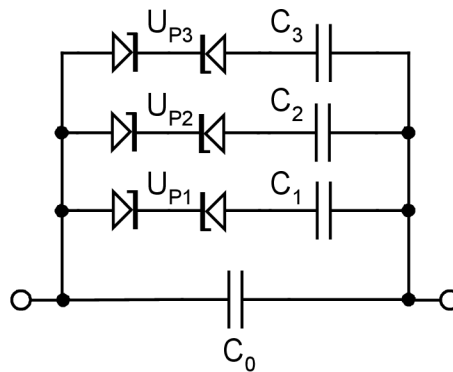
rozložení výboje, a jednak i k efektivnímu zkrácení vzdáleností elektrod. Relace (6.2) se změní na tvar:

$$C = C_D \qquad C = C'_{DE} + \frac{C'_G \cdot C'_D}{C'_G + C'_D} \quad (6.3 \text{ a, b})$$

Z rovnice (6.3a) je patrné, že rozvinutí výboje zcela zkrátuje vzduchovou mezeru a výsledná kapacita je rovna kapacitě dielektrika. V rovnici (6.3b) dojde ke změně všech kapacit, avšak takovým způsobem, že výsledná kapacita bude větší.

Při posuzování relativní změny kapacity u objemového, povrchového a koplanárního výboje dochází k nejmenším změnám u koplanárního uspořádání.

Na základě předchozích informací lze sestavit model zátěže, který bude možné následně využít v matematickém modelu realizovaného měniče.



Obr. 6.2: Model zátěže

V modelu zátěže, realizovaného v simulačním programu OrCAD 10.0, reprezentuje kapacitor C_0 kapacitu systému při nerozvinutém výboji. Překročením zapáleného napětí systému dochází k zapálení výboje, což se projevuje zvýšením kapacity systému. Toto chování je vystiženo pomocí dvou antisériově zapojených Zenerových diod a kapacitorů C_1 , C_2 , C_3 . Při překročení prahového napětí U_{P1} se připojí kapacitor C_1 paralelně ke kapacitoru C_0 , při překročení prahového napětí U_{P2} se dále připojí navíc kapacitor C_2 a překročením U_{P3} se připojí i kapacitor C_3 . Tímto způsobem je vytvořena třibododová aproximace, vystihující změnu kapacity systému v závislosti na velikosti dodávané energie. Zvyšování energie dodávané do zátěže znamená větší změnu kapacity systému.

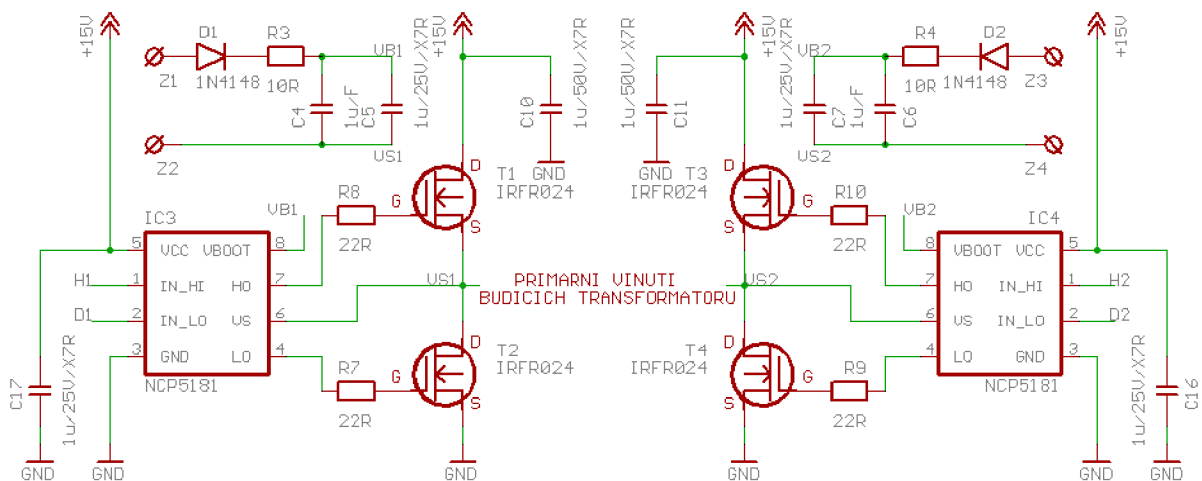
Velikost prahových napětí odpovídá velikosti Zenerova napětí jedné Zenerovy diody. Aby bylo chování modelu shodné pro obě polaroty přiváděného napětí, je nezbytné užití dvou Zenerových diod zapojených antisériově. Při jedné polaritě napětí se uplatní závěrný směr jedné diody (druhá dioda je v propustném směru) a při opačné polaritě se naopak uplatní závěrný směr druhé diody.

7. Řídicí část

Úkolem řídicí části je zajistit spínání tranzistorů vysokonapětového spínače, vyobrazeného na Obr. 5.1. Jak je z obrázku patrné, musí být signály řídicí spínání tranzistorů vysokonapětového spínače vůči sobě plovoucí, protože emistory tranzistorů nejsou na společném potenciálu. To je zajištěno tzv. *budicími transformátory*, jež současně zajistí galvanické oddělení řídicí části a tranzistorů vysokonapětového spínače.

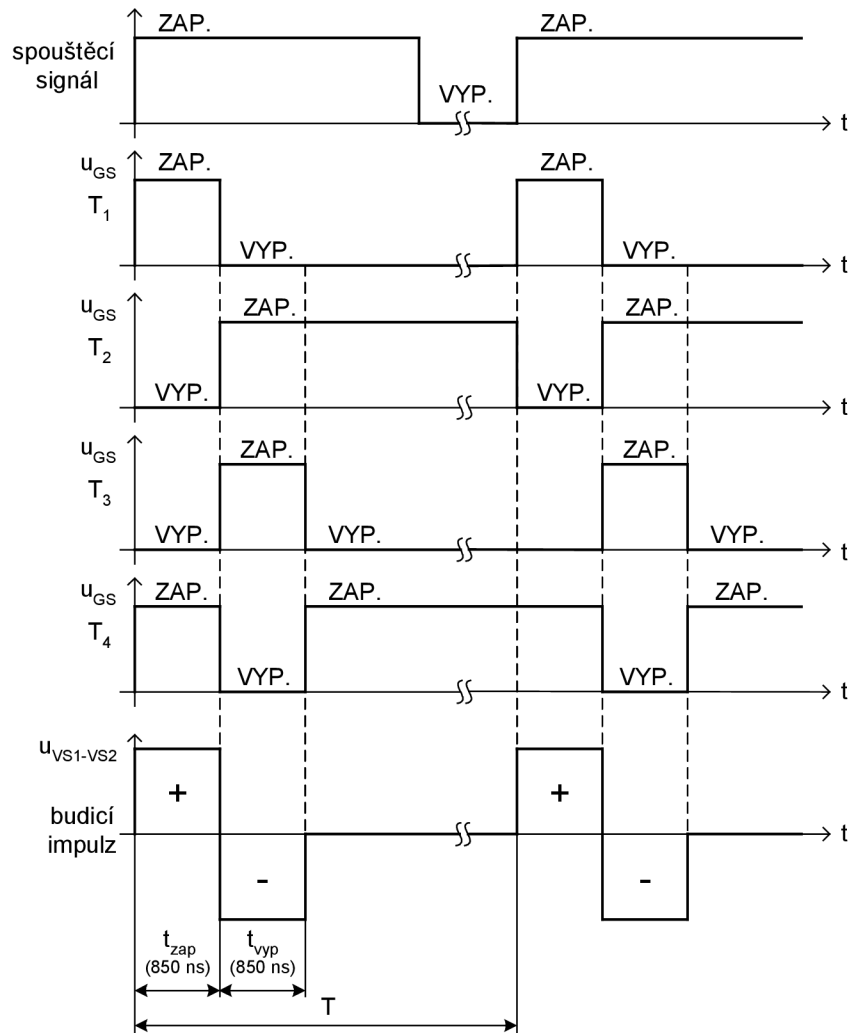
7.1. Zapojení a popis činnosti

Schéma řídicí části je uvedeno na Obr. 7.3. Jádrem je RISC-ový mikroprocesor generující na každou náběžnou hranu *spouštěcího signálu* přiváděného na pin *PD6* (označení signálového spoje *CLK*) signály na pinech *PB0* až *PB3* (signálové spoje *D2*, *H2*, *D1*, *H1*). Čtveřice signálů řídí spínání tranzistorů koncového stupně – budiče *T1* až *T4*, viz Obr. 7.1. Výsledkem je budicí impuls, odebraný mezi spojením tranzistorů *T1*, *T2* a *T3*, *T4* (signálové spoje *VS1*, *VS2*, přičemž signálovému spoji *VS1* je přiřazen kladný potenciál a signálovému spoji *VS2* záporný potenciál). Mezi signálové spoje *VS1* a *VS2* se zapojují primární vinutí budících transformátorů.



Obr. 7.1: Schéma koncového stupně řídicí části.

Budicí impuls má kladnou a zápornou polaritu. Při příchodu spouštěcího signálu dojde k sepnutí úhlopříčky tvořené tranzistorem *T1*, *T4*, čímž se vytvoří kladná polarita budicího impulsu t_{zap} . Po uplynutí definovaného času se sepnou tranzistory v druhé úhlopříčce, tzn. tranzistory *T2*, *T3*, a tak vznikne záporná polarita budicího impulsu t_{vyp} . Sepnutí druhé úhlopříčky probíhá pouze po definované době, která je shodná s dobou sepnutí první úhlopříčky tranzistorů. Po jejím uplynutí dojde k sepnutí dolních tranzistorů *T2*, *T4*, což je klidový stav, v němž řídicí část setrvává až do okamžiku příchodu dalšího spouštěcího signálu. Spínání jednotlivých tranzistorů a výsledný řídicí signál je graficky vyjádřen obrázkem Obr. 7.2.



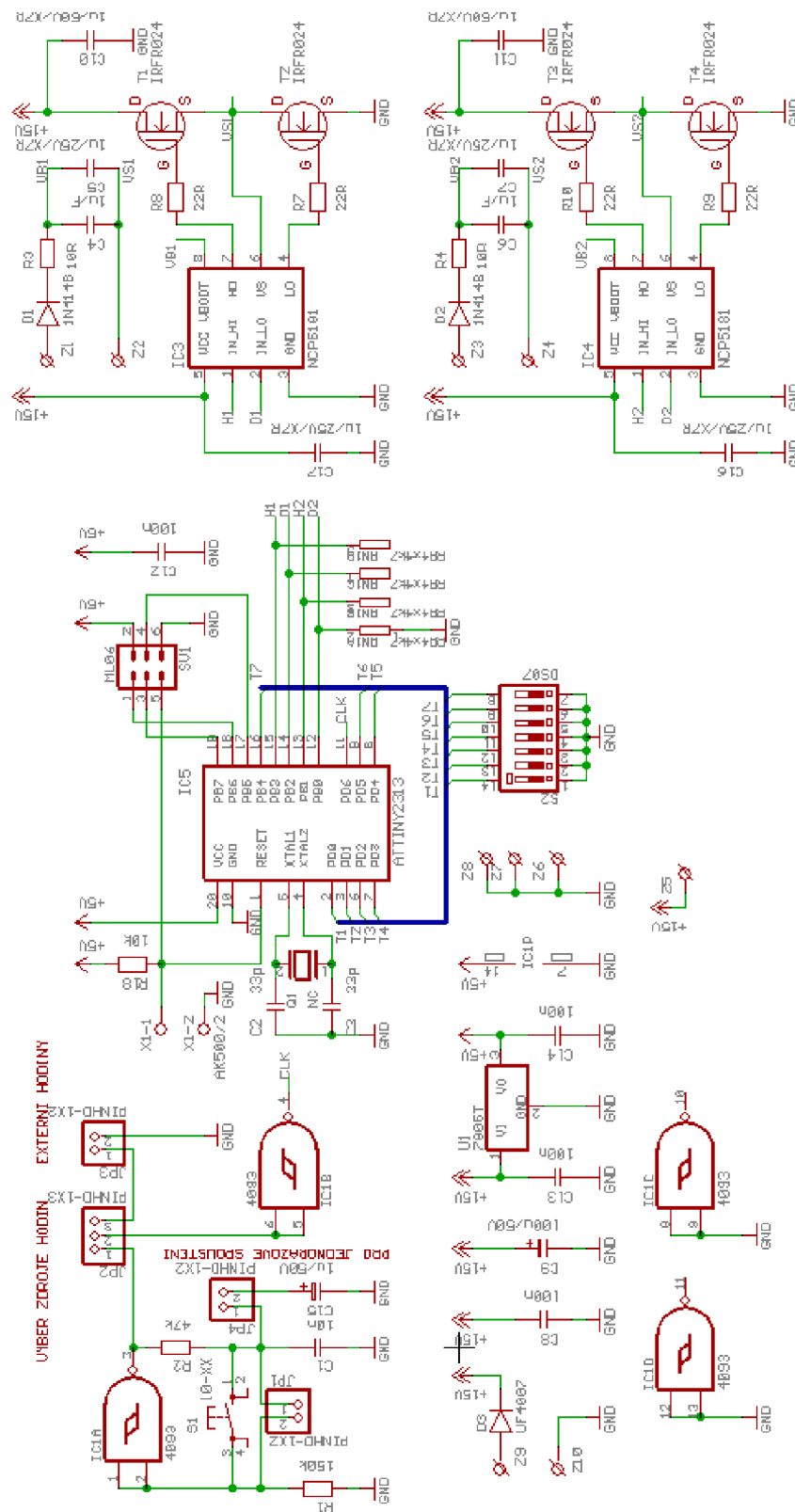
Obr. 7.2: Sekvence spínání tranzistorů řídicí části.

Sepnutí dolních tranzistorů v klidovém stavu je záměrné, neboť zajistí zkrat na primárních vinutích budicích transformátorů. Pokud by tak nebylo učiněno, mohlo by snadno dojít k situaci, kdy by vlivem velké strmosti napětí na tranzistorech vysokonapětového spínače došlo k jejich nežádoucímu sepnutí. Výsledkem by potom bylo sepnutí obou vysokonapětových spínačů s následnou destrukcí. Při sepnutí jednoho vysokonapětového spínače dochází k nárůstu napětí u neaktivního vysokonapětového spínače se stejnou strmostí napětí, s jakou dochází k poklesu napětí u právě spínaného vysokonapětového spínače. Nežádoucí sepnutí tranzistorů způsobuje proud tekoucí přes parazitní kapacitu mezi elektrodami *D* (*Drain*) a *G* (*Gate*) tranzistoru, tzv. *Millerovu kapacitu*. Velikost proudu je dána:

$$i(t) = C_{DG} \frac{du_{DS}(t)}{dt}, \quad (7.1)$$

kde C_{DG} je velikost parazitní kapacity, $\frac{du_{DS}(t)}{dt}$ strmost napětí na tranzistoru.

Ze vztahu (7.1) je zřejmé, že s rostoucí strmostí napětí poroste i velikost proudu a zkratování primárních vinutí budících transformátorů má veliký význam.



Obr. 7.3: Schéma řídicí části.

Protože není mikroprocesor schopen dodávat potřebný proud k rychlému spínání tranzistorů, je mezi mikroprocesor a tranzistory zařazen speciální integrovaný obvod (*IC3* a *IC4*) určený ke spínání tranzistorů. Jedním obvodem je možné budít dva tranzistory ve větvi (*T1*, *T2*, respektive *T3*, *T4*). Budič bývá také označován jako *High and low side driver*. K zajištění spolehlivého spínání horního tranzistoru (*T1* nebo *T3*) je nezbytný tzv. *posouvač napětí*, implementovaný uvnitř budiče. Ten zajistí, že horní budič je zcela plovoucí. Napětí pro horní budič bývá odvozeno od napájecího napětí, které se přes oddělovací diodu uchovává v dostatečně dimenzovaném kapacitoru. Pro krátké impulzy je ovšem tento režim nevhodný, protože by nebylo zajištěno spolehlivé nabití kapacitoru. Z tohoto důvodu zajišťuje napájení horních budičů DC/DC měnič se dvěma výstupy. Napětí z DC/DC měniče je přiváděno na svorky *Z1* (kladný potenciál) a *Z2* (záporný potenciál) v případě prvního budiče a svorky *Z3* a *Z4* v případě budiče druhého. Schéma DC/DC měniče je v Příloze 2.

Šíře budičím impulsu t_{zap} a t_{vyp} řídicího spínání a vypínání tranzistorů vysokonapětového spínače je dána nastavením prvních pěti přepínačů *S2* (signály *T1* až *T5*) a lze ji nastavit od 50 ns do 1,6 μ s po 50 ns. Sepnutí prvního spínače zvětšuje šíři impulsu o 50 ns, sepnutí druhého rozšiřuje impuls o 100 ns, sepnutí třetího o 200 ns, čtvrtého o 400 ns a pátého o 800 ns. Při uvažování, že prvních pět pozic představuje bitové slovo *d*, bylo by možné šířku impulsu, neboli dobu sepnutí vysokonapětového spínače, definovat:

$$t_{zap} = t_{vyp} = 50(d + 1) \quad [ns], \quad (7.2)$$

kde *d* je nastavené bitové slovo.

Poslední dvě pozice přepínače *S2* slouží k nastavení minimální doby vypnutí t_{dly} vysokonapětového spínače. Hlavním účelem je zamezit situaci, kdy by mohlo dojít k takovému spínání, že by se měnič pro krátké napětíové impulzy dostal do rezonance. Jak již bylo řečeno, provoz v rezonanci je velice nebezpečný, protože by velikost proudu tekoucího přes vysokonapětové spínače mnohonásobně překročila velikost proudu, na nějž je spínač dimenzován.

Minimální časy vypnutí vysokonapětového pro možné kombinace spínačů (signály *T6*, *T7*) jsou uvedeny v Tab. 7.1. Pokud dojde požadavek na sepnutí vysokonapětového spínače dříve než po uplynutí nastavené doby vypnutí, pak bude tento požadavek ignorován.

Tab. 7.1: Minimální doba vypnutí vysokonapětového spínače v závislosti na nastavení přepínače *S2*.

Doba vypnutí t_{dly}	Pozice 5 (signál <i>T6</i>)	Pozice 6 (signál <i>T7</i>)
6 μ s	vypnuto	vypnuto
11 μ s	zapnuto	vypnuto
21 μ s	vypnuto	zapnuto
51 μ s	zapnuto	vypnuto

Změna jednotlivých dob vypnutí vysokonapětového spínače je možná pouze po změně parametrů ve zdrojovém programu. Ten je uveden v Příloze 4. Časy jsou definovány na začátku programu pod symbolickými názvy *pause 1* až *pause 4* a je jim přiřazena určitá konstanta *konst*. Dobu vypnutí lze definovat:

$$t_{dly} = \frac{konst}{2} + 1 \quad [\mu s], \quad (7.3)$$

kde *konst* je hodnota přiřazená symbolickému jménu.

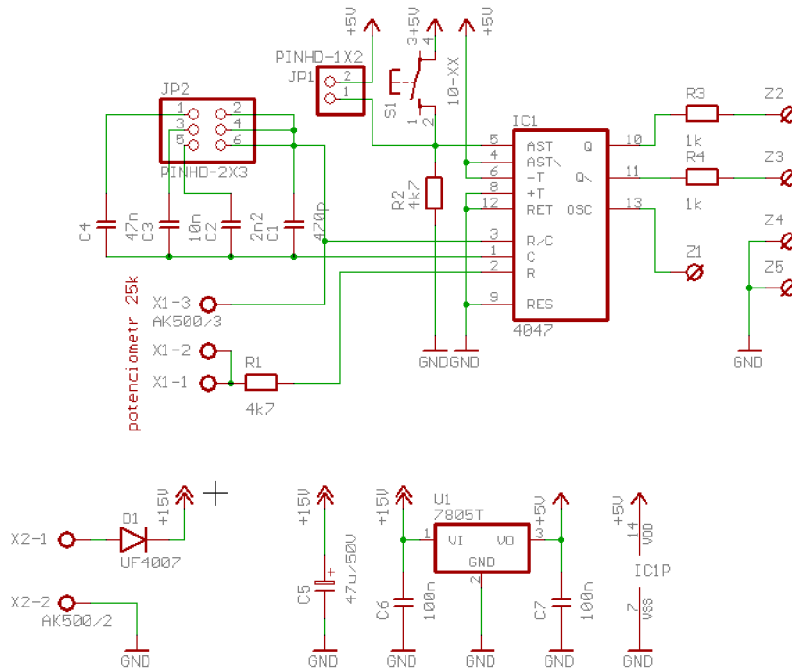
Hodnoty šířky generovaného impulsu a nastavené doby vypnutí vysokonapětového spínače jsou závislé na hodinovém kmitočtu mikroprocesoru. Aby výše uváděné hodnoty byly platné, musí být hodinový kmitočet 20 MHz. Není-li vyžadována přesnost časů větší než 10 %, může být použit interní oscilátor mikroprocesoru. V opačném případě je nutné použít krystalový rezonátor, ve schématu označený *Q1*. Jeho nezbytnou součástí jsou kapacitory *C2*, *C3*.

Podle pozice osazení zkratovací propojky na svorkách *JP2* lze volit mezi spouštěcím signálem generovaným oscilátorem, jenž je součástí řídicí části, a signálem přiváděným z externího zdroje. Oscilátor v řídicí části tvoří hradlo *IC1A*, rezistory *R1*, *R2*, kapacitor *C1* (v případě jednorázového spouštění kapacitor *C2*) a tlačítko *S1*. Generátor je spouštěn stiskem tlačítka nebo osazením zkratovací propojky na svorky *JP1*. Tento generátor je vhodný zejména pro oživování, respektive pro nastavování či kontrolu nastavených časů. Při zapojení více vysokonapětových spínačů, což znamená několik výše popisovaných řídicích desek, je nutné mít z důvodu synchronizace pouze jeden externí zdroj spouštěcích signálů. Osazovací plány řídicí části jsou v Příloze 3.

7.2. Generátor spouštěcích impulsů

Zapojení generátoru spouštěcích impulsů ukazuje Obr. 7.4. Základní prvek generátoru tvoří integrovaný obvod *IC1*. Ten je nastaven do režimu *astabilního multivibrátoru*. Kmitočet generátoru je odvozen od hodnot součástek *R1*, potenciometru připojeného do svorek *X1* a kapacitoru *C1* nebo paralelní kombinace kapacitoru *C1* a *C2*, *C1* a *C3*. či *C1* a *C4*. Připojení kapacitorů *C2* až *C4* se učiní osazením zkratovací propojky na příslušnou pozici *JP2*.

Stisknutím tlačítka *S1* nebo osazením zkratovací propojky na pozici *JP1* se objeví na svorkách *Z2* a *Z3* spouštěcí impulsy. Důležité je, že jsou navzájem inverzní (fázově posunuté o 180 stupňů). Bude-li ze svorky *Z2* odebrán spouštěcí signál pro jeden vysokonapětový spínač a ze svorky *Z3* spouštěcí signál pro druhý vysokonapětový spínač, pak je zaručeno, že nemůže dojít k jejich současnému sepnutí a tím i k nevratnému poškození (viz např. Obr 4.5).



Obr. 7.4: Schéma generátoru spouštěcích impulzů.

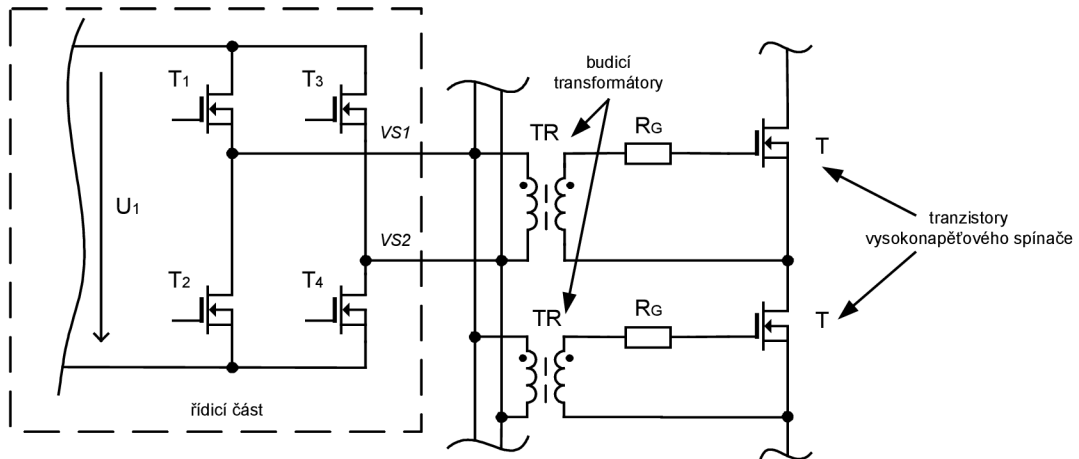
Rozsah nastavitelného kmitočtu spouštěcích impulzů v závislosti na připojených kapacitách uvádí následující tabulka. Osazovací plán generátoru spouštěcích impulzů je v Příloze 5.

Tab. 7.2: Rozsah kmitočtu spouštěcích impulzů v závislosti na připojených kapacitách.

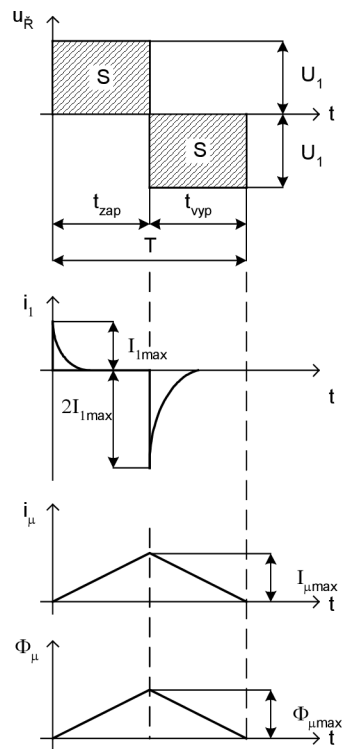
Připojené kapacity	Minimální kmitočet	Maximální kmitočet
C1	16 kHz	100 kHz
C1, C2	3 kHz	18 kHz
C1, C3	757 Hz	5kHz
C1, C4	160 Hz	1 kHz

7.3. Budicí transformátor

Budicí transformátor přenáší budicí impulzy z řídicí části na hradlo tranzistoru, přičemž je zajištěno galvanické oddělení řídicí části od vysokonapěťového spínače. Primární vinutí budících transformátorů je zapojeno mezi středy tranzistorových větví (viz Obr. 7.5), signálové spoje *VS1*, *VS2*. Budicí impuls přenášený přes budicí transformátory je obdélníkového průběhu s oběma polaritami. Kladná polarita budicího impulsu sepne tranzistory vysokonapěťového spínače a záporná polarita zajistí jejich rychlé vypnutí. Rychlé vypnutí tranzistorů je nutné zejména proto, aby bylo možné dosáhnout co nejkratších časů sepnutí vysokonapěťového spínače. Průběh budicího impulsu a důležitých veličin vystihuje Obr. 7.6.



Obr. 7.5: Zapojení budícího transformátoru.



Obr. 7.6: Průběhy hlavních veličin v budícím transformátoru.

Velikost napětí U_1 a délka trvání kladné (t_{zap}) a záporné (t_{vyp}) polarity budícího impulsu je shodná. Přestože je primární vinutí buzeno stejně jako dvojitý měnič, má průběh *magnetického magnetizačního toku* $\Phi_\mu(t)$ pouze jednu polaritu, stejně jako *jednočinný měnič*. Stejně tak i průběh *magnetizačního proudu* $i_\mu(t)$ je jednopolaritní a odpovídá svým průběhem jednočinnému měniči. *Strmost magnetizačního proudu* je rovna:

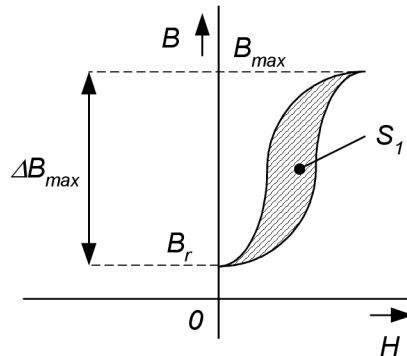
$$\frac{di_\mu}{dt} = \frac{U_1}{L_1}, \quad (7.4)$$

přičemž L_1 je velikost indukčnosti primárního vinutí.

Maximální hodnoty magnetizačního proudu $I_{\mu\max}$ je dosaženo po uplynutí doby t_{zap} , kde magnetizační proud dosahuje hodnoty:

$$I_{\mu\max} = \frac{U_1 t_{zap}}{L_1}. \quad (7.5)$$

Pokud pracovní bod feromagnetika nepřekročí lineární oblast, platí mezi magnetizačním proudem $i_\mu(t)$ a přírůstkem magnetického toku $\Phi_\mu(t)$ přímá úměra. Za lineární oblast lze považovat rozmezí *magnetické indukce* mezi remanentní indukci B_r a maximální indukci B_{\max} . Veličiny jsou patrné z následujícího obrázku Obr. 7.7.



Obr. 7.7: Magnetizace jádra budicího transformátoru.

Zdvih magnetické indukce ΔB_{\max} se stanoví pro danou velikost feromagnetického jádra na základě počtu primárních závitů a velikosti integrálu napětí přivedeného na primární vinutí budicího transformátoru. Lze tedy psát:

$$\Delta B_{\max} = \frac{1}{N_1 S_{Fe}} \int_0^{t_{zap}} u_1(t) dt = \frac{U_1 t_{zap}}{N_1 S_{Fe}}. \quad (7.6)$$

Při návrhu budicího transformátoru bývá nutné stanovit pro danou velikost feromagnetika počet primárních N_1 závitů tak, aby se pracovní bod nacházel v lineární oblasti, tzn. aby nedošlo k jeho přesycení. Úpravou výrazu (7.6) se získá vztah pro výpočet potřebného počtu primárních závitů:

$$N_1 = \frac{U_1 t_{zap}}{\Delta B_{\max} S_{Fe}} = \frac{U_1 t_{zap}}{(B_{\max} - B_r) S_{Fe}}. \quad (7.7)$$

Tvar proudu, kterým jsou příslušné tranzistory ve vysokonapěťovém spínači spínány, má exponenciální průběh, který je určen časovou konstantou:

$$\tau = R_G C_{GS}, \quad (7.8)$$

kde R_G je velikost odporu omezujícího proud tekoucí do elektrody G tranzistoru, C_{GS} je velikost kapacity mezi elektrodami G a S tranzistoru, tzv. *vstupní kapacita*.

Budicí transformátory bývají často konstruovány s převodovým poměrem vinutí N_2/N_1 rovno jedné. Při shodném počtu primárních a sekundárních závitů lze lépe splnit podmínku co

největšího *činitele vazby* k . Je-li $N_2/N_1 = 1$ a $k = 1$, je proud spínající tranzistor vysokonapěťového spínače zcela přesně přetransformován na primární stranu budicího transformátoru. Za těchto dvou výše uvedených podmínek dosahuje amplituda proudu $I_{1\max}$ pro kladnou polaritu budicího impulzu velikosti:

$$I_{1\max} = \frac{U_1}{R_G}. \quad (7.9)$$

Při záporné polaritě budicího impulzu dosáhne amplituda proudu I_1 dvojnásobku $I_{1\max}$. Způsobuje to nabití kapacity C_{GS} na napětí U_1 . Velikost špičkového proudu $I_{B\text{šp}}$, který musí být schopen koncový stupeň řídicí části dodat, je:

$$I_{B\text{šp}} = 2nI_{1\max} = 2n \frac{U_1}{R_G}, \quad (7.10)$$

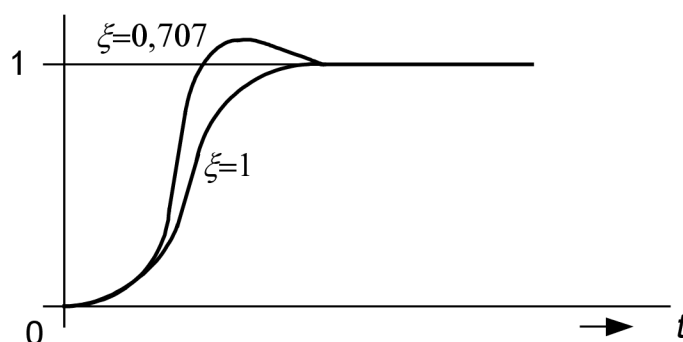
kde n představuje počet tranzistorů ve vysokonapěťovém spínači.

Výkonové dimenzování koncového stupně P_B závisí na velikosti náboje Q_G potřebného k sepnutí tranzistoru (tzv. *Total gate charge*), velikosti budicího napětí U_1 a také na opakovacím kmitočtu spínání vysokonapěťového spínače f .

$$P_B = n \cdot Q_G \cdot U_1 \cdot f, \quad (7.11)$$

kde n je počet tranzistorů ve vysokonapěťovém spínači.

Přestože je zapotřebí realizovat budicí transformátor co nejtěsnější, nikdy nebude možné dosáhnout *činitele vazby* $k = 1$ a reálný transformátor se této hodnotě bude pouze blížit. Znamená to, že transformátor bude mít nenulovou *výstupní indukčnost* $L_{\text{výst}}$. Ta společně se vstupní kapacitou tranzistoru vysokonapěťového spínače C_{GS} tvoří *sériový rezonanční obvod*, viz Obr. 4.1. Velikost odporu R_G , omezujícího proud do elektrody G vysokonapěťového spínače, musí být navržena tak, aby došlo k utlumení vlastních kmitů a přitom byla strmost napětí na vstupní kapacitě tranzistoru co největší. Na Obr. 7.8 je zachycena *přechodová charakteristika* sériového rezonančního obvodu jako odezva na *jednotkový skok*.



Obr. 7.8: Přechodová charakteristika sériového rezonančního obvodu při odezvě na jednotkový skok.

Pro *kriticky tlumenou* charakteristiku, kde *činitel tlumení* $\xi = 1$, dochází k nabití vstupní kapacity tranzistoru vysokonapětového spínače bez jakéhokoliv překmitu napětí za nejkratší dobu. Pro *maximálně plochou* charakteristiku, *činitel tlumení* $\xi = 0,707$, je sice dosaženo požadovaného napětí na vstupní kapacitě tranzistoru rychleji, avšak dochází již k napětíovému překmitu. Přechodové charakteristiky pro další *činitele tlumení* je zcela zbytečné zkoumat, neboť větší *činitel tlumení* pouze způsobí pomalejší nárůst napětí na vstupní kapacitě tranzistoru a naopak menší *činitel tlumení* způsobí velké napětíové překmity, jež mohou vést až k oscilacím napětí.

Konkrétní velikost odporu R_G (viz Obr. 5.1, respektive Obr. 7.5) se stanoví na základě úpravy výrazu (4.6), který se změní na:

$$R_G = 2\xi \sqrt{\frac{L_{\text{výst}}}{C_{GS}}} \quad (7.12)$$

Pro *kriticky tlumenou* charakteristiku lze výraz (7.12) dále upravit:

$$R_G = 2 \sqrt{\frac{L_{\text{výst}}}{C_{GS}}} \quad (7.13)$$

a pro *maximálně plochou* na:

$$R_G = \sqrt{2 \cdot \frac{L_{\text{výst}}}{C_{GS}}} \quad (7.14)$$

Částečné výboje

U budících transformátorů použitých ve vysokonapětových spínačích musí být kladen důraz nejen na velikost *činitele vazby*, ale také na elektrickou pevnost izolace a především na co největší úroveň napětí, při níž dochází ve vinutí budícího transformátoru k *částečným výbojům*.

Částečné výboje se obecně mohou vyskytovat u všech systémů, jež lze reprezentovat jako dvě navzájem izolované elektrody. Čím menší je vzdálenost elektrod, tím větší je pravděpodobnost výskytu částečných výbojů. Rozvinutí výboje nastává při změně potenciálu mezi elektrodami. Výboj uhasíná po nabití dielektrika, tj. izolačního materiálu mezi elektrodami. Pro další pokračování výboje musí být zvýšeno napětí mezi elektrodami, nebo změněna jeho polarita.

K částečným výbojům dochází pouze v plynu, tedy například v místech s nedokonalou impregnací či oslabenou izolací. Jelikož bývají částečné výboje detekovány již při amplitudě napětí přibližně 500 V, znamená to, že mohou nastat u řady zařízení i při provozním napětí. Výskyt částečných výbojů značně ovlivňuje spolehlivost zařízení, neboť způsobují rozvoj defektů s následnou destrukcí izolace. V případě budícího transformátoru by poškození izolace znamenalo nevratné poškození vysokonapětového spínače a řídicí části.

Prevenčí proti částečným výbojům je volba vhodného materiálu izolace vinutí, důkladná impregnace a vhodné konstrukční uspořádání vinutí. Za materiál vhodný k realizaci vinutí

budicího transformátoru lze považovat vodiče s teflonovou (*PTFE*) izolací. Teflon jako jeden z mála materiálů je vůči degradaci vlivem částečných výbojů odolný. Pokud bude vinutí realizováno vodičem s teflonovou izolací, pak i při výskytu *částečných výbojů* nedojde k porušení izolace.

V zapojení vysokonapěťových spínačů podle Obr. 4.6 budou nejvíce částečnými výboji namáhány budicí transformátory tranzistorů vysokonapěťového spínače, které jsou nejdále od napájecího napětí U_1 , tedy v místě spojení obou vysokonapěťových spínačů. Zde dochází ke změně potenciálů napětí, jež svojí velikostí odpovídá napájecímu napětí U_1 .

Problematikou částečných výbojů, jejich vznikem, metodikou měření a dalšími aspekty částečných výbojů se týkajících se zabývá [14].

Návrh budicího transformátoru

Pro budicí transformátory bylo zvoleno toroidní feritové jádro s označením $Lj T1005A$ z materiálu CF138. Průřez jádra je $S_{Fe} = 9,8 \text{ mm}^2$. Transformátor bude navrhován pro maximální dobu zapnutí t_{zap} , kterou je možné na řídicí části nastavit, tzn. pro $t_{zap} = 1,6 \mu\text{s}$. Zdvih magnetické indukce ΔB_{\max} je zvolen na 0,2 T. Amplituda budicího napětí U_1 bude 15 V. Transformátor bude mít shodný počet primárních a sekundárních závitů. Pro uvedené parametry se počet závitů N_1, N_2 stanoví dle vztahu (7.7):

$$N_1 = N_2 = \frac{U_1 t_{zap}}{\Delta B_{\max} S_{Fe}} = \frac{15 \cdot 1,6 \cdot 10^{-6}}{0,2 \cdot 9,8 \cdot 10^{-6}} = 12,2 z. \quad (7.15)$$

Primární i sekundární vinutí bude provedeno tzv. třikrát izolovaným vodičem o průměru 0,25 mm, jehož elektrická pevnost je přibližně 10 kV. Vodiče obou vinutí budou vinuty bifilárně co nejtěsněji vedle sebe a bude provedeno tolik závitů, aby se co nejvíce zaplnil obvod feritového jádra.

Na feritové jádro bylo možno navinout 16 závitů. Je tedy splněna podmínka počtu závitů udaná rovnicí (7.15). Při větším počtu závitů dojde pouze ke snížení zdvihu magnetické indukce. Indukčnost primárního i sekundárního vinutí L_1, L_2 byla změřena na několika vzorcích a pohybovala se v rozsahu 550 μH až 620 μH . Výstupní indukčnost L_{vyst} byla naměřena 0,23 μH až 0,25 μH . Ze změřených hodnot a vztahu (7.5) lze stanovit velikost magnetizačního proudu $I_{\mu \max}$ jednoho budicího transformátoru na konci doby t_{zap} .

$$I_{\mu \max} = \frac{U_1 t_{zap}}{L_1} = \frac{15 \cdot 1,6 \cdot 10^{-6}}{550 \cdot 10^{-6}} = 43,6 \text{ mA}. \quad (7.17)$$

Úpravou rovnice (2.23) se získá vztah pro vyjádření *činitele vazby*:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{vyst}}{L_2}} = \sqrt{1 - \frac{0,25 \cdot 10^{-6}}{550 \cdot 10^{-6}}} = 0,99977. \quad (7.18)$$

Při návrhu rezistoru R_G je nutné nejdříve zvolit vhodnou přechodovou charakteristiku. Z katalogového listu zvoleného tranzistoru vysokonapěťového spínače vyplývá, že s rostoucím napětím U_{DS} na tranzistoru dochází k poklesu vstupní kapacity C_{GS} (Pozn. Jde

o typické chování tranzistorů MOSFET.). Bude-li rezistor navrhován pro *kriticky tlumenou* charakteristiku, pak při snížení vstupní kapacity přejde charakteristika v *maximálně plochou*. Vstupní kapacita použitých tranzistorů C_{GS} byla změřena $C_{GS} = 1,6 \text{ nF}$. Velikost rezistoru se stanoví na základě rovnice (7.13):

$$R_G = 2\sqrt{\frac{L_{výst}}{C_{GS}}} = 2\sqrt{\frac{0,25 \cdot 10^{-6}}{1,6 \cdot 10^{-9}}} = 25\Omega. \quad (7.13)$$

U realizovaného vzorku byly změřeny částečné výboje. Měření bylo provedeno pro napětí sinusového průběhu s kmitočtem 9,2 kHz. Měření probíhalo vždy na dvou stejných vzorcích, z důvodu vyloučení případné konstrukční vady. Budicí transformátory byly vyhotoveny bez impregnace, sjednonásobnou impregnací, dvojnásobnou impregnací a trojnásobnou impregnací. Hodnoty *zápalných napětí*, při nichž začnou částečné výboje, a *zhášecích napětí*, kdy částečné výboje zaniknou, vystihuje následující tabulka Tab.7.3. Tabulka také vystihuje závislost částečných výbojů na teplotě.

Tab. 7.3: Částečné výboje u realizovaného budicího transformátoru.

Impregnace [-]	Teplota [°C]	Vzorek 1		Vzorek 2	
		zápalné napětí [kV]	zhášecí napětí [kV]	zápalné napětí [kV]	zhášecí napětí [kV]
Bez impregnace	23	1,95	1,83	1,91	1,81
	100	1,81	1,73	1,84	1,70
1x impregnováno	23	2,56	2,46	2,53	2,19
	100	2,68	2,56	2,52	2,46
2x impregnováno	23	2,75	2,61	2,70	2,61
	100	2,68	2,64	2,75	2,60
3x impregnováno	23	2,54	2,46	3,00	2,48
	60	2,79	2,48	2,68	2,51
	100	2,76	2,53	2,77	2,53

Z tabulky vyplývá, že nejznatelnější rozdíl nastává mezi budicím transformátorem bez impregnace a sjednonásobnou impregnací. Další vrstvy impregnačního laku mají zanedbatelný vliv. Použitý impregnační lak má neměnné vlastnosti v širokém rozsahu teplot.

Vzhledem ke skutečnosti, že *zápalné napětí* částečných výbojů má vždy vyšší velikost než *zhášecí napětí*, lze považovat za jakousi mez bezpečného napětí *zhášecí napětí*. Za tohoto předpokladu vyhovuje budicí transformátor do napětí přibližně 2,5 kV (Pozn. Budicí transformátor lze použít i pro vyšší napětí, pouze je částečnými výboji ohrožena dlouhodobá spolehlivost.).

Pro porovnání byl budicí transformátor, při zachování stejné velikosti feromagnetického materiálu, navinut teflonovým vodičem o průměru 0,5 mm. Uvedený vodič má obchodní označení TAV 0,20 SM. Hodnoty částečných výbojů vystihuje tabulka Tab. 7.4.

Tab. 7.4: Částečné výboje u budicího transformátoru vinutého vodičem s teflonovou izolací.

Impregnace [-]	Teplota [°C]	Vzorek 1		Vzorek 2	
		zápalné napětí [kV]	zhášecí napětí [kV]	zápalné napětí [kV]	zhášecí napětí [kV]
Bez impregnace	23	3,05	2,77	3,02	2,71
	100	2,92	2,53	2,83	2,53
1x impregnováno	23	4,03	3,31	3,88	3,33
	100	3,81	3,22	3,70	3,21

Částečné výboje u budicího transformátoru vinutého vodičem s teflonovou izolací nastávají až při vyšších hodnotách napětí. Nyní se hranice napětí, do níž je budicí transformátor použitelný bez nebezpečí částečných výbojů, posunula na hodnotu přibližně 3,2 kV. Rozdíl napětí mezi impregnovaným a neimpregnovaným transformátorem je přibližně 600 V, stejně jako tomu bylo v případě prvního budicího transformátoru.

V případě, že budicí transformátor bude vinut vodičem TAV 0,20 SM, jehož izolace bude zesílena teflonovou páskou o 0,2 mm, dojde k navýšení hodnot napětí částečných výbojů, jak ukazuje Tab. 7.5.

Tab. 7.5: Částečné výboje u budicího transformátoru vinutého vodičem s teflonovou izolací a přidavnou izolací.

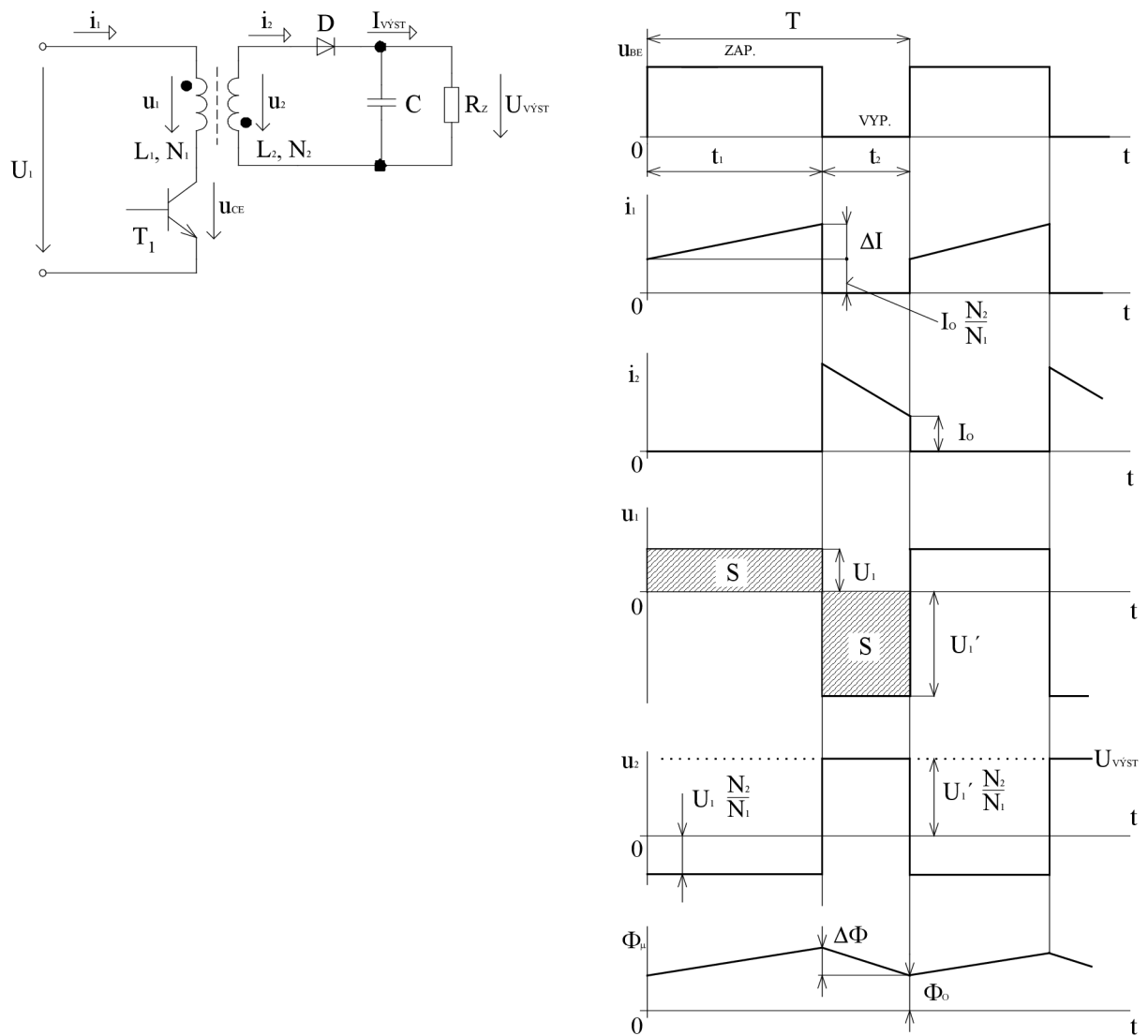
Impregnace [-]	Teplota [°C]	Vzorek 1	
		zápalné napětí [kV]	zhášecí napětí [kV]
Bez impregnace	23	5,55	5,24
	100	5,17	4,92
1x impregnováno	23	7,28	6,62
	100	7,60	7,51

Z hodnot uvedených v Tab. 7.5 vyplývá, že budicí transformátor bez impregnace lze použít do napětí 4,9 kV a s jednonásobnou impregnací do napětí až 6,6 kV.

Literatura [14] uvádí podrobné řešení *planárních transformátorů*, u nichž je dosaženo částečných výbojů až při napětí kolem 6 kV. Díky této skutečnosti se stávají vhodnými adepty pro použití při řízení spínání vysokonapěťových spínačů. Druhým pozitivem je dosažení menšího rozptylu hodnot ve srovnání s vinutými transformátory.

8. Napájecí vysokonapět'ový zdroj

Vysokonapět'ový zdroj může být založen na všech měničích uvedených v kapitole 2. Pokud jde o zdroj s výkonem několik desítek až stovek wattů, pak je výhodné použít blokující měnič. U něj se s výhodou využívá tzv. tlumivkový efekt, což znamená, že indukčnost sekundárního vinutí transformátoru měniče nahrazuje vyhlazovací tlumivku, přítomnou u všech ostatních typů měničů. Schéma blokujícího měniče včetně průběhů důležitých veličin zachycuje Obr. 8.1.



Obr. 8.1: Jednočinný blokující měnič – schéma a průběhy.

Popis činnosti

Sepnutím tranzistoru T_1 je připojeno na primární vinutí transformátoru napětí U_1 , což způsobí nárůst primárního proudu $i_1(t)$ i s ním svázaného magnetizačního toku $\Phi_\mu(t)$. Primární proud narůstá z počáteční hodnoty, odpovídající přetransformované hodnotě sekundárního proudu těsně před okamžikem sepnutí tranzistoru T_1 ($I_0 N_2 / N_1$). Magnetizační tok narůstá z počáteční hodnoty Φ_0 , odpovídající hodnotě magnetizačního toku před okamžikem sepnutí tranzistoru T_1 . Na konci doby t_1 bude přírůstek primárního proudu:

$$\Delta I = \frac{U_1 t_1}{L_1}. \quad (8.1)$$

Vypnutím tranzistoru T_1 přestane primárním vinutím téci proud $i_1(t)$ a začne téci proud sekundárním vinutím. Magnetický tok nemůže totiž zaniknout skokově. Po celou dobu t_2 dochází k poklesu magnetického toku $\Phi_\mu(t)$, až na konci dosáhne velikosti Φ_0 . Na primárním vinutí transformátoru je napětí U_1' , které se přičítá k napájecímu napětí U_1 a způsobuje napěťové namáhání tranzistoru T_1 . Pro reálné transformátory, u nichž neplatí $k = 1$, je napěťové namáhání tranzistoru ještě větší. Při činnosti měniče musí být zajištěno, že střední hodnota napětí na primárním vinutí transformátoru $u_1(t)$ bude nulová. Pokud by uvedená podmínka nebyla splněna a součin U_1 a t_1 byl větší než součin U_1' a t_2 , pak by došlo k přesycení transformátoru, a tím k rapidnímu poklesu primární indukčnosti L_1 . Za předpokladu platnosti zmíněné podmínky lze pro velikost napětí U_1' psát:

$$U_1' = U_1 \frac{s}{1-s}, \quad (8.2)$$

kde $s = \frac{t_1}{T}$ představuje střidu spínání tranzistoru T_1 .

Pro napětí $U_{\text{výst}}$:

$$U_{\text{výst}} = U_1' \frac{N_2}{N_1} = U_1 \frac{s}{1-s} \cdot \frac{N_2}{N_1}. \quad (8.3)$$

Aplikací parametru střidy s může být výraz (8.1) přepsán do tvaru:

$$\Delta I = \frac{U_1 s}{f L_1}, \quad (8.4)$$

v němž f je opakovací kmitočet spínání T_1 .

Pro návrh transformátoru je výhodné výraz (8.4) dále upravit a vyjádřit velikosti indukčnosti, jejíž velikost se odvíjí od zadaných a zvolených (s ohledem na napěťové namáhání polovodičů) parametrů. Ze zadaných parametrů se jedná o U_1 , f a ze zvolených o maximální velikost střidy s_{max} a maximální změnu primárního proudu ΔI_{max} . Rovnice (8.4) bude po úpravě:

$$L_1 = \frac{U_1 s_{\text{max}}}{f \Delta I_{\text{max}}}. \quad (8.5)$$

Maximální velikost proudu $I_{1\max}$ nastává na konci doby t_1 , kde je její velikost:

$$I_{1\max} = I_0 \frac{N_2}{N_1} + \Delta I_{\max}. \quad (8.6)$$

Vyjádřením I_0 pomocí střední velikosti sekundárního proudu $I_{2stř}$ při zanedbání pilovitého zvlnění a označení převodového poměru transformátoru měniče $N_2/N_1 = p$ lze vztah (8.6) přepsat do tvaru:

$$I_{1\max} = \frac{I_{2stř}}{1 - s_{\max}} p + \Delta I_{\max}. \quad (8.7)$$

Na základě již známých hodnot maximálního proudu $I_{1\max}$ a indukčnosti primárního vinutí L_1 může být stanoven počet závitů primárního vinutí:

$$N_1 = \frac{L_1 I_{1\max}}{B_{\max} S_{Fe}}. \quad (8.8)$$

Velikost indukčnosti L_1 závisí na počtu primárních závitů N_1 a magnetické vodivosti magnetického obvodu Λ :

$$L_1 = N_1^2 \Lambda. \quad (8.9)$$

Magnetická vodivost bývá především u blokujících měničů záměrně snižována, aby bylo dosaženo potřebné indukčnosti primárního vinutí L_1 , jak vyplývá z výrazu (8.9). Snižování magnetické vodivosti se dosáhne zařazením vzduchové mezery l_v do magnetického obvodu. Vzduchová mezera má pozitivní vliv na výslednou velikost použitého feromagnetického jádra a navíc eliminuje závislost indukčnosti L_1 na proudu $i_1(t)$. Pro velikost vzduchové mezery platí:

$$l_v = \left(\frac{N_1^2}{L_1} - \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{I_{Fe}}{S_{Fe}} \right) \mu_0 S_{Fe}, \quad (8.10)$$

přičemž μ_0 je permeabilita vakua ($4\pi 10^{-7}$ H/m), μ_r permeabilita feromagnetického materiálu, l_{Fe} střední délka siločar ve feromagnetickém materiálu.

Jestliže magnetická vodivost vzduchové mezery bude mnohonásobně menší než magnetická vodivost feromagnetického materiálu, pak s vědomím, že dojde k jisté nepřesnosti, lze výraz (8.10) zjednodušit na:

$$l_v = \frac{N_1^2}{L_1} \mu_0 S_{Fe}. \quad (8.11)$$

Počet závitů sekundárního vinutí transformátoru může být odvozen ze vztahu (8.3):

$$N_2 = N_1 \frac{U_{výst} (1 - s_{\max})}{U_1 s_{\max}}. \quad (8.12)$$

Výkon měniče P_{out} závisí na velikosti primární indukčnosti, spínacím kmitočtu a rozdílu čtverců proudu na počátku sepnutí tranzistoru T_1 a konci jeho sepnutí. Matematické vyjádření vystihuje rovnice:

$$P_{out} = \frac{1}{2} L_1 (I_{1max}^2 - I_0^2 p^2) f. \quad (8.13)$$

Měnič lze provozovat ve dvou režimech, v režimu *spojitých proudů* nebo v režimu *přerušovaných proudů* (Pozn. Ve skutečnosti se jedná u blokujícího měniče o spojitost či nespojitost magnetického toku, a proto by se spíše mělo mluvit o spojitosti tohoto toku.). Hlavní rozdíl mezi oběma režimy spočívá v počáteční podmínce proudu $i_1(t)$ při sepnutí tranzistoru T_1 . Pokud je počáteční podmínka rovna nule, čili proud začíná narůstat z nulové hodnoty, jedná se o režim *přerušovaných proudů*. V případě, že proud narůstá z počáteční hodnoty $I_0 N_2 / N_1$, pak se jedná o režim *spojitých proudů*.

Pro režim přerušovaných proudů dojde ke zjednodušení výrazu, vyjadřujícího výkon měniče. Nový tvar má podobu:

$$P_{out} = \frac{1}{2} L_1 \Delta I_{max}^2 f. \quad (8.14)$$

Sycení feromagnetického materiálu odpovídá levému obrázku u Obr. 2.5.

Návrh blokujícího měniče

Ve vysokonapěťovém zdroji byl použit transformátor HR 8006 určený pro barevné CRT obrazovky. Parametry transformátoru jsou: maximální trvalý výkon $P_{out} = 30$ W, maximální výstupní napětí $U_{výst} = 23$ kV, maximální velikost primárního proudu $I_{1max} = 6$ A, indukčnost primárního vinutí $L_1 = 3,2$ mH, převodový poměr vinutí $p = 27$, napájecí napětí měniče bývá $U_1 = 120$ V a pracovní kmitočet $f = 15$ kHz.

Měnič byl navržen v režimu *přerušovaných proudů*. Ze známého výkonu se velikost zvlnění proudu ΔI_{max} stanoví na základě úpravy vztahu (8.14):

$$\Delta I_{max} = \sqrt{\frac{2P_{out}}{L_1 f}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 30}{3,2 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3}} = 1,1 \text{ A}. \quad (8.15)$$

Doba sepnutí tranzistoru t_1 , potřebná k nárůstu proudu o ΔI_{max} pro napájecí napětí U_1 , je:

$$t_1 = \frac{\Delta I_{max} L_1}{U_1} = \frac{1,1 \cdot 3,2 \cdot 10^{-3}}{120} = 29,3 \mu s. \quad (8.16)$$

Velikost střidy s , s níž bude měnič při plném zatížení pracovat, je:

$$s = \frac{t_1}{T} = t_1 f = 29,3 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 = 0,45 = 45 \%. \quad (8.17)$$

Velikost napětí U_1' pro výstupní napětí $U_{výst} = 3,5$ kV se získá úpravou vztahu (8.3):

$$U_1' = U_{\text{výst}} \frac{N_1}{N_2} = U_{\text{výst}} \frac{1}{p} = 3,5 \cdot 10^3 \frac{1}{27} = 130 \text{ V} . \quad (8.18)$$

Tranzistor T_1 musí být dimenzován minimálně na napětí U_{DS} :

$$U_{DS} = U_1 + U_1' = 120 + 130 = 250 \text{ V} . \quad (8.19)$$

Jak již bylo několikrát zmíněno, tranzistor musí být dimenzován na daleko větší napětí vlivem překmitů, které na něm budou vznikat důsledkem nedokonalé vazby mezi primárním a sekundárním vinutím.

Maximální velikost proudu tekoucího sekundárním vinutím v okamžiku vypnutí tranzistoru T_1 je:

$$I_{2\text{max}} = \Delta I_{\text{max}} \frac{N_1}{N_2} = \frac{\Delta I_{\text{max}}}{p} = \frac{1,1}{27} = 40,7 \text{ mA} . \quad (8.20)$$

Schéma vysokonapěťového zdroje je uvedeno v Příloze 6. Zde je uveden také osazovací plán a plán obrazce plošných spojů.

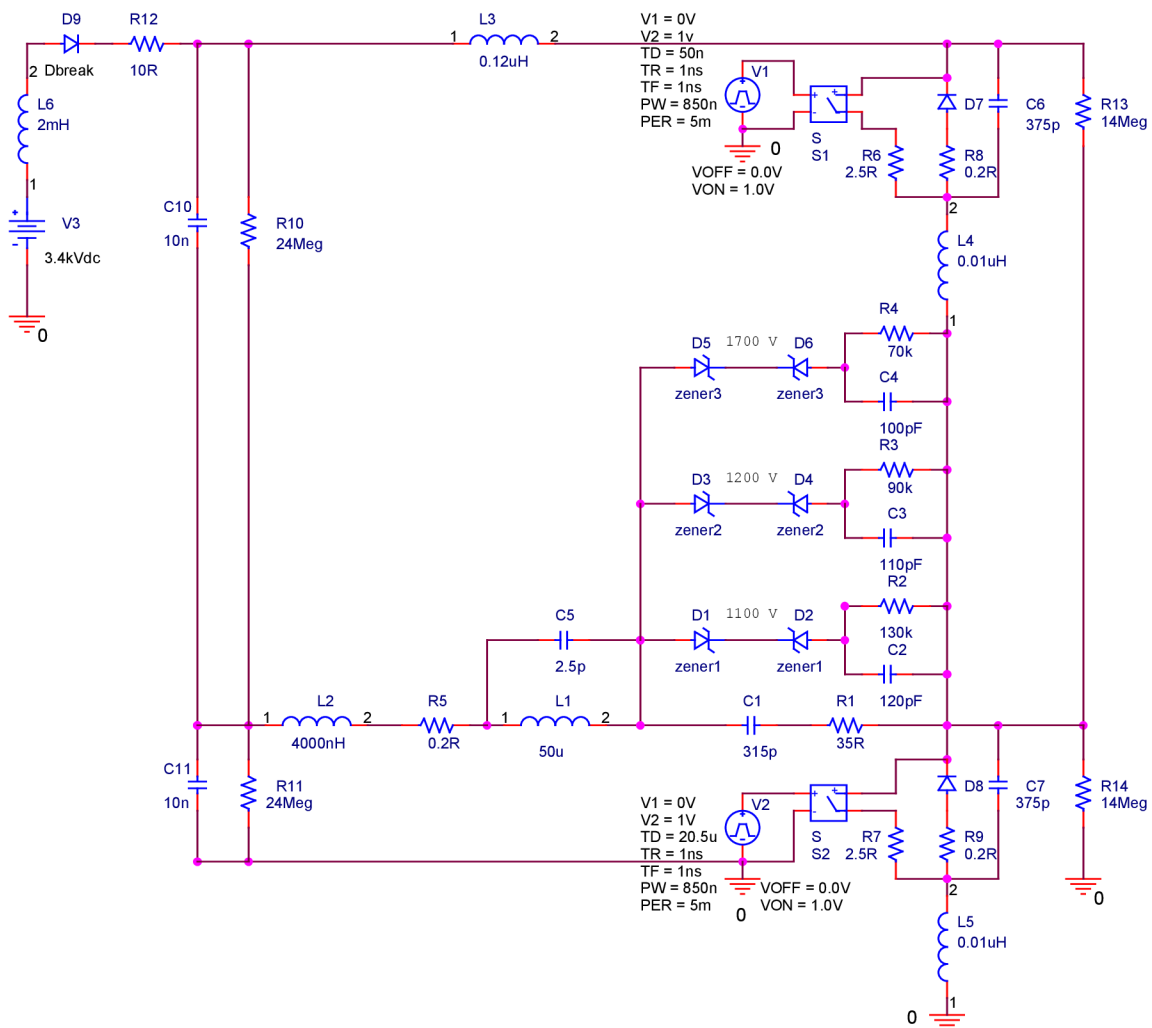
Napětí U_1 o velikosti 120 V se přivádí na svorky $X2$. Výstupní vysoké napětí je odebíráno ze svorek $Z1$ ($Z2$) a $Z3$ ($Z4$). Svorky $X1$ slouží k přivedení napětí napájecího řízení. Jádrem je integrovaný obvod UC3844, který na základě informace o aktuální velikosti výstupního napětí a požadované velikosti výstupního napětí řídí spínání tranzistoru $T2$. Požadovaná velikost je pevně nastavena vnitřním referenčním napětím 2,5 V. Aktuální velikost výstupního napětí je snímána odporovým děličem a dále impedančně oddělena operačním zesilovačem v neinvertujícím zapojení. Velikost výstupního napětí lze měnit změnou nastavení trimru $R48$. Osazením zkratovací propojky na pozici $JP2$ dojde ke změně rozsahu nastavitelnosti výstupního napětí. Při neosazené zkratovací propojce je rozsah výstupního napětí 2,5 kV až 5,0 kV. S osazenou zkratovací propojkou $JP2$ je rozsah 625 V až 1,25 kV.

Velikost výstupního napětí je možné odečítat mezi svorkami $Z5$, $Z6$. Toto napětí je zmenšeno dělicím poměrem odporového děliče. V případě neosazené zkratovací propojky je dělicí poměr 1:1000 a při osazené zkratovací propojce 1:250.

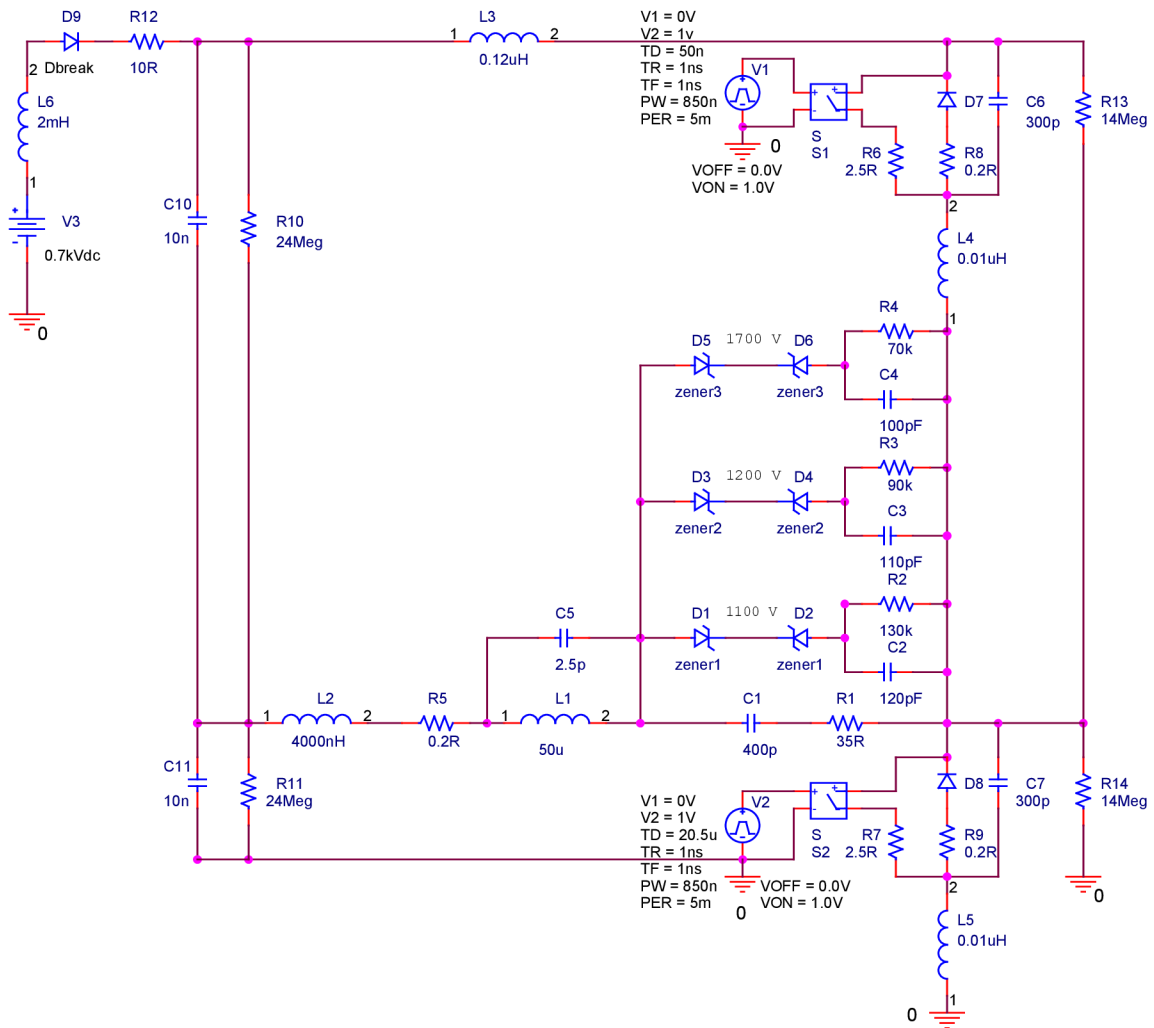
9. Simulace měniče v programu OrCAD 10.0

Matematický model měniče byl vytvořen v simulačním programu OrCAD 10.0. Model vystihuje chování vysokonapětového zdroje, vysokonapětových spínačů, kapacitní zátěže zatížené výbojem a všech parazitních odporů, kapacit a indukčností. Sestaven byl za účelem simulací důležitých veličin a k jejich porovnání s veličinami změřenými na funkčním vzorku. Jde o zpětnou vazbu, kterou se ověří správnost sestaveného modelu a současně se vyloučí případné chyby měření.

K měření byl použit dvoukanálový osciloskop Fluke 199C se šířkou pásma 200 MHz a vzorkováním 2,5 GS/s. Na kanál *A* byla připojena vysokonapětová sonda PM 8932 se šířkou pásma 175 MHz, povolenou amplitudou vstupního napětí 4 kV, vstupním odporem 20 M Ω , vstupní kapacitou 2 pF a dělicím poměrem 1:100. Ke kanálu *B* byl připojen proudový transformátor AS 101. Primární vinutí tvořil jeden závit, sekundární vinutí sto závitů. Indukčnost sekundárního vinutí měla velikost 25 mH. Proudový transformátor měl k sekundárnímu vinutí připojen snímací rezistor o hodnotě 100 Ω .



Obr. 9.1: Model pro simulace s napětím meziobvodu 3,4 kV.



Obr. 9.2: Model pro simulace s napětím meziobvodu 700 V.

Sestaveny byly celkem dva modely lišící se napájecím napětím měniče. První vystihuje situaci pro napájení měniče s napětím meziobvodu 3,4 kV, kdy dochází k výboji, a tedy i produkci ozonu (Obr. 9.1). Druhý pro napětí meziobvodu 700 V, při němž nedojde k zapálení výboje (Obr. 9.2).

Hlavní rozdíl mezi oběma modely spočívá ve velikostech hodnot součástek $C1$ a $C6$, $C7$. Velikost těchto kapacitorů je napěťově závislá, a proto je zapotřebí ji upravit se změnou napětí meziobvodu.

Význam jednotlivých komponentů v modelu měniče je následující:

$V3$, $L6$, $D9$, $R12$, $C10$, $R10$, $C11$, $R11$ – reprezentují vysokonapěťový zdroj zajišťující napájecí napětí měniče. $V3$, $L6$, $D9$, $R12$ přesně vystihují chování blokujičho měniče, který je schopen během jedné pracovní periody přenést pouze určité množství energie. Ze statického pohledu nemá induktor $L6$ žádný význam, ale z dynamického hlediska je nutný, aby bylo možné dosáhnout reálných průběhů, např. na kapacitním děliči tvořeném kapacitoy $C10$ a $C11$. U realizovaného vysokonapěťového zdroje, jehož zapojení je v Příloze 6, byly oba kapacitoy $C10$ i $C11$ tvořeny sériovým spojením dvou kapacitorů ($C17, C18$ a $C19$, $C20$). Stejně tak i rezistoy $R10$ a $R11$ byly ve skutečnosti z důvodu nedostatečného povoleného

napětí jednoho rezistoru řešeny sériovým spojením několika rezistorů ($R13$ až $R28$ a $R29$ až $R44$).

Součástky $C1$, $R1$, $D1$, $D2$, $C2$, $R2$, $D3$, $D4$, $C3$, $R3$, $D5$, $D6$, $C4$, $R4$ – představují náhradní zapojení zátěže, jak bylo popsáno v kapitole 6. V případě $C1$ se jedná o statickou kapacitu zátěže. Další kapacitory, rezistory (výjma $R1$) a Zenerovy diody tvoří tříbodovou aproximaci při rozvinutí výboje. Velikost Zenerova napětí je uvedena u příslušných Zenerových diod zapojených antisériově. Rezistor $R1$ určuje velikost tlumení sériového rezonančního obvodu, tvořeného induktory $L1$, $L2$ a kapacitorem $C1$.

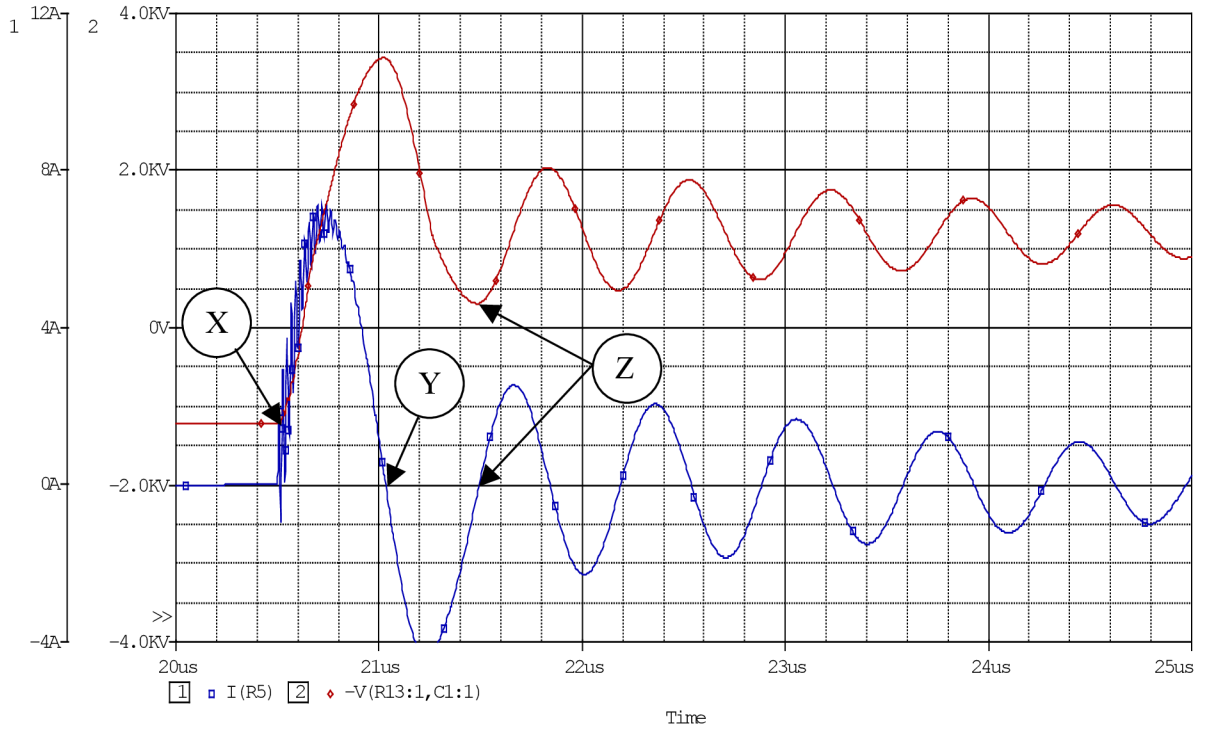
$S1$, $R6$, $R8$, $D7$, $C6$, $L4$, $R13$, $V1$ – součástky definující první vysokonapěťový spínač. Stav sepnutí šestice tranzistorů vystihuje spínač $S1$ a rezistor $R6$. Velikost rezistoru $R6$ odpovídá svojí velikostí odporu sepnutého vysokonapěťového spínače $R_{DS(on)}$. Diody $D7$ a rezistor $R8$ představují substrátové diody tranzistorů a jejich diferenciální odpor. Kapacitor $C6$ v sobě slučuje výstupní kapacity tranzistorů C_{O1} až C_{O6} a kapacity rozdělovací kapacitorů C_1 až C_6 (viz Obr. 5.1). Rezistor $R13$ vystihuje výsledný odpor sériového spojení rozdělovacích rezistorů R_{1A} , R_{1B} až R_{6A} , R_{6B} . Velikost rezistoru $R13$ je však menší, než hodnota uvedená v kapitole 5 jako výsledný odpor sériového spojení R_{1A} až R_{6B} . Důvodem je přítomnost nenulového proudu tranzistorů ve vypnutém stavu I_{DSS} , který nutně způsobí snížení výsledné velikosti rozdělovacích rezistorů, a tedy i rezistoru $R13$. Induktor $L4$ vyjadřuje parazitní indukčnost propojení tranzistorů ve vysokonapěťovém spínači. Zdroj $V1$ řídí spínání vysokonapěťového spínače. Lze u něj nastavit dobu zpoždění sepnutí vztahenou k počátku simulací TD , rychlost náběžné hrany TR , rychlost sestupné hrany TF , požadovanou dobu sepnutí PW a periodu spínání PER .

$S2$, $R7$, $R9$, $D8$, $C7$, $L5$, $R14$, $V2$ – součástky definující druhý vysokonapěťový spínač. Analogicky odpovídají součástkám prvního vysokonapěťového spínače, tzn. i jejich funkce je stejná.

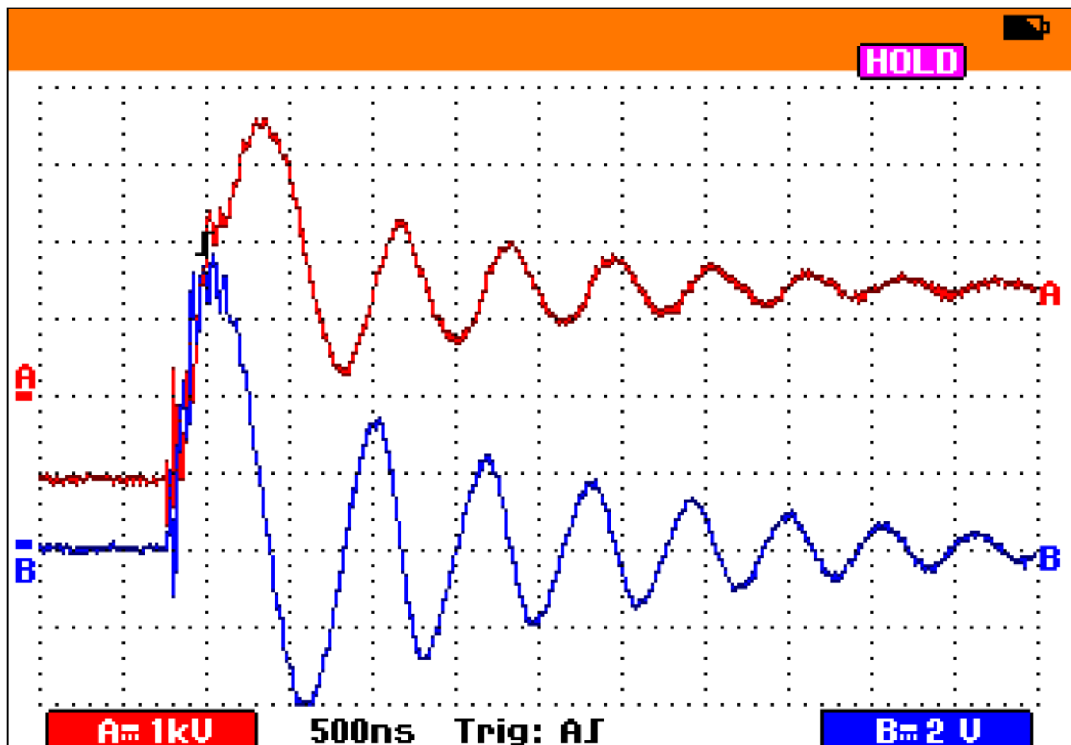
$L1$, $L2$, $R5$, $C5$ – jde o součástky reprezentující induktor sériového rezonančního obvodu. Induktor $L1$ byl realizován jako vzduchová cívka, která má mezi závitů parazitní kapacitu $C5$. Induktor $L2$ vystihuje indukčnost přívodů a rezistor $R2$ odpor přívodů včetně odporu vinutí induktoru $L1$.

9.1. Průběhy napětí a proudu zátěží

Průběhy získané simulacemi vystihuje Obr. 9.3 a průběhy získané měřením na funkčním vzorku Obr. 9.4. Aby simulace vykazovaly reálné výsledky, nesmí být snímáno hned první sepnutí vysokonapěťového spínače. Počáteční podmínky simulací v čase 0 s nemusí být totožné, a ve skutečnosti nejsou, s podmínkami, které nastanou po zapálení výboje. Proto je možné snímat nejdříve až druhé sepnutí vysokonapěťového spínače. Z tohoto důvodu se časová osa simulací posunula do oblasti dvaceti mikrosekund, kde nastává sepnutí spínače $S2$. Na počátku simulací, v čase 50 ns, byl sepnut spínač $S1$.



Obr. 9.3: Simulované průběhy napětí a proudu zátěží při napětí meziobvodu 3,4 kV.



Obr. 9.4: Změřené průběhy napětí a proudu zátěží při napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 1 kV/d, kanál B – proud, 2 A/d).

Na Obr. 9.3 je vidět, že v době sepnutí vysokonapěťového spínače $S2$ označeného jako bod X není počáteční napětí na zátěži 0 V , jak by tomu bylo na počátku simulací, ale přibližně $-1,2\text{ kV}$. Sepnutím vysokonapěťového spínače dochází k průchodu proudu, který způsobuje na zátěži nárůst napětí, a to po celou dobu kladné polarity proudu. V okamžiku změny polarity proudu, bod Y , dosahuje napětí na zátěži maximální hodnoty. Změna polarity proudu způsobuje pokles napětí na zátěži. V bodě Z dosahuje proud nulové hodnoty a napětí na zátěži minimální hodnoty. Pokud by nedocházelo k dodávání energie do výboje, potom by proud od bodu Z zůstal nulový stejně jako na Obr. 4.3. Podobně by zůstalo nulové i napětí na zátěži. Zapálení výboje způsobí odebrání energie ze sériového rezonančního obvodu, což znemožní, aby napětí na zátěži v bodě Z dosáhlo výchozí hodnoty, tzn. napětí v bodě X .

Množství energie dodané do výboje E_V přímo souvisí s energií, potřebnou pro pokles napětí na zátěži na původní hodnotu. Množství energie dodané do výboje činí:

$$E_V = \frac{1}{2}CU_{XZ}^2, \quad (9.1)$$

přičemž C je kapacita zátěže a U_{XZ} je rozdíl napětí mezi body X a Z .

Velikost amplitudy proudu I_m definuje výraz (4.9). Důležité je správné stanovení velikosti napětí U připojeného na sériový rezonanční obvod při sepnutí vysokonapěťového spínače. Kdyby nedocházelo k zapálení výboje, potom by velikost U odpovídala polovině napájecího napětí dodávaného zdrojem $V3$ označeného jako U_{V3} . Při zapálení výboje neklesne napětí na zátěži na původní hodnotu, ale zůstává na ní napětí o velikosti U_{XZ} . Toto napětí se přičítá k polovině napájecího napětí měniče U_{V3} . Za těchto skutečností přejde výraz (4.9) do tvaru:

$$I_m = U \sqrt{\frac{C}{L}} = \left(\frac{U_{V3}}{2} + U_{XZ}\right) \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (9.2)$$

Přičítání napětí U_{XZ} k polovině napájecího napětí U_{V3} znamená, že je na sériový rezonanční obvod připojeno větší napětí v případě, kdy dochází k zapálení výboje, než by tomu bylo v případě, kdy výboj zapálen není. To se pozitivně projeví na větším množství energie dodané do zátěže, aniž by muselo být zvýšeno napájecí napětí zdroje U_{V3} .

Časový úsek mezi body X a Z , značený jako doba kmitu t_k , odpovídá periodě vlastních kmitů sériového rezonančního obvodu. Ten tvoří kapacitor $C1$, induktory $L1$, $L2$ a rezistory $R1$, $R5$. Aplikováním výrazu (4.8) lze pro periodu vlastních kmitů při sepnutém vysokonapěťovém spínači T_{0zap} psát:

$$T_{0zap} = 2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C_1} = \frac{1}{f_{0zap}}. \quad (9.3)$$

Na konci doby kmitu t_k , tj. v bodě Z , je napětí na doposud sepnutém vysokonapěťovém spínači nulové (výstupní kapacita vysokonapěťového spínače je zcela vybita) a na zátěži je napětí U_Z . Protože není napětí U_Z stejné jako polovina napájecího napětí U_{V3} , znamená to, že na induktory $L1$ a $L2$ je připojeno napětí odpovídající svojí velikostí rozdílu napětí $U_{V3}/2 - U_Z$. Toto výsledné napětí způsobí průtok proudu a následně vznik oscilací. Perioda vlastních kmitů při vypnutých vysokonapěťových spínačích T_{0vyp} bude ovšem jiná, než perioda vlastních kmitů při sepnutém vysokonapěťovém spínači T_{0zap} . Nyní je nutné zahrnout do sériového rezonančního obvodu také výstupní kapacity vysokonapěťových spínačů, na

Obr. 9.1 a Obr. 9.2 označené jako C_6 , C_7 . Z vysokofrekvenčního hlediska jsou oba vysokonapěťové spínače zapojeny paralelně, proto se výstupní kapacita vysokonapěťových spínačů sčítá. S kapacitou zátěže je kapacita vysokonapěťových spínačů zapojena sériově. Kapacita kapacitorů C_{10} , C_{11} musí být mnohonásobně větší vůči kapacitám C_1 , C_6 , C_7 , aby měly charakter tvrdého napěťového zdroje. Pakliže tomu tak je, nezařazují se tyto kapacitory do sériového rezonančního obvodu. Perioda vlastních kmitů při vypnutých vysokonapěťových spínačích bude:

$$T_{0vyp} = 2\pi \sqrt{(L_1 + L_2) \cdot \frac{C_1(C_6 + C_7)}{C_1 + C_6 + C_7}} = \frac{1}{f_{0vyp}}. \quad (9.4)$$

Napětí, kolem něž bude k oscilacím docházet je stejné jako napětí v bodě X , tedy U_X , pouze bude mít opačnou polaritu.

Parazitní kapacita C_5 vinutí induktoru L_1 způsobuje, že při sepnutí vysokonapěťového spínače v bodě X dojde k aktivaci oscilací paralelního rezonančního obvodu tvořeného již zmíněným kapacitorem C_5 a induktorem L_1 . Vyvolané oscilační kmity jsou superponovány na proud tekoucí sériovým obvodem od okamžiku sepnutí v bodě X přibližně do doby, než proud dosáhne maximální hodnoty. Situace je zřejmá z Obr. 9.3 až Obr. 9.6.

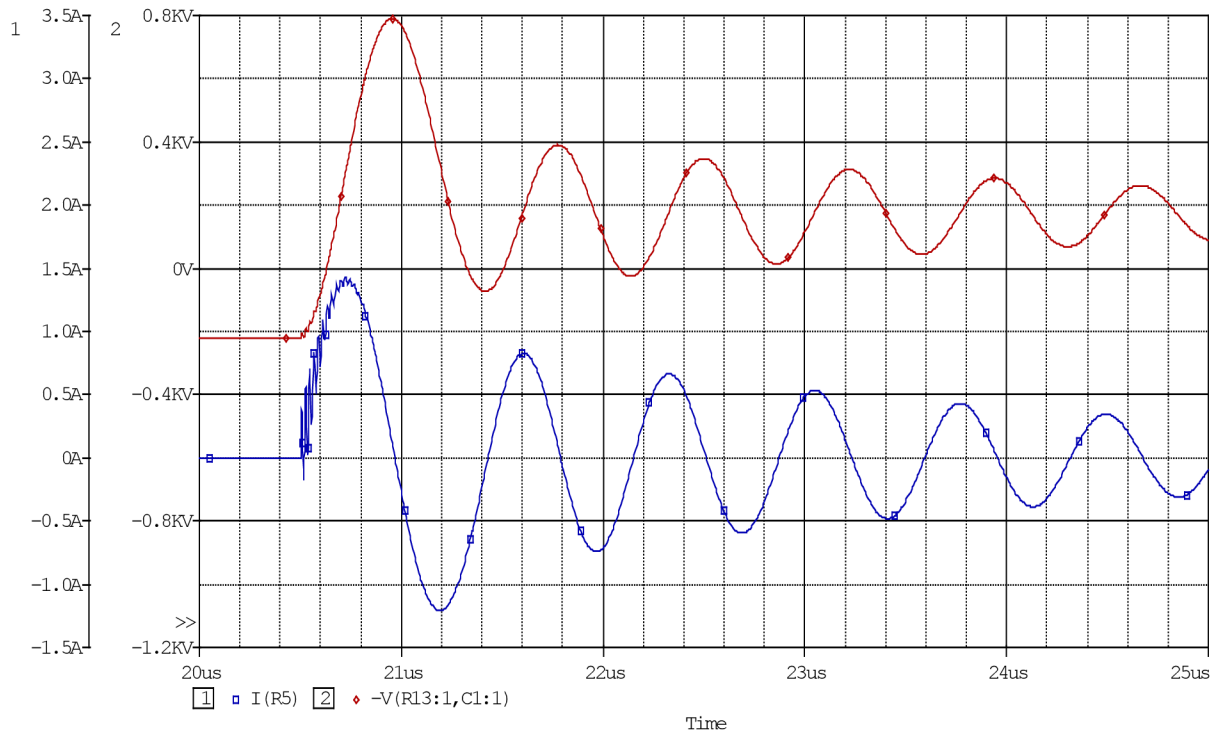
Porovnáním napěťových průběhů z Obr. 9.3 až Obr. 9.6 s průběhem napětí zachyceném na Obr. 4.3 lze spatřit rozdíl ve tvaru napětí. Zatímco průběh napětí na Obr. 4.3 má tvar jedné půlperrody sinusového průběhu, průběhy napětí na Obr. 9.3 až Obr. 9.6 se od sinusového průběhu odchyľují. S rostoucím napětím je strmost nárůstu napětí menší což právě vystihuje chování zátěže při zapálení výboje, jak bylo popsáno v kapitole 6. Zapálení či rozvinutí výboje zapříčiní nárůst kapacity zátěže, které následně vyvolá pomalejší nárůst napětí.

Simulované a změřené průběhy napětí a proudu pro velikost napětí meziobvodu rovnu 700 V ukazují Obr. 9.5, Obr. 9.6. Obr. 9.7 a Obr. 9.8 ukazují simulovaný a změřený průběh napětí a proudu v takovém časovém měřítku, kdy je zachycena celá pracovní perioda měniče. Velikost napětí meziobvodu činí 3,4 kV.

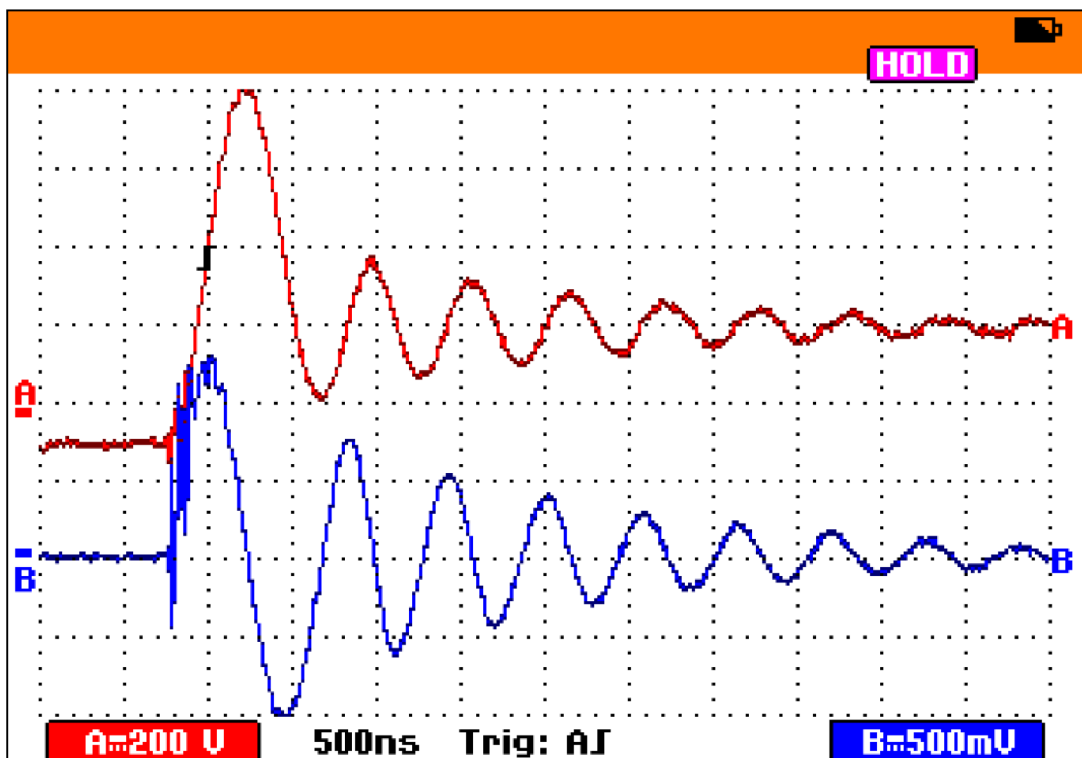
Na základě znalostí množství energie dodané do zátěže E_V , vyjádřené rovnicí (9.1), a opakovacího kmitočtu spínání f jednoho vysokonapěťového spínače lze odvodit výkon dodávaný do výboje P_V :

$$P_V = 2E_V f = C_1 U_{XZ}^2. \quad (9.5)$$

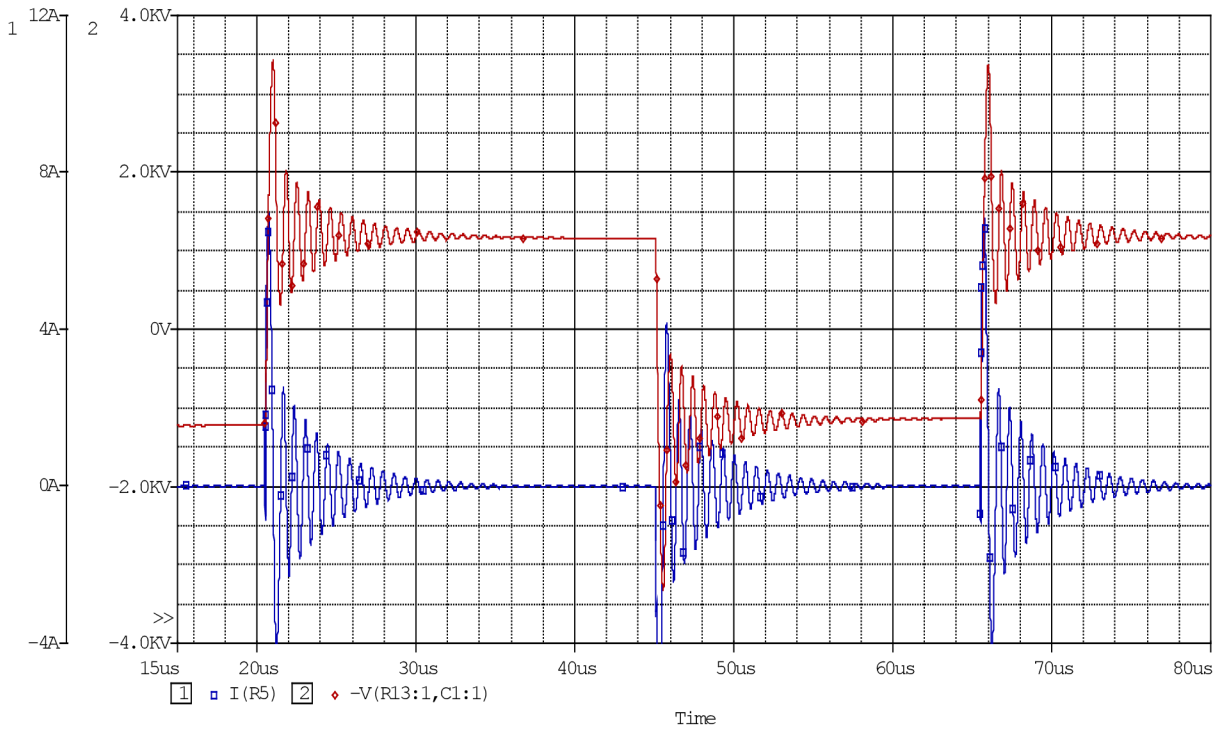
Při stanovování výkonu do výboje je uvažován dvojnásobek množství energie, které je dodáno výboji při sepnutí jednoho vysokonapěťového spínače. Je nutné vzít v úvahu, že mezi jednotlivými sepnutími jednoho vysokonapěťového spínače spíná i druhý vysokonapěťový spínač, jenž do výboje také dodá energii. Z pohledu zátěže by bylo možné říci, že spínací kmitočet je dvojnásobný ve srovnání se spínacím kmitočtem jednoho vysokonapěťového spínače.



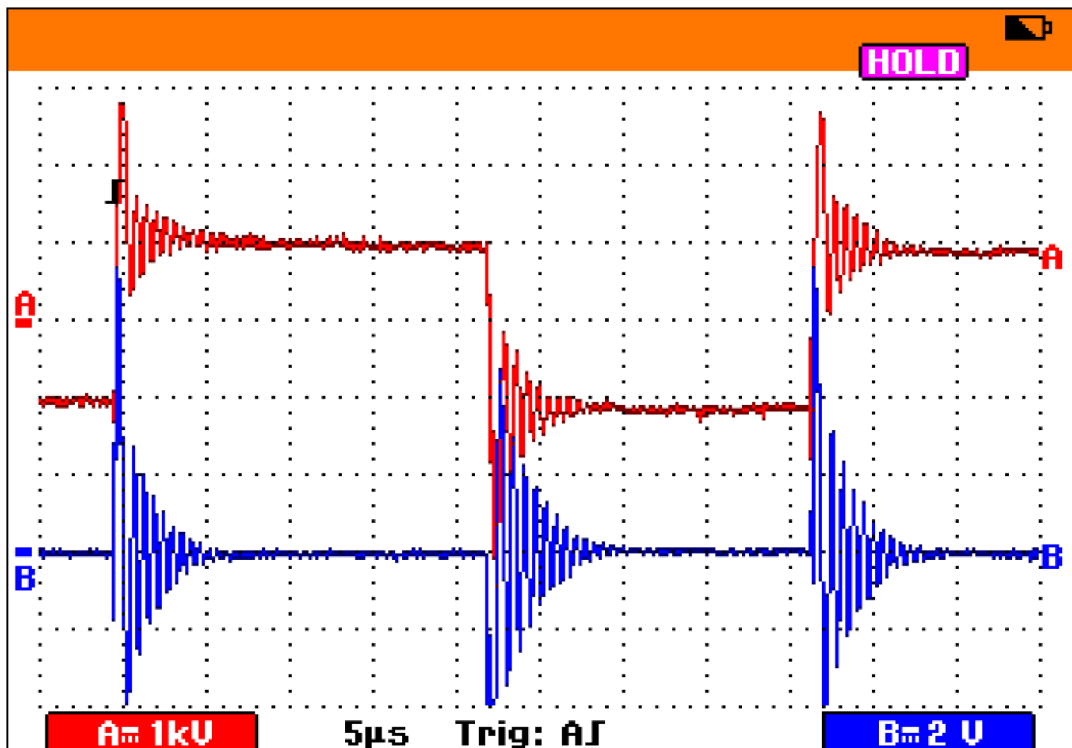
Obr. 9.5: Simulované průběhy napětí a proudu zátěží při napětí meziobvodu 700 V.



Obr. 9.6: Změřené průběhy napětí a proudu zátěží při napětí meziobvodu 700 V (kanál A – napětí, 200 V/d, kanál B – proud, 500 mA/d).



Obr. 9.7: Simulované průběhy napětí a proudu zátěží při napětí meziobvodu 3,4 kV zachycující celou pracovní periodu měniče.



Obr. 9.8: Změřené průběhy napětí a proudu zátěží zachycující celou pracovní periodu měniče, napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 1 kV/d, kanál B – proud, 2 A/d).

9.2. Průběhy na kapacitním děliči

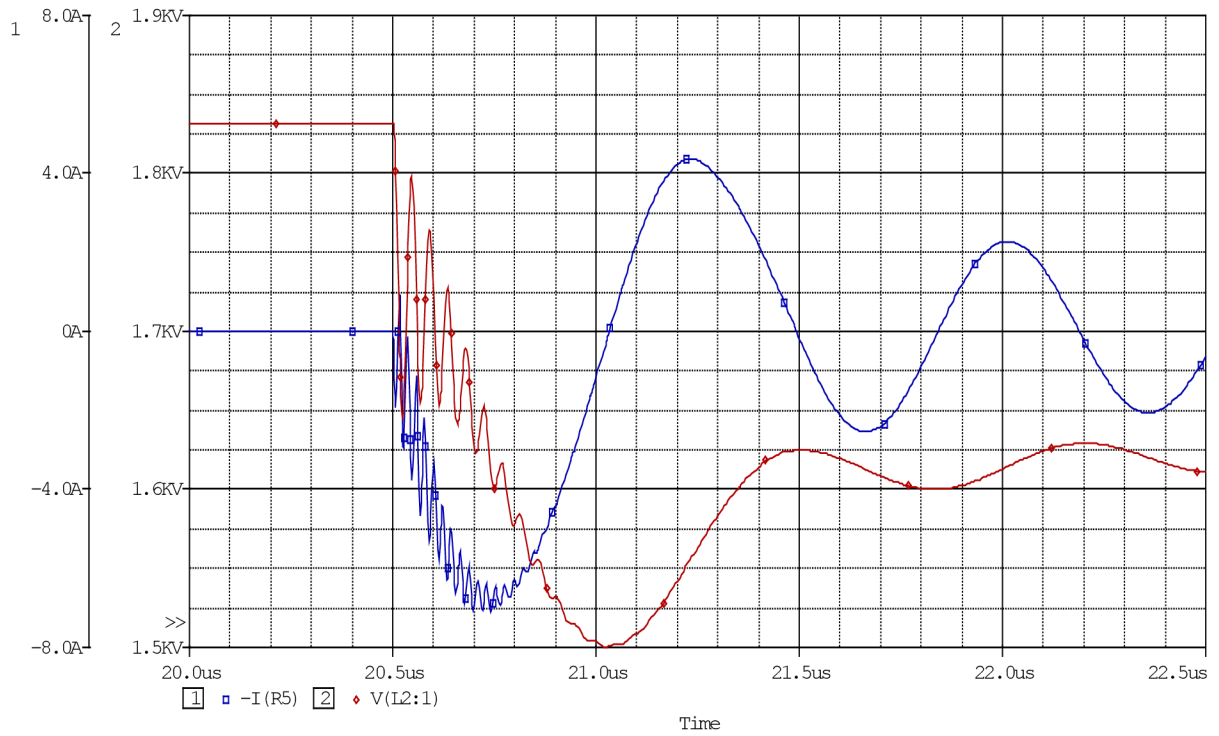
Kapacitním děličem se rozumí místo spojení kapacitorů $C10$ a $C11$, kam je připojen jeden konec sériového rezonančního obvodu. Druhý je zapojen do místa spojení vysokonapěťových spínačů. Při sepnutí jednoho z vysokonapěťových spínačů dojde k dodávání proudu do sériového rezonančního obvodu z příslušného kapacitoru. Sepne-li vysokonapěťový spínač $S1$, pak je proud dodáván kapacitorem $C10$, při sepnutí vysokonapěťového spínače $S2$ pak kapacitorem $C11$. Proud dodává vždy jen jeden z kapacitorů, protože kapacitory nejsou v důsledku diody $D9$ vysokofrekvenčně spojeny a navíc je blokující měnič, jímž je zdroj vysokého napětí řešen, schopen dodat za jednu spínací periodu pouze určité množství energie. Vzhledem k délce trvání spínací periody blokujícího měniče a délce trvání doby kmitu t_k je příspěvek proudu z blokujícího měniče do zátěže minimální.

Obecně by bylo možné stanovit velikost změny napětí na kapacitoru $C10$ či $C11$ dle vztahu (4.11). Za předpokladu, že proud má sinusový průběh s amplitudou I_m a největší změna napětí nastává právě v polovině doby kmitu t_k , lze vyjít ze vztahu (4.12). Jeho úpravou se získá:

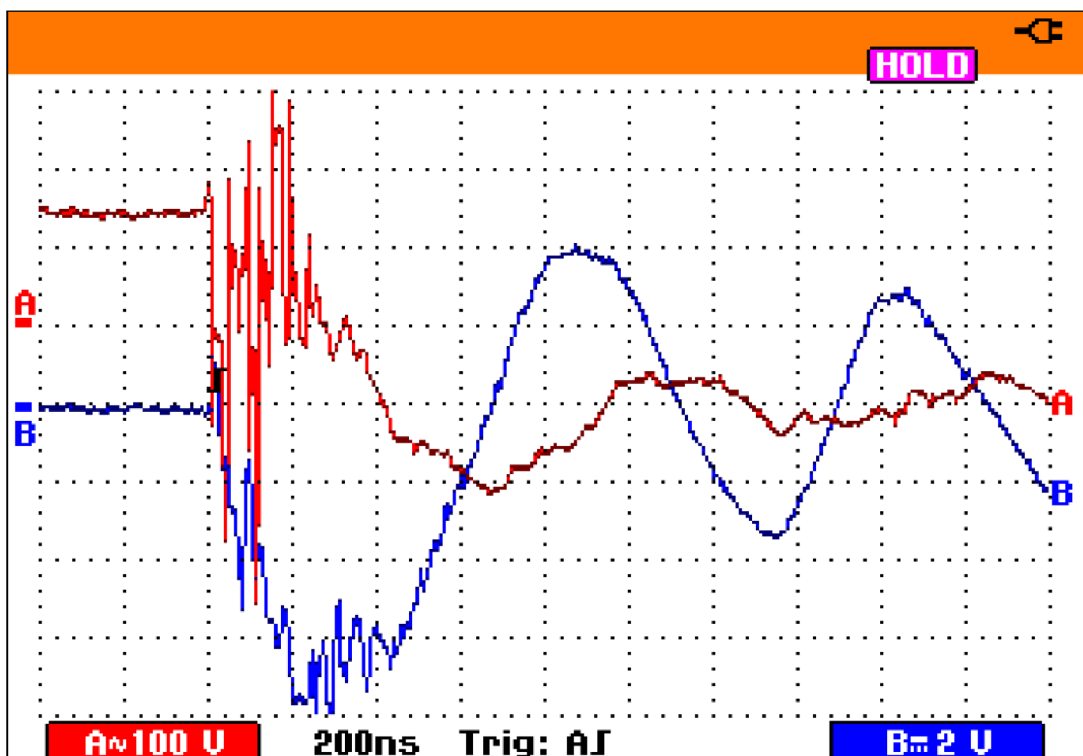
$$\Delta u_{C10}(t_k/2) = \frac{I_m T_{0zap}}{\pi C_{10}}. \quad (9.6)$$

Výraz (9.6) uvádí výpočet maximální změny napětí pro kapacitor $C10$. Stejný vztah platí i pro kapacitor $C11$.

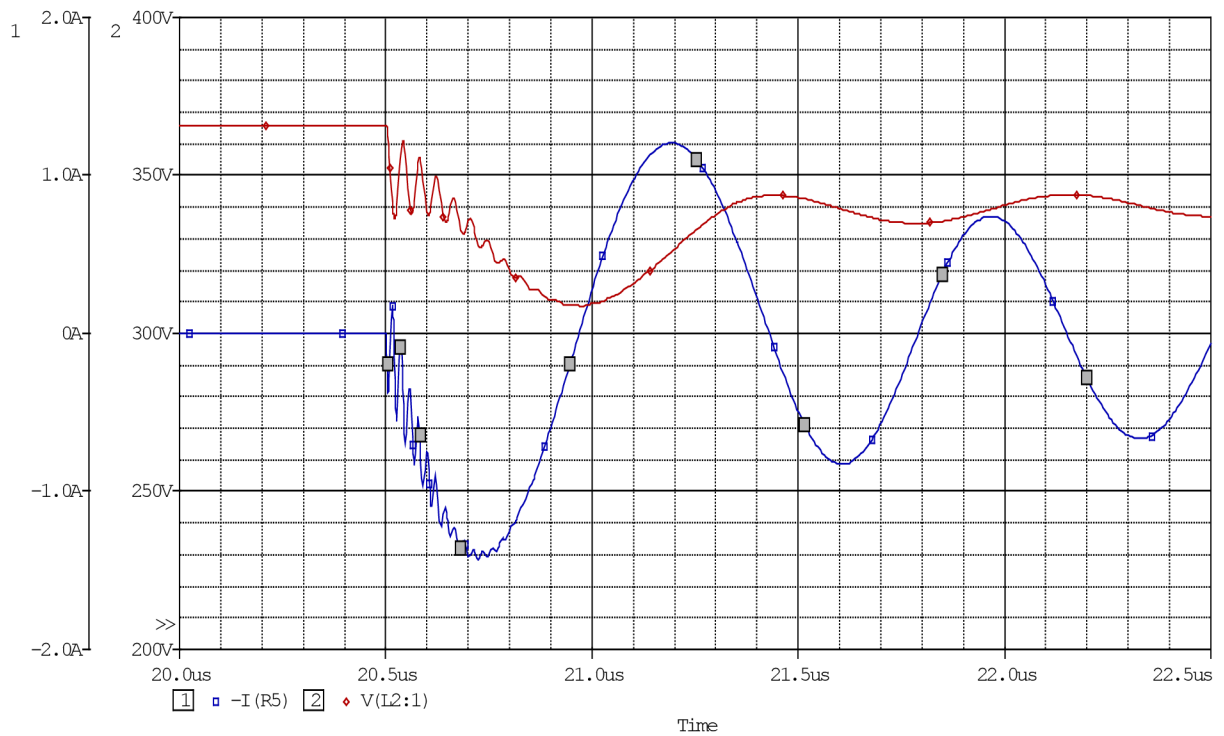
Průběhy napětí a proudu na kapacitním středu s napětím meziobvodu 3,4 kV zachycují Obr. 9.9, Obr. 9.10. Pro napětí meziobvodu 700 V Obr. 9.11, Obr. 9.12.



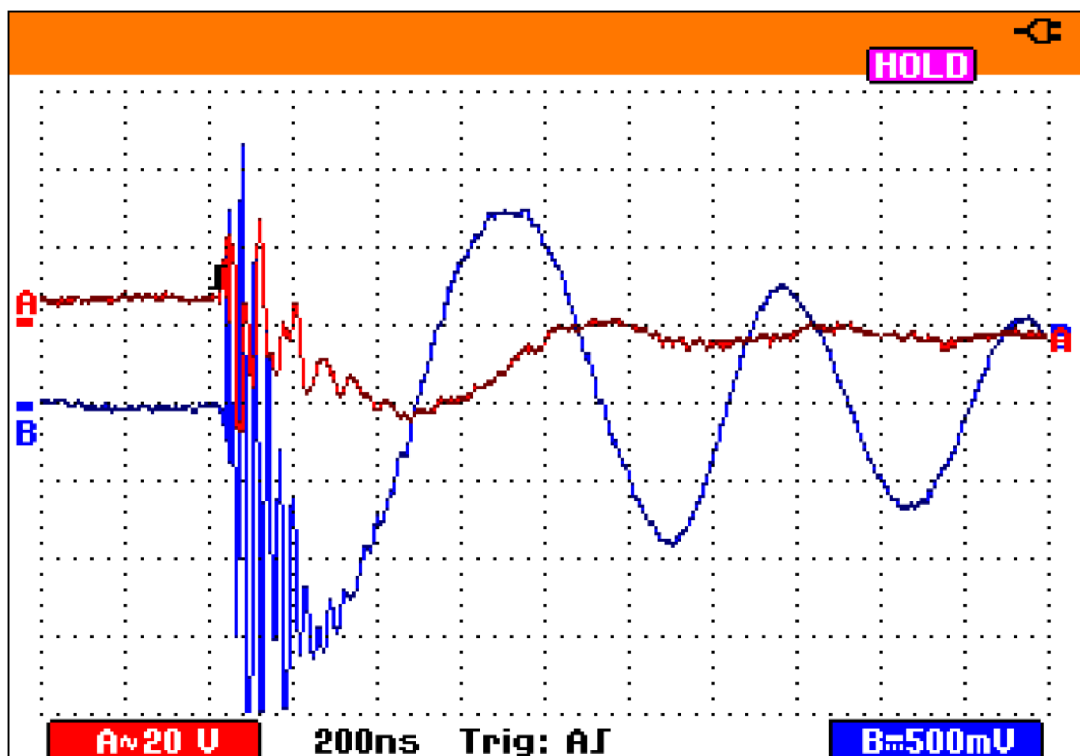
Obr. 9.9: Simulované průběhy napětí a proudu na kapacitním děliči při napětí meziobvodu 3,4 kV.



Obr. 9.10: Změřené průběhy napětí a proudu na kapacitním děliči při napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 100 V/d, kanál B – proud, 2 A/d).



Obr. 9.11: Simulované průběhy napětí a proudu na kapacitním děliči při napětí meziobvodu 700 V.



Obr. 9.12: Změřené průběhy napětí a proudu na kapacitním děliči při napětí meziobvodu 700 V (kanál A – napětí, 20 V/d, kanál B – proud, 500 mA/d).

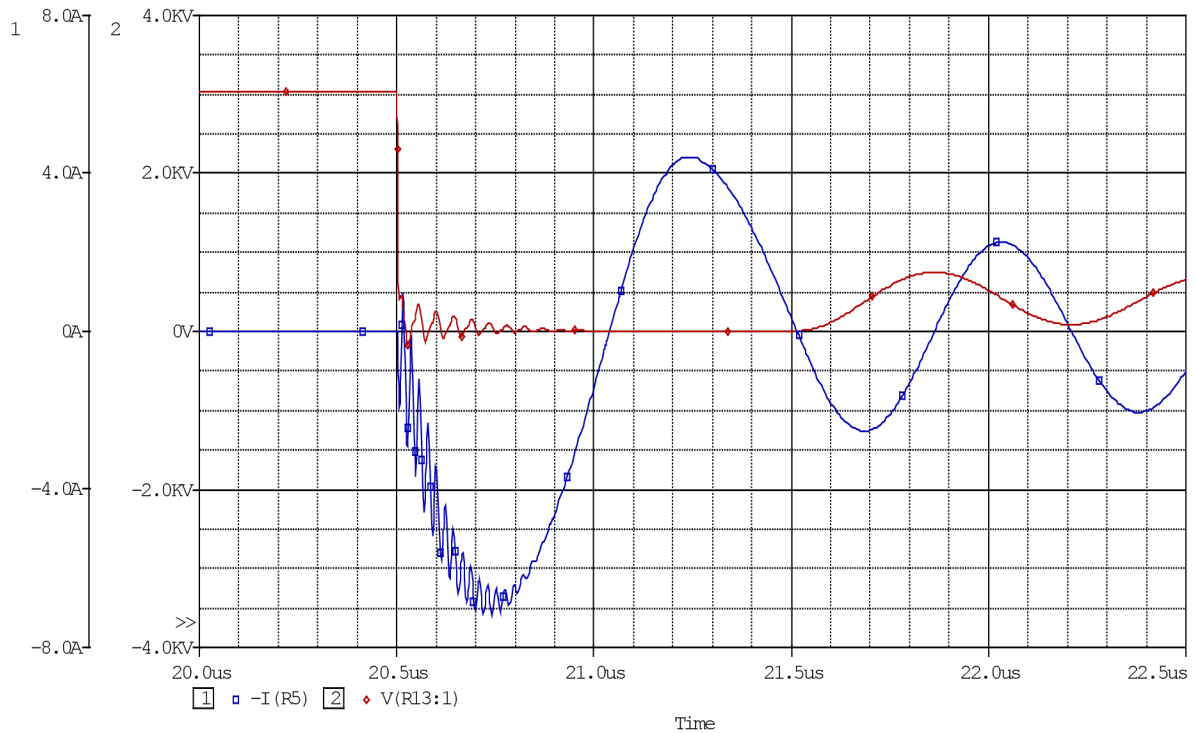
9.3. Průběhy na vysokonapětovém spínači

Průběh napětí a proudu na vysokonapětovém spínači byl simulován a měřen stejně jako předchozí průběhy pro dvě různá napětí meziobvodu. Nejprve byly měřeny průběhy v okamžiku spínání příslušného vysokonapětového spínače, viz Obr. 9.13 až Obr. 9.16. Z průběhů vyplývá, že po celou dobu sepnutí vysokonapětového spínače t_k je na spínači téměř nulové napětí (velikost napětí je určena velikostí proudu tekoucího přes vysokonapětový spínač a velikostí odporu $R_{DS(on)}$ vysokonapětového spínače). V okamžiku vypnutí vysokonapětového spínače, po uplynutí doby odpovídající t_k , začíná napětí na spínači narůstat vlivem oscilací, které vzniknou na základě rozdílného napětí mezi kapacitním děličem a napětím na zátěži (viz kapitola 9.1). Perioda vzniklých oscilací odpovídá periodě T_{0vyp} , definované rovnicí (9.4).

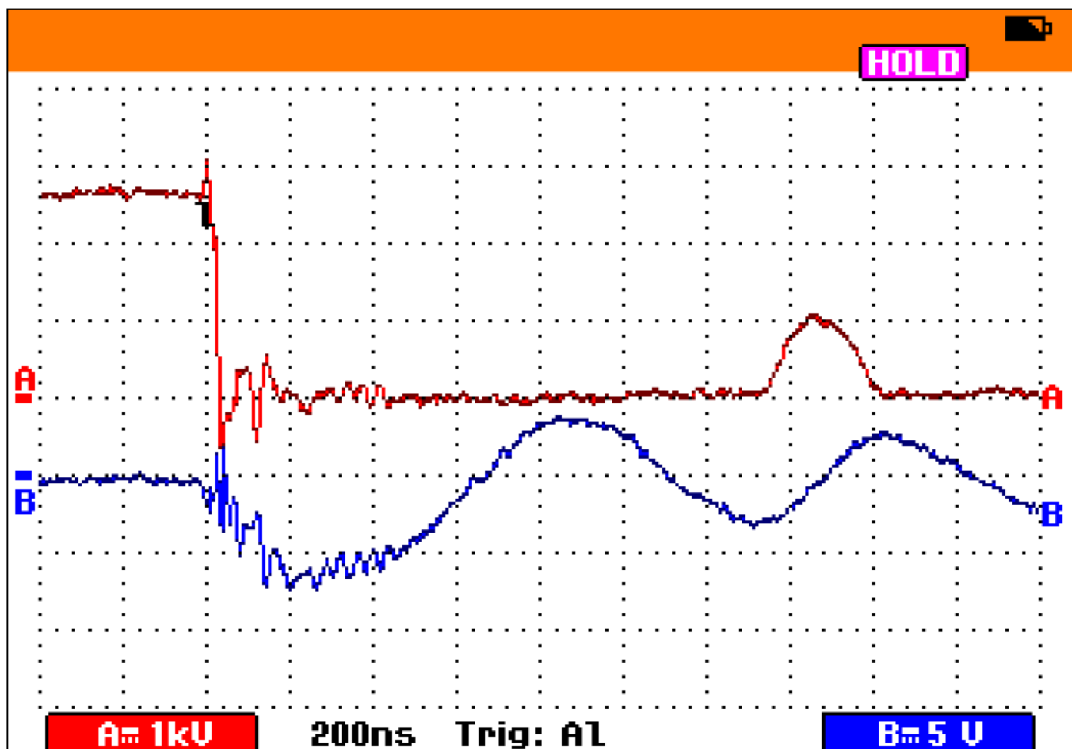
Obr. 9.17 až Obr. 9.20 vystihují situaci na vypnutém dolním vysokonapětovém spínači $S2$ v době sepnutí horního vysokonapětového spínače $S1$. Měřené průběhy neobsahují průběh proudu, protože vlivem velkých napětí docházelo přes parazitní kapacitu mezi kanály osciloskopu k značnému zkreslení průběhu napětí. I nyní je z průběhu zřejmé, že po uplynutí doby kmitu t_k dochází k oscilacím.

Rovnoměrné rozložení na tranzistorech vysokonapětového spínače vystihují Obr. 9.21 až Obr. 9.24. Průběhy byly sejmuty na dolním vysokonapětovém spínači $S2$. Vždy je na jedné straně uveden průběh napětí na celém vysokonapětovém spínači a průběh napětí na jednom z tranzistorů vysokonapětového spínače. Nejdříve je vyobrazena situace, kdy spíná dolní spínač $S2$ a potom situace, při níž je na spínači $S2$ měřeno napětí v okamžiku sepnutí horního vysokonapětového spínače $S1$.

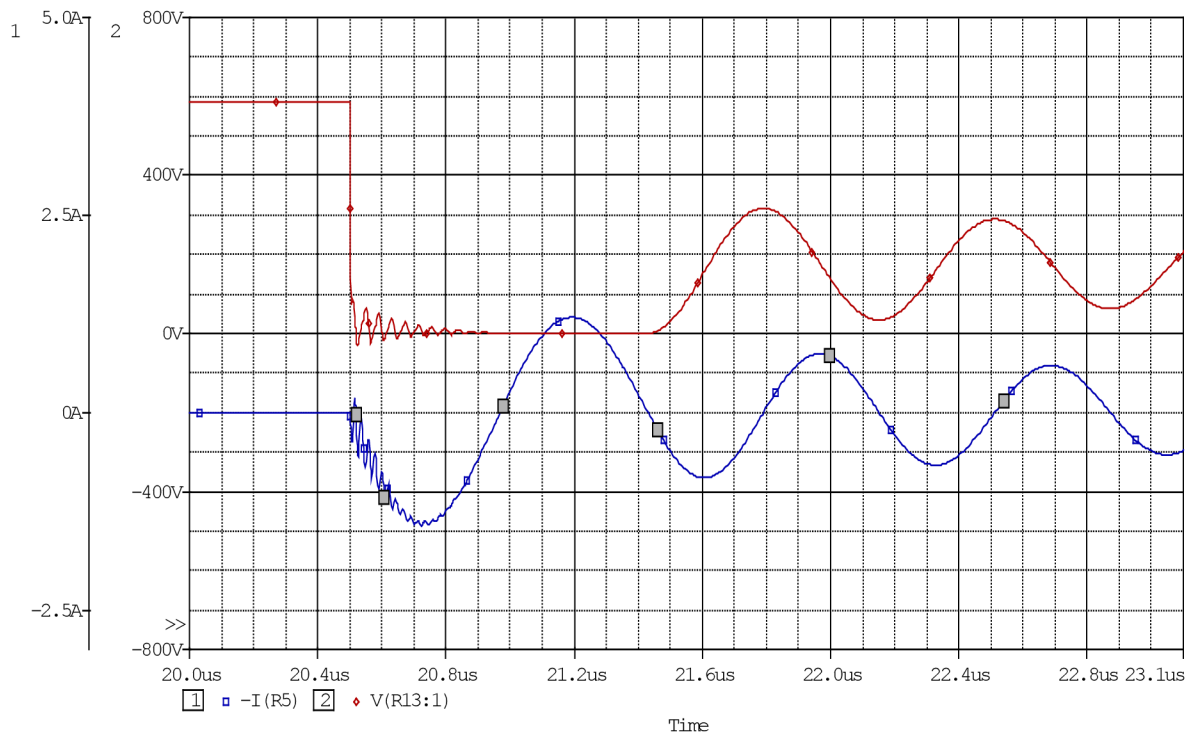
Detailní průběh spínání vysokonapětového spínače ukazuje Obr. 9.25. Mezi body K a L dochází ke spínání vysokonapětového spínače. Od bodu L je vysokonapětový spínač spolehlivě sepnut. Z časové osy lze odečíst, že fáze spínání vysokonapětového spínače trvá přibližně 30 ns.



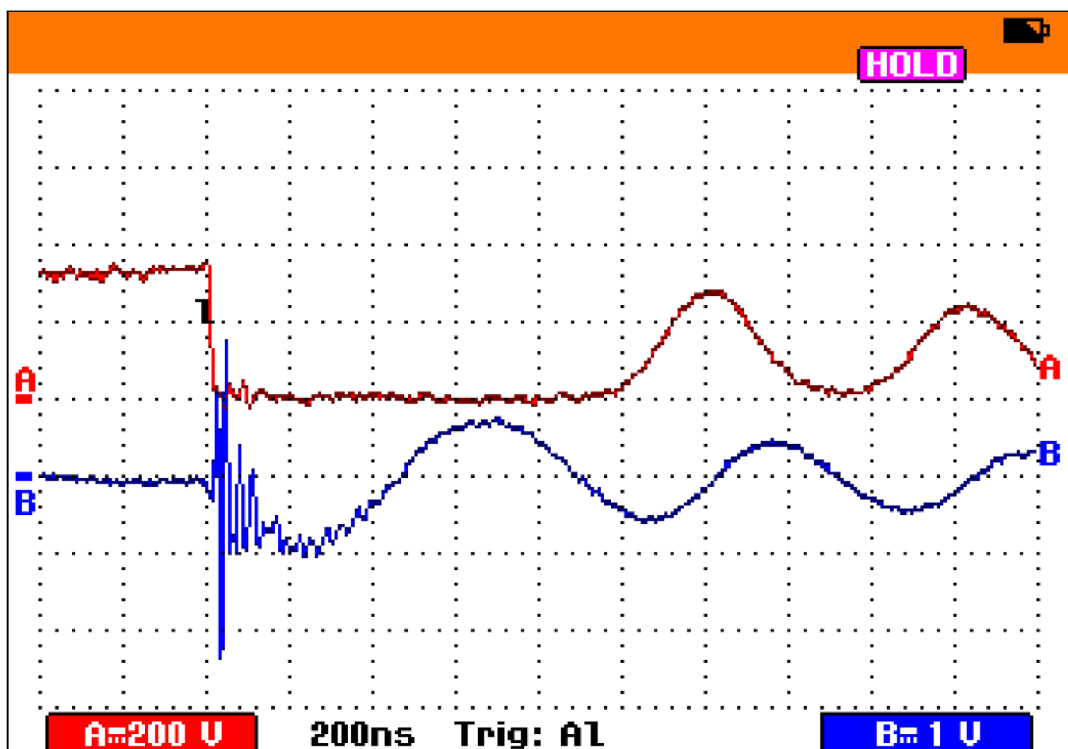
Obr. 9.13: Simulované průběhy napětí a proudu na vysokonapětovém spínači při napětí meziobvodu 3,4 kV.



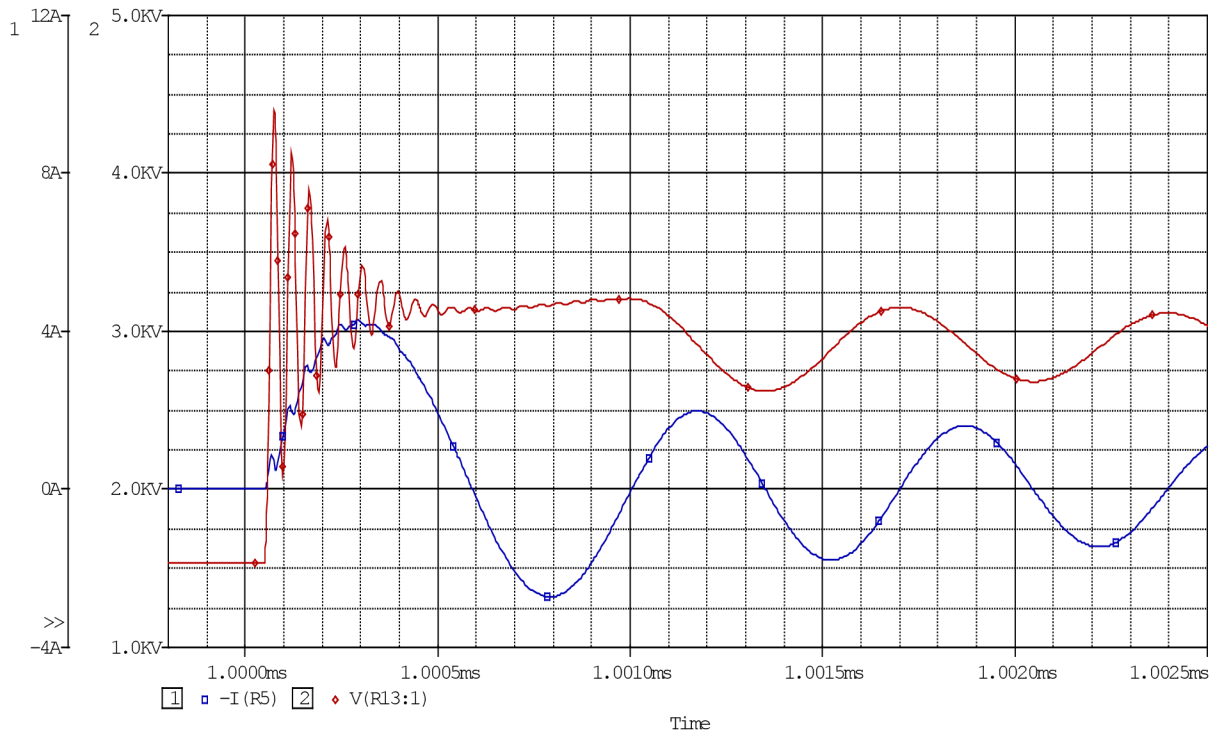
Obr. 9.14: Změřené průběhy napětí a proudu na vysokonapětovém spínači při napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 1 kV/d., kanál B – proud, 5 A/d).



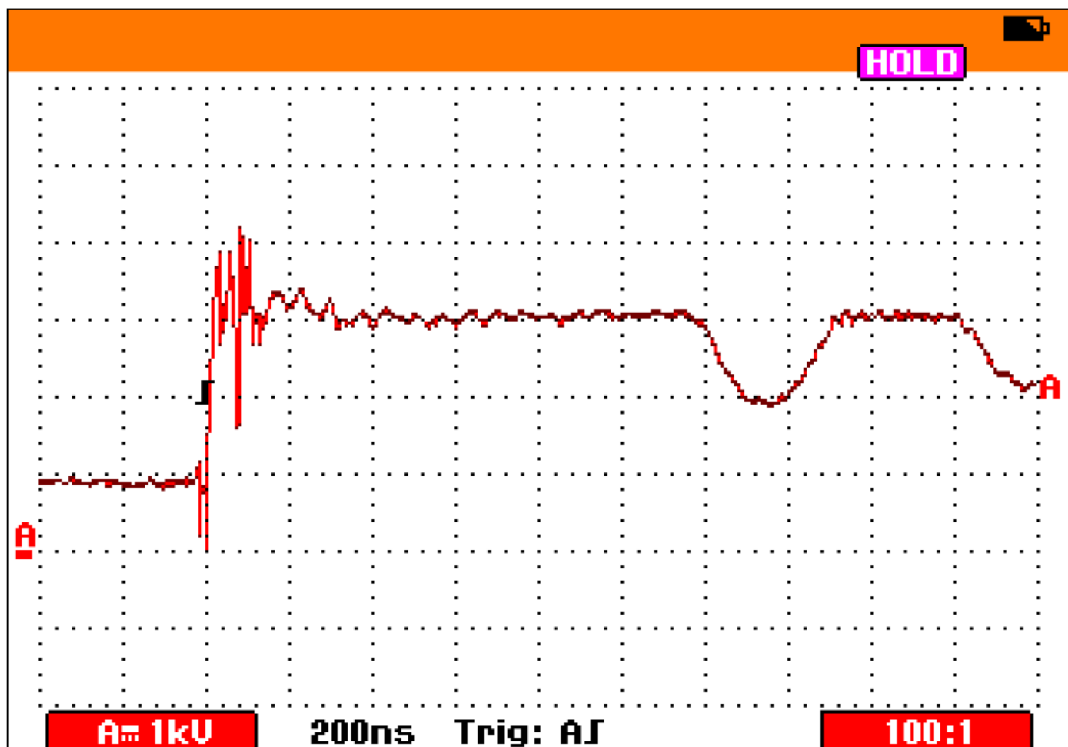
Obr. 9.15: Simulované průběhy napětí a proudu na vysokonapětovém spínači při napětí meziobvodu 700 V.



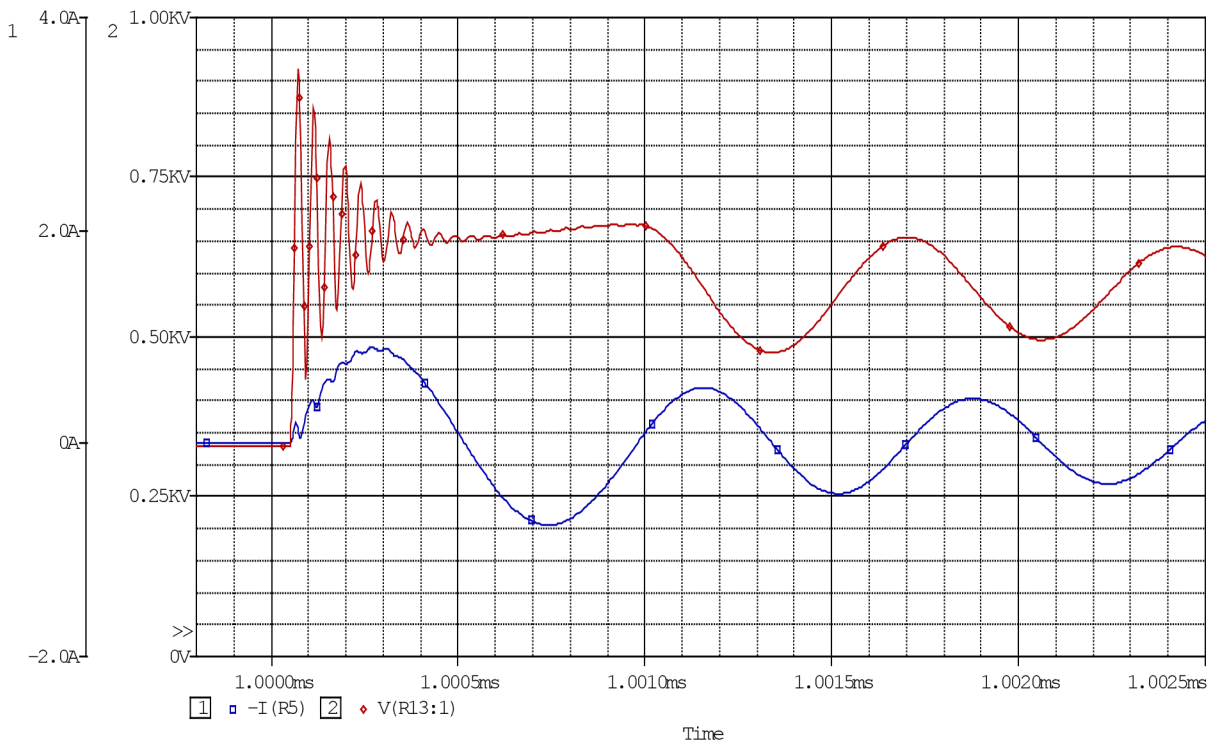
Obr. 9.16: Změřené průběhy napětí a proudu na vysokonapětovém spínači při napětí meziobvodu 700 V (kanál A – napětí, 200 V/d, kanál B – proud, 1 A/d).



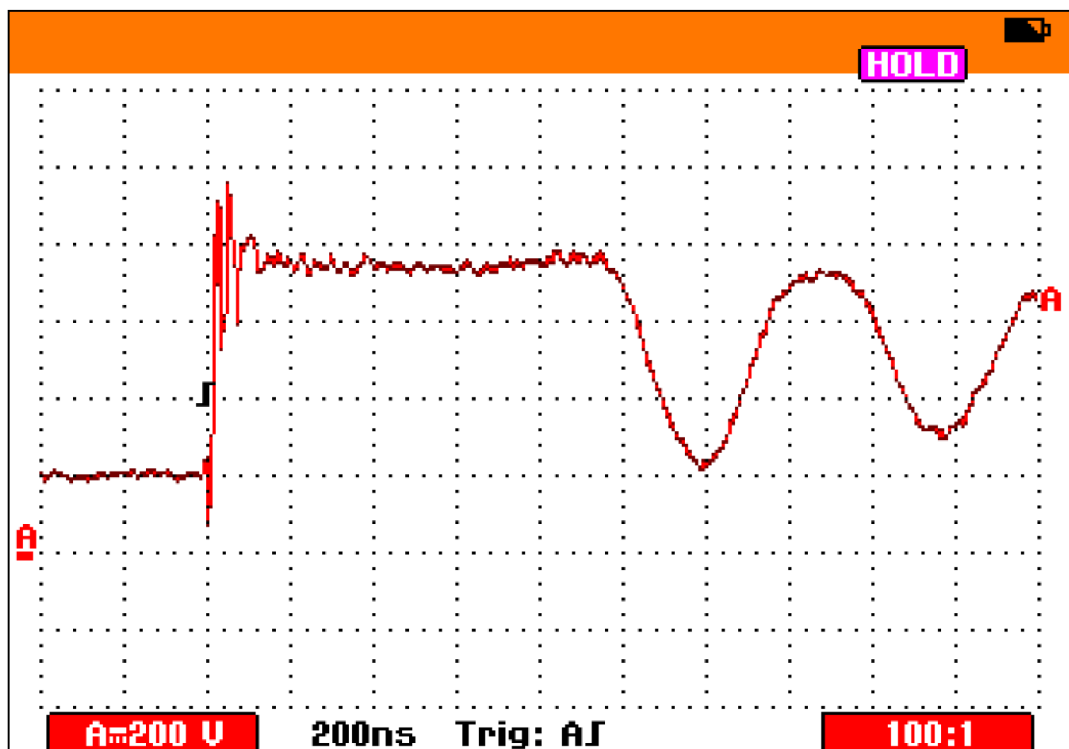
Obr. 9.17: Simulované průběhy napětí a proudu na dolním vysokonapětěovém spínači v okamžiku sepnutí horního spínače, napětí meziobvodu 3,4 kV.



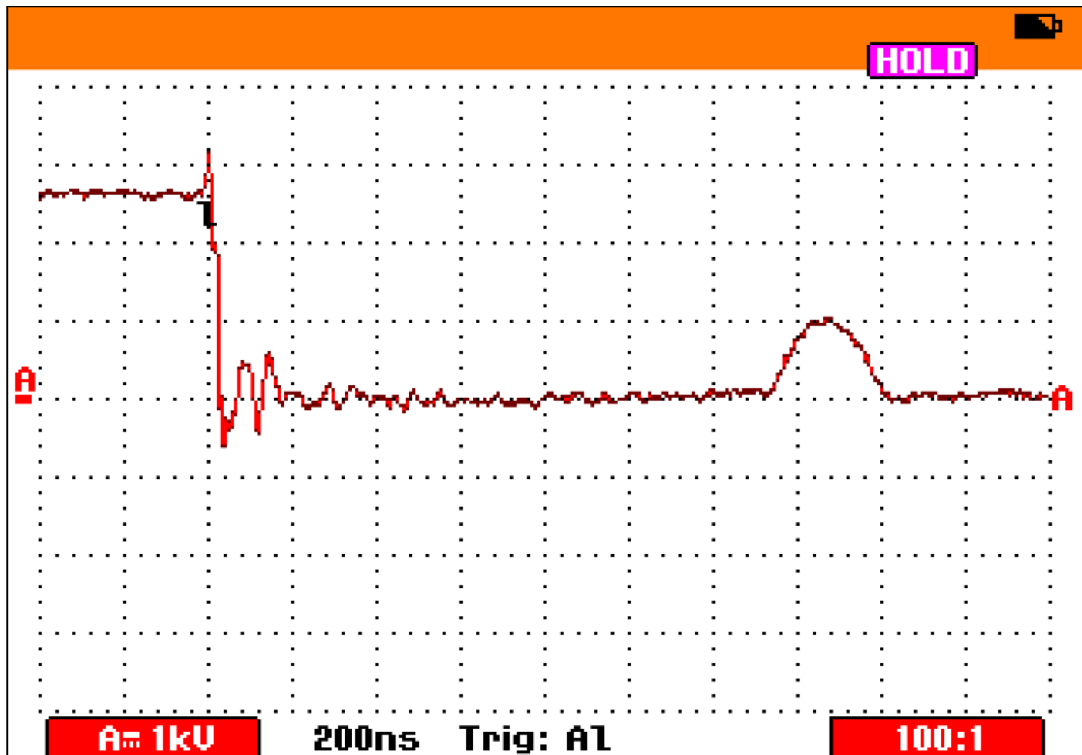
Obr. 9.18: Změřený průběh napětí na dolním vysokonapětěovém spínači v okamžiku sepnutí horního spínače, napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 1 kV/d).



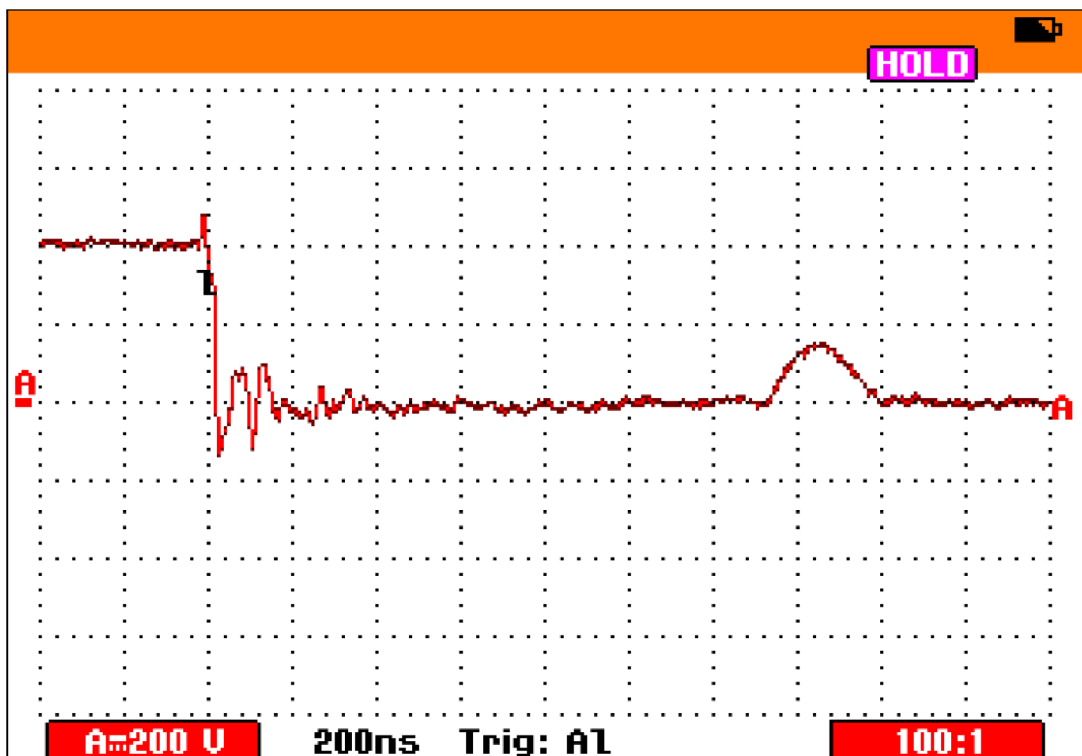
Obr. 9.19: Simulované průběhy napětí a proudu na dolním vysokonapěťovém spínači v okamžiku sepnutí horního spínače, napětí meziobvodu 700 V.



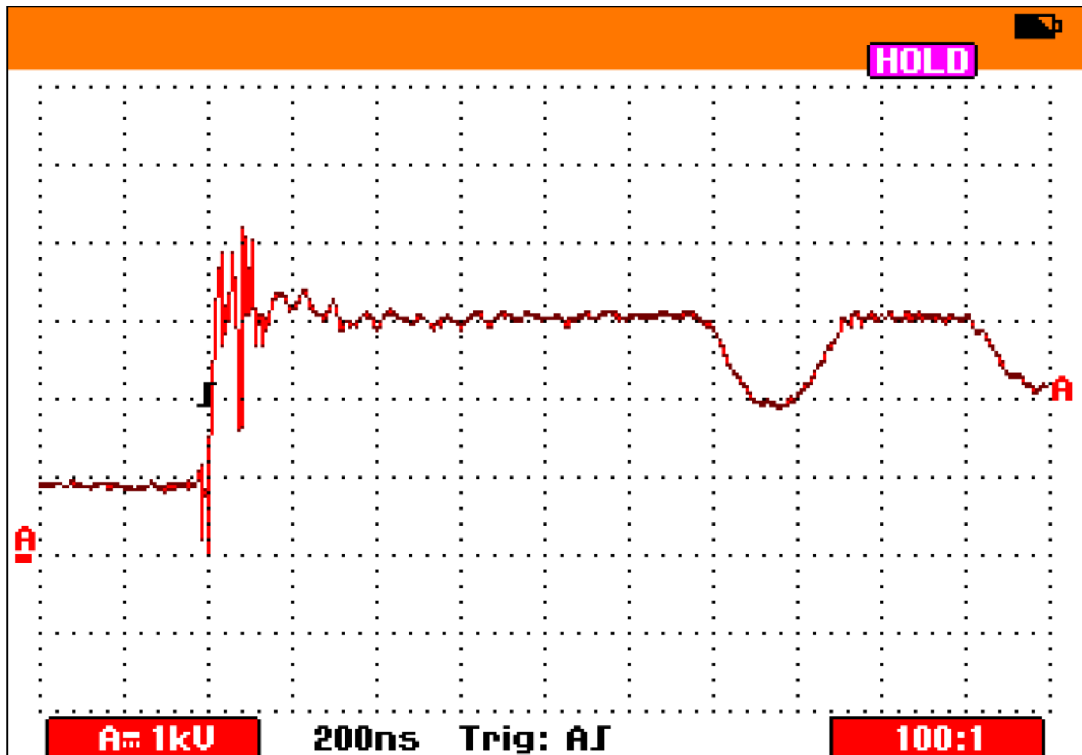
Obr. 9.20: Změřený průběh napětí na dolním vysokonapěťovém spínači v okamžiku sepnutí horního spínače, napětí meziobvodu 700 V (kanál A – napětí, 200 V/d).



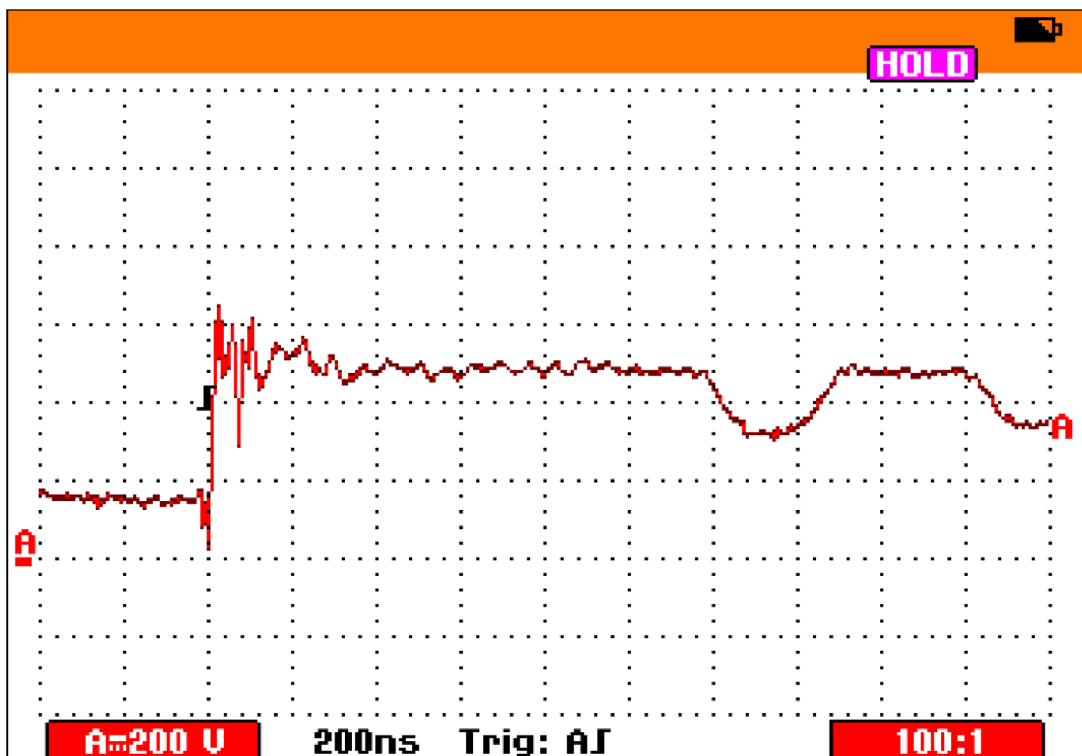
Obr. 9.21: Změřený průběh napětí na dolním vysokonapěťovém spínači při napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 1 kV/d).



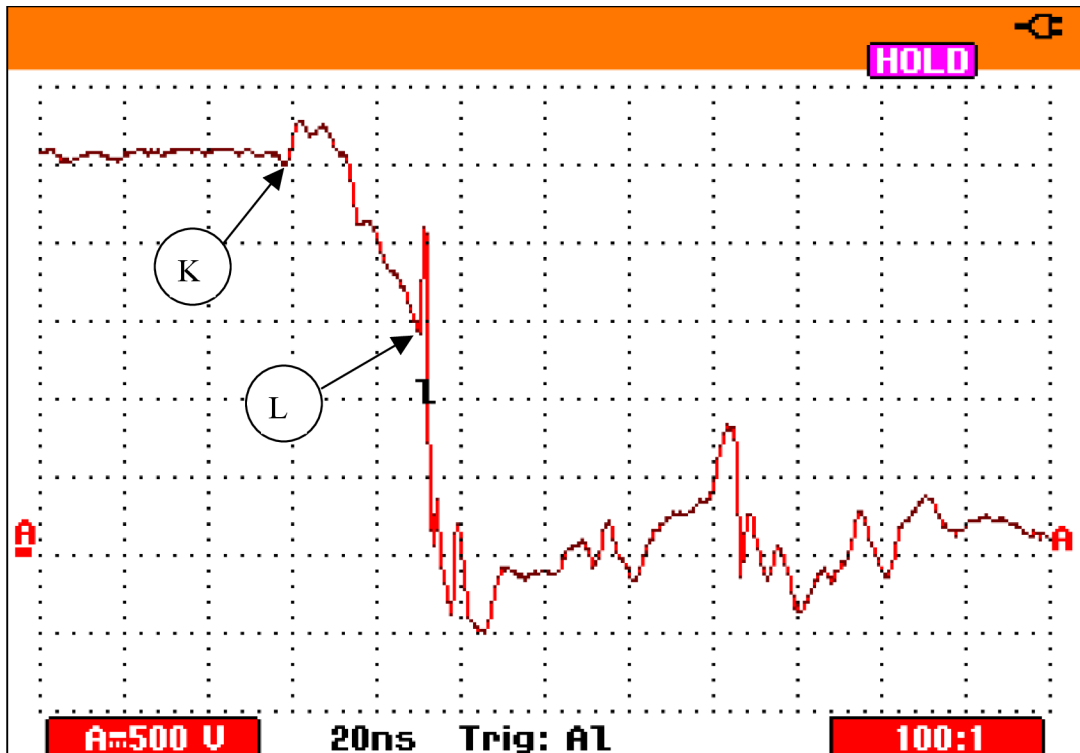
Obr. 9.22: Změřený průběh napětí na jednom tranzistoru dolního vysokonapěťového spínače při napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 200 V/d).



Obr. 9.23: Změřený průběh napětí na dolním vysokonapěťovém spínači v okamžiku sepnutí horního vysokonapěťového spínače, napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 1 kV/d).



Obr. 9.24: Změřený průběh napětí na jednom tranzistoru dolního vysokonapěťového spínače v okamžiku sepnutí horního vysokonapěťového spínače, napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 200 V/d).

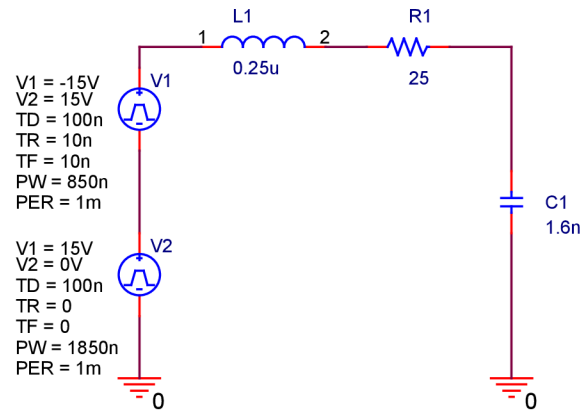


Obr. 9.25: Změřený průběh napětí na dolním vysokonapěťovém spínači, napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 500 V/d).

9.4. Průběh budicího impulsu

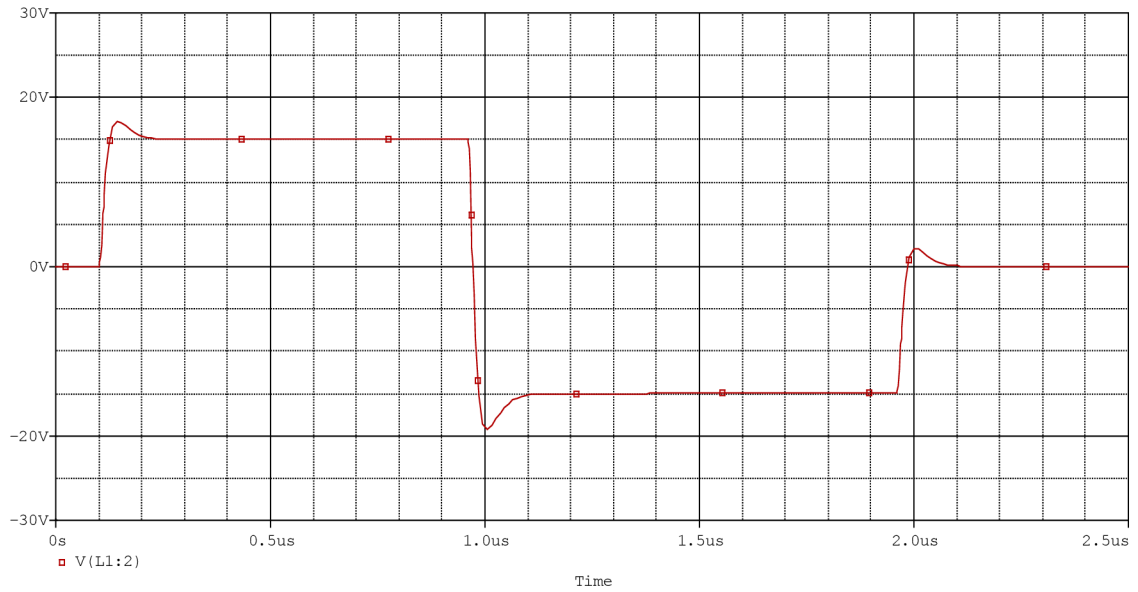
Aby bylo možné simulovat průběh napětí budicího impulsu, je nutné nejdříve sestavit model budicího obvodu. To ukazuje Obr. 9.26. Napěťové zdroje $V1$, $V2$ se nespouštějí současně, ale s jistým časovým zpožděním, čímž se dosáhne budicího impulsu popisovaného v kapitole 7.1, vyobrazeného na Obr. 7.2. Amplituda zdrojů $V1$, $V2$ má velikost 15 V. Hodnota induktoru $L1$ byla stanovena měřením rozptylové indukčnosti budicího transformátoru. Stejně tak i hodnota kapacitoru $C1$ byla stanovena měřením vstupní kapacity tranzistoru $STF11NM60N$, použitého ve vysokonapěťovém spínači. Hodnota rezistoru $R1$ se stanovuje na základě požadovaného činitele tlumení a vychází z velikosti rozptylové indukčnosti budicího transformátoru a vstupní kapacity tranzistoru. Konkrétní hodnotu rezistoru $R1$ pro uvedené parametry vyjadřuje vzorec (7.13). Do velikosti $R1$ musí být také započítána výstupní impedance koncového stupně řídicí části (budiče). Proto hodnota použitého odporu R_G (R_{G1} až R_{G6} v Obr. 5.1) bude mít velikost menší právě o velikost impedance koncového stupně řídicí části.

Obr. 9.27 a Obr. 9.28 ukazují tvar simulovaného a změřeného budicího impulsu na sekundární straně budicího transformátoru. Jistá odlišnost obou průběhů je způsobena nenulovou parazitní indukčností vodivého propojení na desce plošných spojů, na níž byla celá řídicí část včetně koncového stupně realizována. Měřený průběh vykazuje tedy větší napěťové překmitky ve srovnání s průběhem získaným simulacemi.

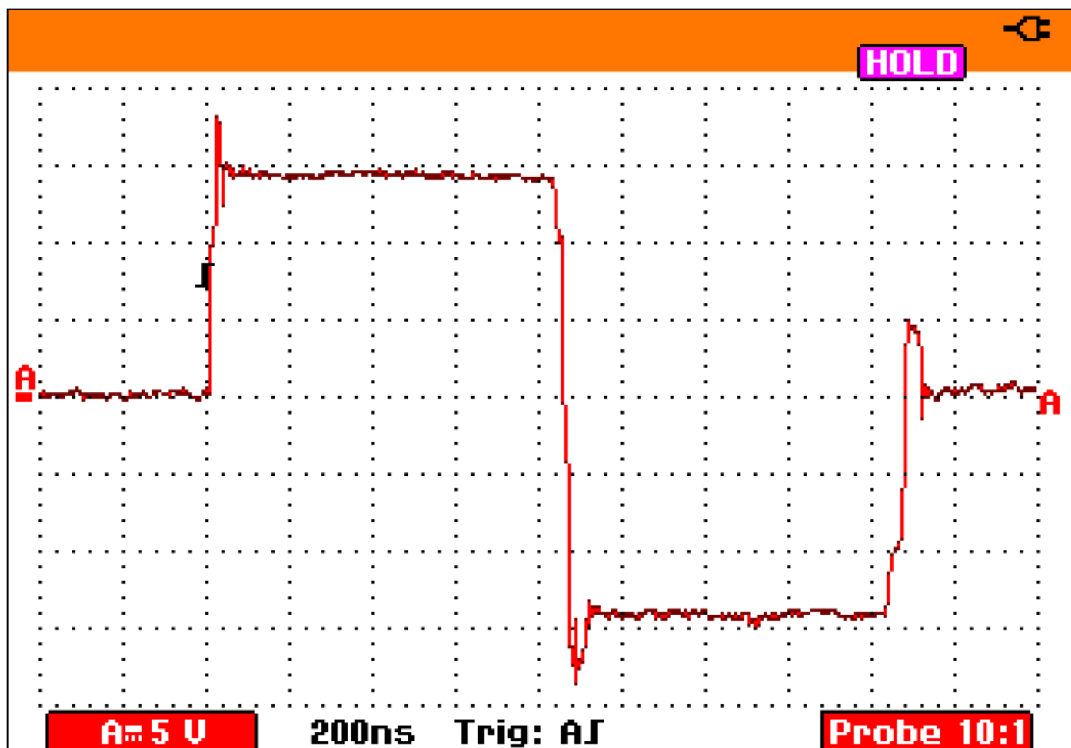


Obr. 9.26: Model obvodu pro simulování budicího napětí tranzistoru vysokonapětového spínače.

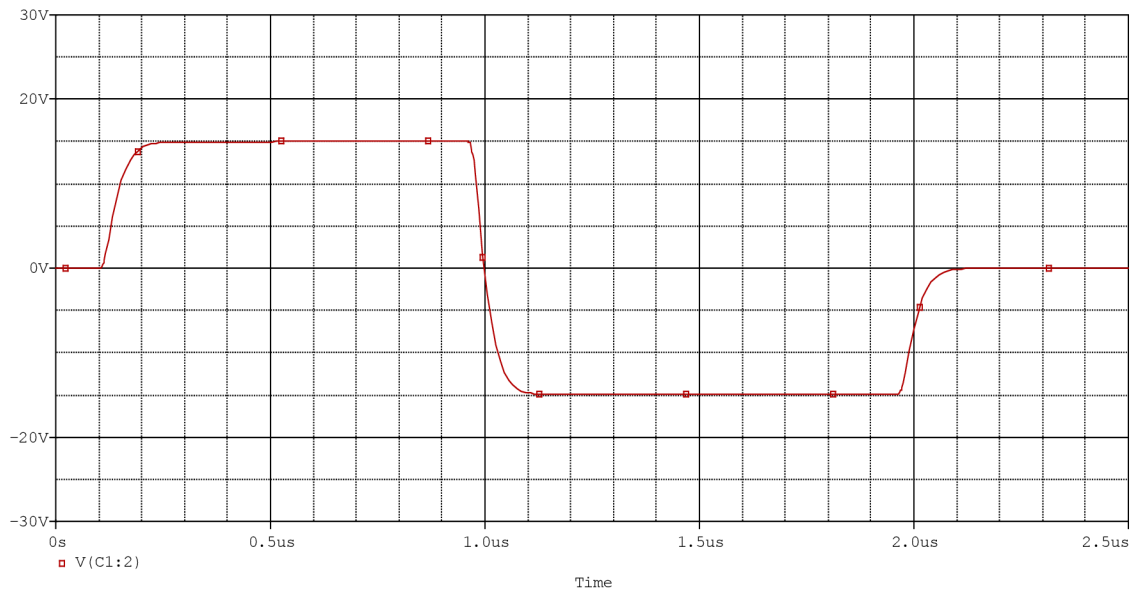
Obrázky Obr. 9.29 a Obr. 9.30 vystihují průběh napětí na hradle tranzistoru vysokonapětového spínače $u_{GS}(t)$. Vzhledem ke skutečnosti, že je vstupní kapacita tranzistoru C_{GS} napětově závislá, bylo provedeno měření napětí na hradle tranzistoru vysokonapětového spínače také při napětí meziobvodu 700 V a 3,4 kV. Cílem bylo zjistit, zda nedochází k překmitům napětí, jež by mohly překročit povoleného maximálního napětí na hradle tranzistoru a následně tak způsobit jeho zničení. Situaci vystihují Obr. 9.31 a Obr. 9.32.



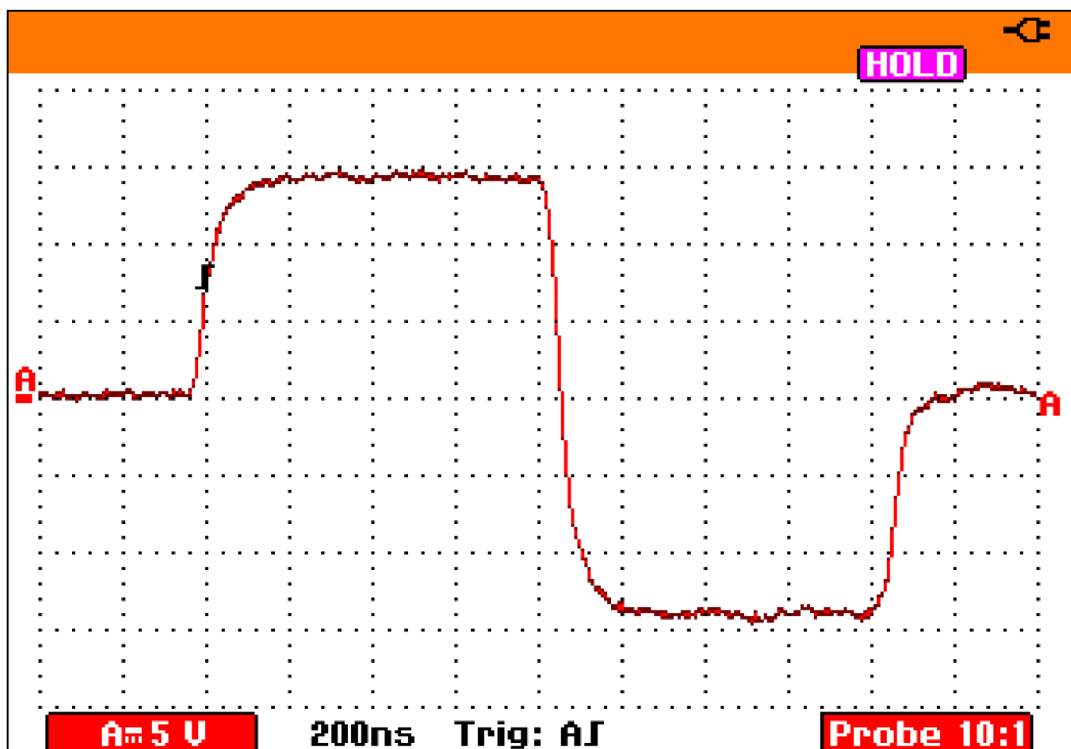
Obr. 9.27: Simulovaný průběh budicího napětí na sekundární straně budicího transformátoru.



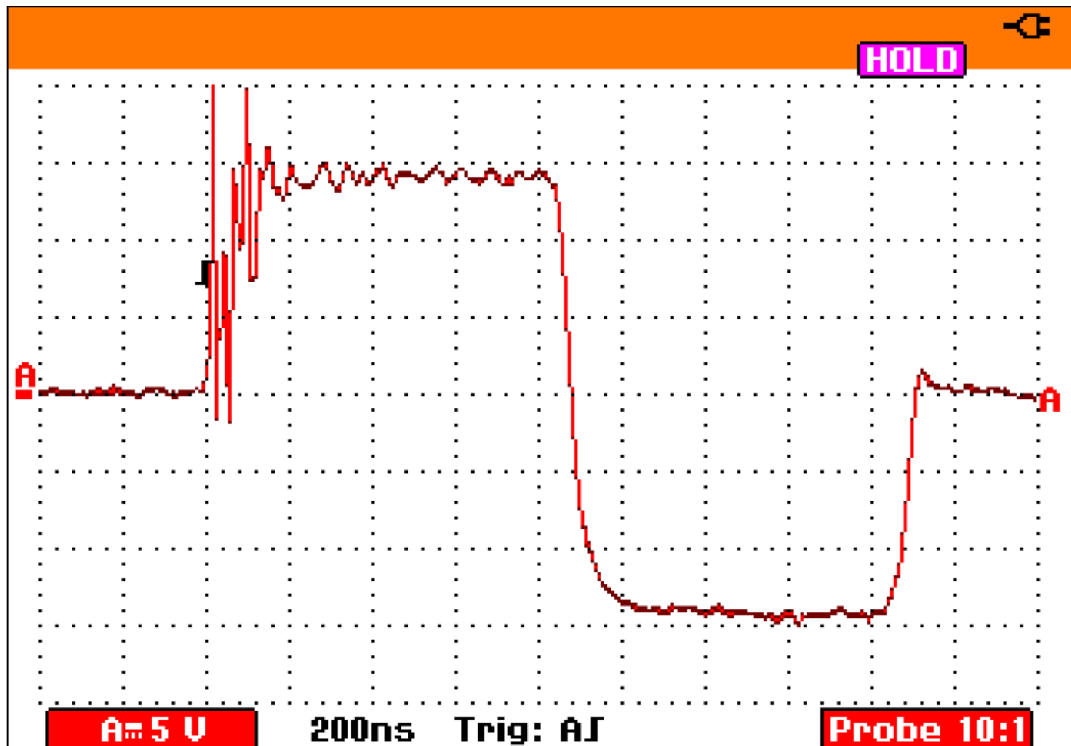
Obr. 9.28: Změřený průběh budicího napětí na sekundární straně budicího transformátoru (kanál A – napětí, 5 V/d).



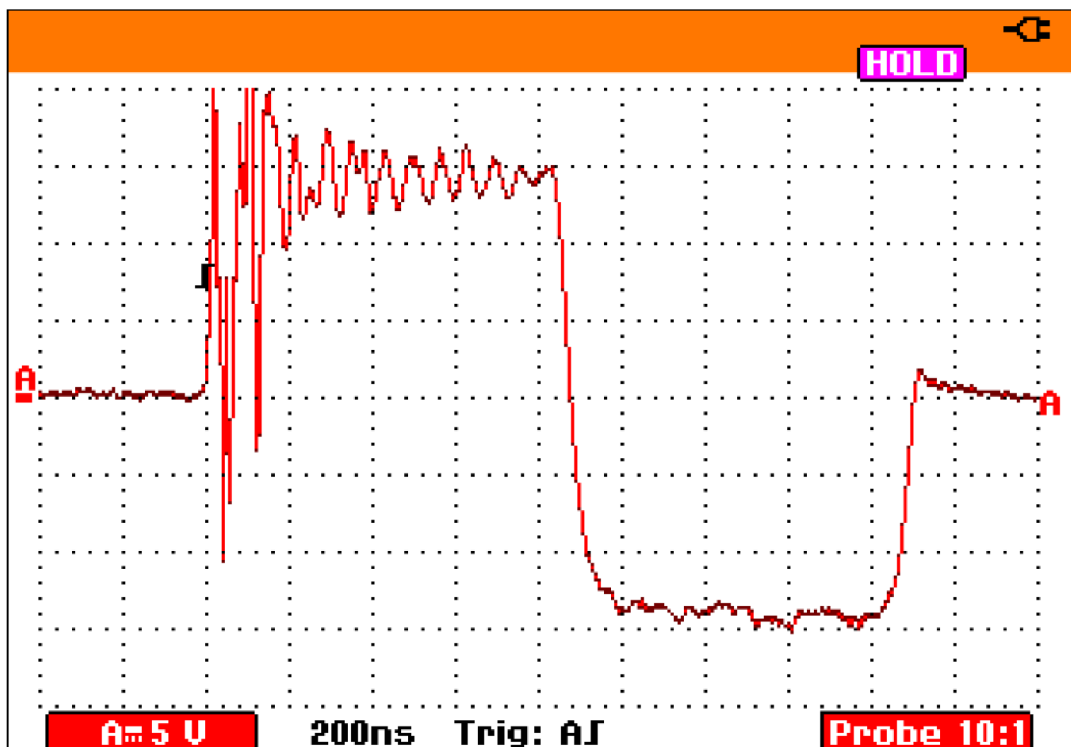
Obr. 9.29: Simulovaný průběh budicího napětí na hradle tranzistoru vysokonapětového spínače.



Obr. 9.30: Změřený průběh budicího napětí na hradle vysokonapětového spínače při napětí meziobvodu 0 V (kanál A – napětí, 5 V/d).



Obr. 9.31: Změřený průběh budicího napětí na hradle vysokonapětového spínače při napětí meziobvodu 700 V (kanál A – napětí, 5 V/d).



Obr. 9.32: Změřený průběh budicího napětí na hradle vysokonapětového spínače při napětí meziobvodu 3,4 kV (kanál A – napětí, 5 V/d).

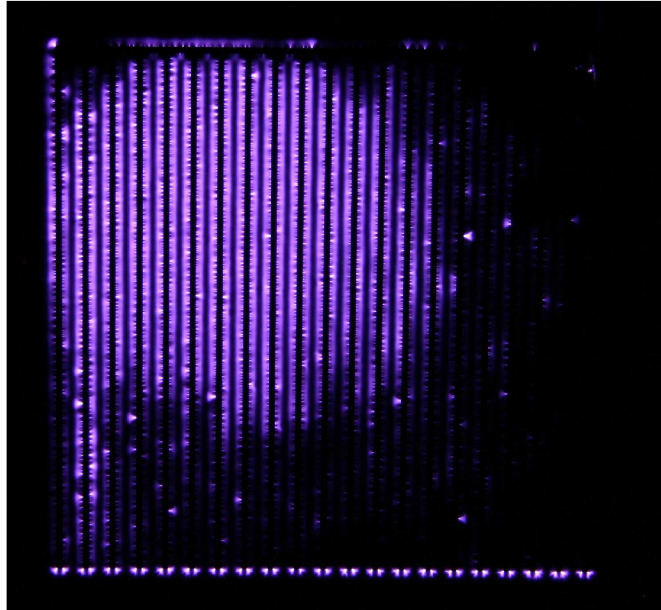
9.5. Fotografie výboje

Po realizaci funkčního vzorku měniče byl vyfocen výboj na zátěži napájené sinusovým napětím s kmitočtem 32 kHz a poté napájené výše popisovaným měničem. Doba kmitu t_k byla 850 ns. Elektrický výkon dodávaný do zátěže byl nastaven na 5 wattů. Jde o nižší hladinu výkonu, neboť zátěž lze použít do výkonu až 50 wattů. Rozměry a geometrii zátěže ukazuje Příloha 7. Nízká hladina výkonu do zátěže při focení výboje byla zvolena záměrně. Při nízkých hladinách výkonu se začnou projevovat místa, kde jsou podmínky pro zapálení výboje nejvýhodnější. S navyšováním dodávaného výkonu se zmíněný efekt v důsledku většího množství výkonu, než jsou místa s nejvýhodnějšími podmínkami schopny přenést, začíná potlačovat.

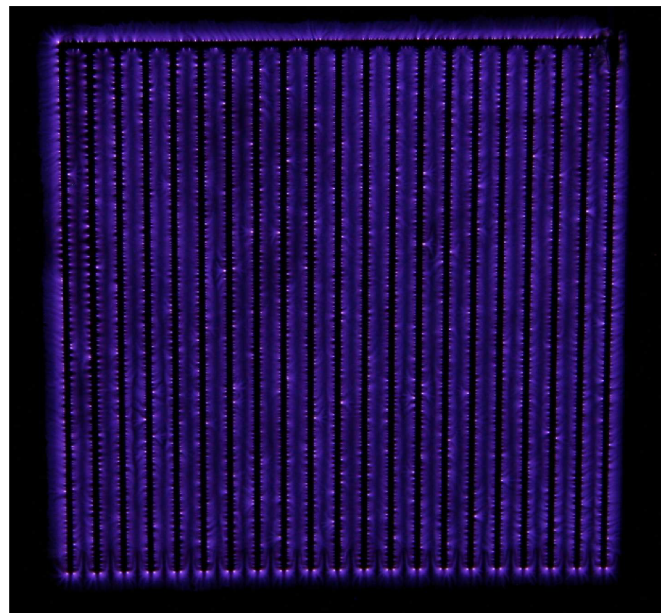
Jak je patrné z obrázků Obr. 9.33 a Obr. 9.34, na nichž jsou fotografie výbojů zobrazeny, je z hlediska rozložení výboje mezi oběma druhy napájení zátěže markantní rozdíl. Výboj napájený sinusovým napětím o kmitočtu 32 kHz vykazuje pouze jisté oblasti, v nichž výboje hoří. Veškerý výkon je soustředěn jen do těchto míst, což znamená jejich větší výkonové zatížení a následně i oteplení. Nutno podotknout, že teplota negativně působí proti generaci ozonu. Rovnoměrné rozložení výboje nastává až při výkonu kolem 15 W. Pro napájení zátěže realizovaným měničem je typické rovnoměrné rozložení výboje i při nízkých výkonech, přibližně 2 W. Při velmi krátkých napěťových impulzech je dodáno relativně velké množství výkonu ve velice krátkém čase. To vede ke vzniku značného množství mikrovýbojů v jednom okamžiku, které nutně musí být rozloženy po celé výbojové ploše.

Rovnoměrné rozložení výboje začíná být v některých případech stále nutnějším požadavkem při aplikování ozonu. Je-li z technologického hlediska rozhodující pouze množství aplikovaného ozonu (např. vodní hospodářství), pak nemusí být na rovnoměrné rozložení výboje brán zřetel (Pozn. Není uvažována účinnost produkce ozonu.). Má-li ovšem na technologický proces vliv nejen množství ozonu, ale také rovnoměrnost rozložení výboje, začínají být doposud používané generátory ozonu omezeny minimálním výkonem. Minimální nastavený výkon musí být zpravidla větší než 20 % až 30 % z maximálního výkonu. Řešením potom je použít napájení založené na měniči popisovaném v této práci. Jednou z aplikací, v níž je vyžadováno rovnoměrné rozložení výboje, je oblast nanovláken. Výbojem dochází k aktivaci povrchu nanovláken, což vede ke změně vlastností (např. se dosáhne lepší smáčivosti). Při nerovnoměrném rozložení výboje vznikají neaktivovaná místa a proces musí být opakován. Opakováním procesu se sice dosáhne aktivace celého povrchu, ovšem s místy, kde k aktivaci došlo jedenkrát, a místy, kde k aktivaci došlo vícekrát.

Pro oba druhy napájení zátěže bylo změřeno spektrum vyzařované výbojem. Obrázek spektra je uveden v Příloze 8. Zeleně vykreslené spektrum odpovídá napájení sinusovým signálem o kmitočtu 32 kHz a červeně vykreslené spektrum napájení realizovaným měničem s dobou kmitu 850 ns. Mezi oběma spektry je nepatrný rozdíl, zejména v amplitudách. Lze se tedy domnívat, že typ napájení má vliv na spektrum. Zkracováním napěťového impulzu by byly pravděpodobně rozdíly znatelnější. Měření spektra je komplikovaný proces ovlivněný řadou faktorů. Proto lze uvedené spektrum a závěry z něj vyvozené spíše brát jako informativní. Aby bylo možné stanovit přesný závěr, muselo by měření spektra být několikrát opakováno a především vzaty v úvahu parametry snímací aparatury.



Obr. 9.33: Výboj při napájení sinusovým napětím o kmitočtu 32 kHz a dodávaném výkonu 5 W.



Obr. 9.34: Výboj při napájení realizovaným měničem s dodávaným výkonem 5 W.

10. Závěr

Práce se zabývá řešením vysokonapěťového zdroje se zátěží kapacitního charakteru, což je zcela netypická zátěž měničů. Navíc bylo vyřešeno napájení kapacitní zátěže krátkými napěťovými impulzy. Přestože byl měnič byl řešen jako napájecí zdroj pro generátory ozonu, může být obecně použit pro libovolný systém s dielektrickou bariérou. Využito bylo rezonančního jevu, což zaručuje nízké ztráty, a tedy dobrou účinnost měniče. Doba kmitu t_k je určena hodnotami prvků tvořícího sériový rezonanční obvod. Zátěž má kapacitní charakter, a proto vhodnou volbou velikosti induktoru lze měnit dobu kmitu. Realizovaný vzorek měniče napájel zátěž napěťovými impulzy s velikostí doby kmitu 850 ns. Vzhledem k době spínání vysokonapěťového spínače, jež je součástí měniče, může být doba kmitu kratší než 100 ns. Přechodem do této oblasti ještě více vyniknou pozitivní vlastnosti krátkých „nanosekundových“ impulzů.

Byly splněny všechny cíle vytýčené ve 3. kapitole:

- Práce nejdříve seznamuje čtenáře s typickým blokovým zapojením generátoru ozonu dostupných na trhu. Dále se v první polovině druhé kapitoly zaměřuje na známé druhy *jednočinných* a *dvojčinných* měničů. Stručně popisuje výhody a nevýhody jednotlivých měničů. Transformátor je klíčovou součástí měničů s transformátorem, proto je podrobně popsána i činnost transformátoru včetně důležitých fyzikálních zákonitostí. Druhá polovina druhé kapitoly seznamuje s vlastnostmi ozonu, možnostmi měření koncentrace ozonu, konstrukčním uspořádáním a procesy probíhajícími při výboji. Závěrem jsou uvedeny hlavní důvody, které vybízejí k realizaci měniče s krátkými napěťovými impulzy.
- Čtvrtá kapitola velice úzce navazuje na poznatky z druhé kapitoly. Na začátku je uveden krátký příklad, na němž je objasněno, proč nelze krátké napěťové impulzy přenášet přes transformátor. Následuje řešení v podobě *dvojčinného měniče* s vysokonapěťovými spínači. Je provedena volba mezi dvěma topologiemi dvojčinného měniče. Objasněn je také režim měniče, využívající rezonančního děje.
- Následující pátá kapitola řeší návrh vysokonapěťového spínače. Uvedeny jsou charakteristické vlastnosti dostupných spínacích součástek, na jejichž základě s přihlédnutím k požadavku realizovat krátké napěťové impulzy byl zvolen tranzistor MOSFET.
- Podrobné seznámení s vlastnostmi zátěže kapacitního charakteru nabízí kapitola šestá. S využitím teoretických poznatků nastíněných ve druhé kapitole byl navržen model zátěže. Model musí vystihovat závislost změny kapacity při rozvinutí výboje. Důvody, vedoucí ke změně kapacity zátěže při rozvinutí výboje, jsou v této kapitole také uvedeny.
- Sedmá kapitola popisuje řídicí část, která řídí spínání vysokonapěťových spínačů. Detailně je zde řešen budicí transformátor, u nějž je zohledněna také možnost výskytu částečných výbojů. Pravděpodobnost výskytu částečných výbojů u vysokonapěťových systémů s velkými strmostmi napětí je velká, a vyžaduje tedy

patřičnou pozornost. Částečné výboje nepříznivě působí na kvalitu izolace, a tím ovlivňují spolehlivost zařízení.

- Návrhem vysokonapěťového zdroje se zabývá osmá kapitola. Vysokonapěťový zdroj byl řešen *jednočinným blokujícím měničem*. Napětí z měniče je vysokonapěťovými spínači spínáno a přiváděno na zátěž.
- Devátá kapitola ukazuje matematický model navrženého měniče. Model byl vytvořeno za účelem simulování důležitých průběhů v měniči. Jelikož byl sestaven funkční vzorek měniče, jsou simulované průběhy porovnávány s průběhy změřenými na funkčním vzorku. Ke konci kapitoly jsou uvedeny fotografie výbojů při napájení na trhu dostupným generátorem ozonu se sinusovým průběhem o kmitočtu 32 kHz a realizovaným měničem. Z fotografií vyplývá, že při napájení zátěže měničem popisovaným v této práci se dosáhne rovnoměrného rozložení výboje i při dodávání malého výkonu do zátěže. Jde o vlastnost, která je u generátorů pracujících na relativně nízkém kmitočtu nedosažitelná.

V budoucnu bude realizace vysokonapěťového spínače jednodušší. Na tuto skutečnost ukazují již první vzorky tranzistorů na bázi SiC - „Silicon Carbide“ - karbid křemíku. Především se jedná o tranzistory SiC – VJFET. Závěrná napětí těchto tranzistorů dosahují hodnot 4,5 kV a začíná se dokonce hovořit o hranici 9 kV. Z dynamického hlediska mají tranzistory SiC – VJFET srovnatelné parametry s MOSFET tranzistory. Zanedlouho bude tedy možné realizovat vysokonapěťový spínač pomocí jedné spínací součástky, což výrazně zjednoduší konstrukci měniče.

Hlavní přínos práce:

1. Byl proveden rozbor možností generování ozonu a na základě fyzikálních principů generování ozonu bylo odůvodněno proč realizovat napájení generátoru ozonu krátkými napěťovými impulzy.
2. Byl navržen měnič schopný napájet kapacitní zátěž vysokým napětím s krátkými napěťovými impulzy. Doposud používaná řešení využívala vysokonapěťový transformátor. Rozptylová indukčnost a kapacitní charakter zátěže předurčoval řešit měniče jako rezonanční. Maximální kmitočet těchto měničů potom dosahoval kmitočtu maximálně několika desítek kilohertzů. Navržený měnič umožňuje realizovat napěťový impulz i několik desítek nanosekund, tzn. zkrácení periody či délky impulzu více než stonásobně.
3. Navržený vysokonapěťový spínač nalezne uplatnění nejen v měničích pro generátory ozonu, ale může být použit také v jiných vysokonapěťových aplikacích, např. v napájení laserů atd.
4. Model měniče včetně modelu zátěže vystihujícího chování zátěže i při rozvinutí výboje usnadní návrh měniče. Zároveň poskytne informaci o průběhu žádané veličiny v požadovaném bodě.
5. Navržený měnič s krátkými napěťovými impulzy rozvíjí nové možnosti ke zkoumání výbojů v kratší časové oblasti a otevírá tak bránu novým fyzikálním objevům.
6. Realizovaný funkční vzorek měniče může pomoci potvrdit či vyvrátit stávající, respektive nové teorie.

11. Literatura

- [1] Lifetech, s. r. o. [online]. Brno [cit. 25. dubna 2009]. Dostupné na internetu www.lifetech.cz/cz/prumyslove/text.html?id=99&menu=243
- [2] Novotný, Vlastimil a kol.: *Napájení elektronických zařízení*. VUT FEI Brno, 2000. ISBN 80–214–1737–4.
- [3] Sládková, J., Uhdeová, N.: *Elektrina a magnetismus*. FEI VUT Brno, 1997. ISBN 80–214–0872–3.
- [4] Dědek, L., Dědková, J.: *Elektromagnetismus*. FEI VUT Brno, 1998. 229 stran. ISBN 80–214–1106–6.
- [5] Štěpančík, F.: *Výkonové měniče extrémních parametrů*. Dizertační práce. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT Brno, 2006. 104 s.
- [6] Patočka, M.: Několik poznámek k transformátoru. In *Sborník konference SYMEP 2004, XX. Mezinárodní sympozium učitelů elektrických pohonů*. Praha: ČVUT FEL, 2004. ISBN 80–01–03018–0.
- [7] Janča, J., Dřimal, J.: *Syntéza ozonu ve výbojovém plazmatu, zpráva pro KPS Brno*. Brno, 1984.
- [8] Stucki, S.: *Process technologies for water treatment*. 1988, s. 87–120.
- [9] Eliasson, B., Kogelschatz, V., Strassler, S., Hirth, M.: *Brown Boveri Research Report KLR 83 – 28c*. 1983.
- [10] Braun, D., Gíbalov, V., Pietsch, G.: Two-dimensional modelling of the dielectric barrier discharge in air. In *Plasma Sources Sci. Technol.* 1992, s. 166–174 .
- [11] Hosselet, L., M., L., F.: *Increased efficiency of ozone-production by electric discharge, Electrochemica Acta*, 1973, Vol. 18, s. 1033–1041.
- [12] Salge, J., Braumann, P.: The influence of the voltage wave on the formation of ozone, ISPC-4. In *4th International Symposium on Plasma Chemistry*. Zurich, 1979. s. 735–741.
- [13] Masuda, S., Sato, M., Seki, T.: High efficiency ozonizer using travelling wave pulse voltage. In *IEEE/IAS 1984 Annual conference*. 1984. s. 978–985.
- [14] Havlíček, T.: *Mikrosenzory pro diagnostiku částečných výbojů v elektronických zařízeních*. Dizertační práce. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT Brno, 2009.
- [15] Zemánek, M., Boušek, J.: Vícenásobný programovatelný vysokonapěťový napájecí zdroj. In *PROCEEDINGS OF 7th CONFERENCE STUDENT FEI 2001. Konference a soutěž STUDENT FEI 2001*. BRNO: Ing. Zdeněk Novotný, CSc., 2001. s. 150–152. ISBN 80–214–1859–1.
- [16] Zemánek, M.: Jednoduchý zdroj vysokého napětí. In *EPVE 2003 Elektrické pohony a výkonová elektronika*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2003. s. 243–245, ISBN 80–214–2497–4.
- [17] Štěpančík, F., Zemánek, M.: Low voltage input power supply for personal computer. In *Proceedings of the 10th Conference and Competition STUDENT EEICT 2004*,

- Volume 3. Student EEICT 2004.* Brno: Ing. Zdeněk Novotný, CSc., 2004. s. 511–515. ISBN 80–214–2636–5.
- [18] Zemánek, M.: Měníč napětí pro bateriové napájení počítače – řídicí obvody. In *EPVE 2004 Elektrické pohony a výkonová elektronika. EPVE 2004.* Brno: VUT. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2004. s. 256–257. ISBN 80–214–2766–3.
- [19] Zemánek, M.: Laboratorní generátor PWM. In *EPVE 2004 Elektrické pohony a výkonová elektronika. EPVE 2004.* Brno: VUT. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2004. s. 305–307. ISBN 80–214–2766–3.
- [20] Zemánek, M.: Modeling high voltage transformers for power sources used for ozone generation. Low voltage input power supply for personal computer. In *Proceedings of the 13th International Symposium on Power Electronics Ee – 2005.* Novi Sad, Srbsko. 2005. s. 1–3. ISBN 868521155–7.
- [21] Zemánek, M.: Užití moderních spínacích součástek ve zdrojích střídavého vysokého napětí aplikovaných pro generátory ozonu. In *XXXI. Konference Elektrické pohony.* Plzeň, 2009. s. 1–6. ISBN 978–80–02–02151–3.

12. Seznam použitých symbolů a zkratek

B_{Fe}	magnetická indukce ve feromagnetickém jádře
B_{max}	maximální velikost magnetické indukce v jádře transformátoru
B_r	remanentní magnetická indukce
B_{vz}	magnetická indukce ve vzduchu (rozptylová)
B_0	počáteční integrační konstanta magnetické indukce
C_{OSS}	výstupní kapacita tranzistoru
C_1, C_2	kapacita kondenzátorů kapacitního děliče
$D_{1...4}$	diody tranzistorového měniče
E_C	energie kapacitoru
E_V	energie dodaná do zátěže
f	spínací frekvence měniče
f_0	frekvence vlastních kmitů rezonančního obvodu
h_{21E}	proudový zesilovací činitel bipolárního tranzistoru
$I_{Bšp}$	maximální proud koncového stupně řídicí části (budiče)
I_D	typový proud tranzistorem
I_{DSS}	zbytkový proud vypnutého tranzistoru
i_1	primární proud transformátoru
I_{1max}	maximální velikost primárního proudu budicího transformátoru
$I_{2stř}$	střední hodnota sekundárního proudu
i_u	magnetizační složka primárního proudu transformátoru
I_{umax}	amplituda magnetizačního proudu
I_{u0}	počáteční hodnota magnetizačního proudu
i_2	sekundární proud transformátoru
i_2'	sekundární proud přetransformovaný na primární stranu
I_{ef}	efektivní hodnota proudu
I_m	špičková hodnota proudu
k	činitel vazby transformátoru
K_u	napěťový přenos
l_{Fe}	střední délka siločáry v jádře transformátoru
l_v	délka vzduchové mezery
L	indukčnost induktoru
L_1	indukčnost primárního vinutí
L_2	indukčnost sekundárního vinutí
$L_{výst}$	výstupní indukčnost transformátoru napětí
M	vzájemná vazba primárního a sekundárního vinutí
n	počet tranzistorů ve vysokonapěťovém spínači
N	počet závitů vinutí
N_1	počet závitů primárního vinutí
N_2	počet závitů sekundárního vinutí
N_3	počet závitů demagnetizačního vinutí
P	napěťový převod transformátoru

p_0	napěťový převod transformátoru naprázdno
P_B	výkonové dimenzování budiče
PFC	aktivní síťový usměrňovač
P_{out}	výstupní výkon měniče
$P_{ZTRÁT-C}$	výkonová ztráta na rozdělovacích kapacitorech vysokonapěťového spínače
$P_{ZTRÁT-CELK}$	celkové výkonové ztráty na vysokonapěťovém spínači
$P_{ZTRÁT-R}$	výkonová ztráta na rozdělovacích odporech vysokonapěťového spínače
$P_{ZTRÁT-V}$	výkonová ztráta vzniklá na sepnutém vysokonapěťovém spínači
Q	činitel jakosti rezonančního obvodu
Q_G	náboj hradla tranzistoru
R_{Cu1}	odpor primárního vinutí
$R_{DS(on)}$	odpor sepnutého vysokonapěťového spínače
s	střída
s_{max}	maximální střída
S_{Fe}	plocha průřezu jádra transformátoru
t_1	doba sepnutí tranzistoru měniče
t_f	doba vypnutí tranzistoru
t_r	doba sepnutí tranzistoru
t_{dly}	doba nereagování řídicí části na spouštěcí impuls
$t_{d(on)}$	doba zpoždění sepnutí tranzistoru
$t_{d(off)}$	doba zpoždění vypnutí tranzistoru
t_k	doba kmitu (délka trvání napěťového pulzu)
t_{vyp}	doba budicího impulsu vypínacího vysokonapěťový spínač
t_{zap}	doba budicího impulsu spínacího vysokonapěťový spínač
T	perioda spínání jednoho vysokonapěťového spínače
T_0	perioda vlastních kmitů rezonančního obvodu
T_{0vyp}	perioda vlastních kmitů při vypnutém vysokonapěťovém spínači
T_{0zap}	perioda vlastních kmitů při sepnutém vysokonapěťovém spínači
$T_{1...4}$	výkonové tranzistory měniče
u_1	primární napětí transformátoru
u_{GS}	napětí hradlo-emitor tranzistoru MOSFET
U_{DS}	průrazné napětí tranzistoru
U_p	prahové napětí polovodičové součástky
U_1	stejnoseměrné vstupní napájecí napětí měniče
U_{C1}	napětí na kapacitoru C_1
U_m	špičková hodnota napětí
U_{XZ}	napětí mezi body X a Z
X_C	reaktance kapacitoru
Z_0	charakteristická impedance rezonančního obvodu
ε	permitivita dielektrického materiálu
λ_m	magnetická vodivost
μ_r	relativní permeabilita materiálu jádra transformátoru
μ_0	permeabilita vakua
τ_1	časová konstanta primárního vinutí transformátoru

Φ	magnetický tok v jádře
Φ_μ	magnetický magnetizační tok v jádře
Φ_0	počáteční integrační konstanta magnetického toku
Ψ	spřažený magnetický tok
Ψ_0	počáteční integrační konstanta spřaženého magnetického toku
ω_0	přirozený kmitočet rezonančního obvodu
ξ	činitel tlumení rezonančního obvodu

13. Seznam příloh

Příloha 1 – Bezpečnostní hlediska při práci s ozonem

Příloha 2 – DC/DC měnič

Příloha 3 – Řídicí část

Příloha 4 – Výpis zdrojového programu

Příloha 5 – Generátor spouštěcích impulsů

Příloha 6 – Napájecí vysokonapěťový zdroj

Příloha 7 – Zátěž měniče

Příloha 8 – Spektrum výbojů

Příloha 9 – Curriculum vitae

Příloha 1 - Bezpečnostní hlediska při práci s ozonem

Protože je ozon silně toxický plyn, musí být při práci s ním dodržovány přísné bezpečnostní předpisy.

Nízké koncentrace ozonu v ovzduší

Při nízkých koncentracích, do cca $110 \mu\text{g}/\text{m}^3$, má ozon sladkou, příjemnou vůni. Lidský čich je schopen rozeznat přítomnost ozonu ve vzduchu už při velmi nízkých koncentracích, a to přibližně od $10 \mu\text{g}/\text{m}^3$. Tato schopnost je však individuální a v přítomnosti nízkých koncentrací ozonu se poměrně rychle ztrácí. Protože i nízké hodnoty ozonu jsou při dlouhodobějším působení nebezpečné, je nutné používat objektivních metod detekce a stanovení množství ozonu.

Zvýšené koncentrace ozonu v ovzduší

Při delším pobytu v místech se zvýšenou koncentrací ozonu (nad cca $350 \mu\text{g}/\text{m}^3$) se dostavuje pálení očí, v nosu a v krku, v některých případech i tlak na hrudi, kašel a bolest hlavy. Reakce organismu jsou různé a závisí na predispozicích, aktuální fyzické aktivitě a na době působení, tj. expozici. Podle Světové zdravotnické organizace (WHO) se první příznaky obtíží (snížení plicních funkcí) mohou u některých jedinců objevit při překročení průměrné hodinové koncentrace $160 \mu\text{g}/\text{m}^3$. Nejvíce citliví jsou na ozon lidé, kteří mají určité zdravotní obtíže – astma, chronické problémy dýchacích cest, nemoci oběhové soustavy.

Vysoké koncentrace ozonu v ovzduší

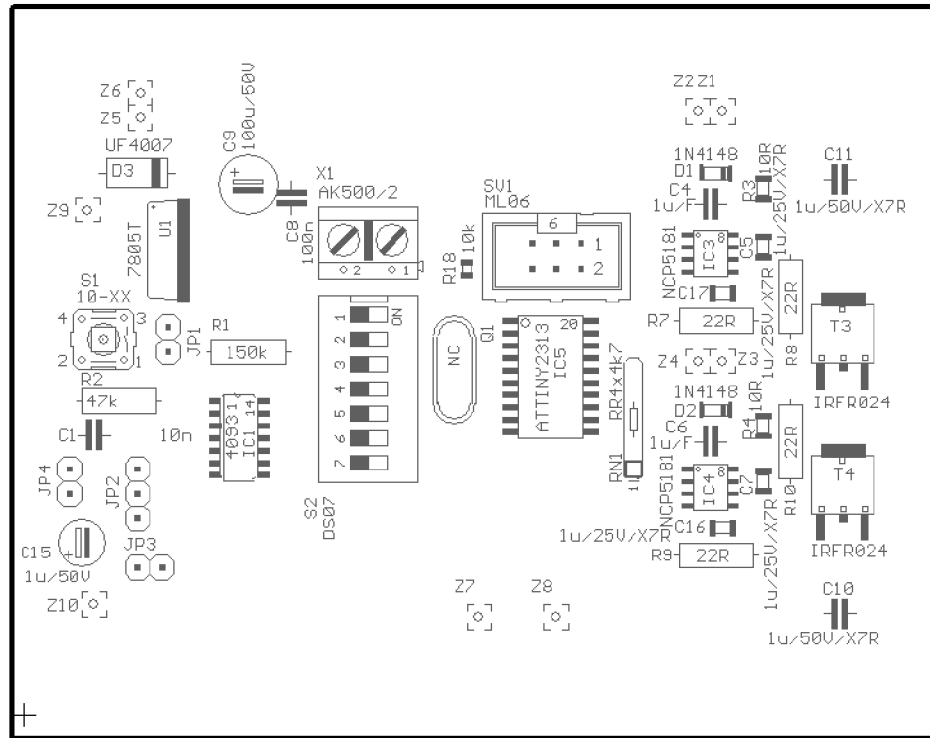
Při koncentracích ozonu vyšších než cca $1100 \mu\text{g}/\text{m}^3$ jsou silně drážděny oči a horní cesty dýchací, dostavují se bolesti hlavy. Koncentrace vyšší než cca $2150 \mu\text{g}/\text{m}^3$ způsobí během několika minut silné dráždění sliznice dýchacích cest, bronchospasmatické stavy a kašel. Koncentrace nad $21\,000 \mu\text{g}/\text{m}^3$ mají v závislosti na době expozice za následek bezvědomí, krvácení z plic a posléze smrt.

Povolené koncentrace ozonu v pracovním prostředí

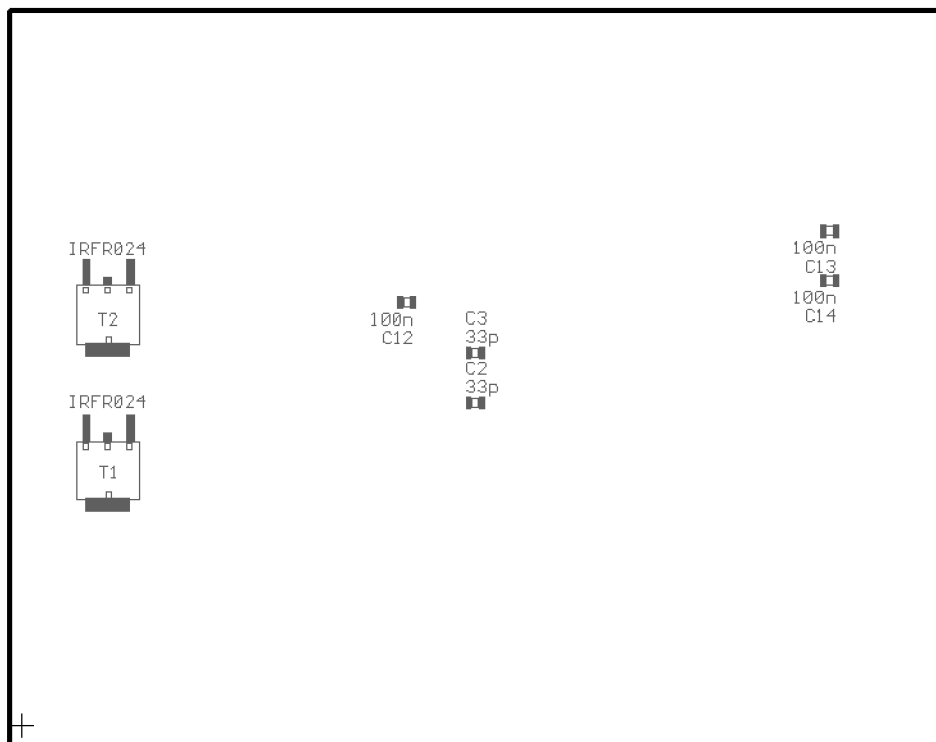
Dnem 18.4.2001 nabylo účinnosti Nařízení vlády ČR č. 178/2001 Sb. stanovující přípustný expoziční limit, *PEL*, $100 \mu\text{g}/\text{m}^3$, který nesmí být překročen v celosměnném průměru, počítáno pro osm hodin denně, čtyřicet hodin týdně. Krátkodobé překročení je možné až do hodnoty *NPK-P*, což je nejvyšší přípustná koncentrace, která nesmí být překročena v žádném případě a činí $200 \mu\text{g}/\text{m}^3$.

Poznámka: Uvedené hodnoty se vztahují na standardní podmínky, tj. teplotu 20°C a atmosférický tlak $101,32 \text{ kPa}$. Za těchto podmínek platí pro přepočty mezi hodnotami v $\mu\text{g}/\text{m}^3$ a v jednotkách ppm v/v (ml/m^3) koeficient $4,67 \cdot 10^{-4}$.

Příloha 3 – Řídicí část



Osazovací plán řídicí části – strana součástek



Osazovací plán řídicí části – strana spojů

Příloha 4 – Výpis zdrojového programu

```
.include "tn2313def.inc"
#define FCLK 20000000

#define H1 (1 << PB3)
#define D1 (1 << PB2)
#define H2 (1 << PB1)
#define D2 (1 << PB0)

#define OUT_PORT_MODE DDRB
#define OUT_PORT PORTB

#define TRIGGER_PORT_MODE DDRD
#define TRIGGER_INPUT_PORT PIND
#define TRIGGER_OUTPUT_PORT PORTD
#define TRIGGER_PIN PD6

#define STATE1 (D1 | D2)
#define STATE2 (H1 | D2)
#define STATE3 (D1 | H2)

;Idle time after pulse
#define PAUSE1 10 ; 6 us
#define PAUSE2 20 ; 11 us
#define PAUSE3 50 ; 26 us
#define PAUSE4 100 ; 51 us

.cseg
.org 0x0000

Reset:
    rjmp Main

PauseTab:
    .dw PAUSE1
    .dw PAUSE2
    .dw PAUSE3
    .dw PAUSE4

;Output:
; r16 - switch state (normal logic ... Switch on (connected to GND) = bit is set)
ReadDIPsw:
    ldi r16, 0
    ldi r17, 1
    rjmp ReadDIPsw_Start
ReadDIPsw_InputsLoop:
    clc
```

```

    rol r17
ReadDIPsw_Start:
    sbrc r17, 6
    rjmp ReadDIPsw_PB4

    ldi r18, 100
    ldi r19, 0
ReadDIPsw_TestLoop:
    in r20, PIND
    and r20, r17
    brne ReadDIPsw_SwOff
    inc r19
ReadDIPsw_SwOff:
    dec r18
    brne ReadDIPsw_TestLoop
    cpi r19, 50
    brlo ReadDIPsw_InputsLoop
    or r16, r17
    rjmp ReadDIPsw_InputsLoop

```

```

ReadDIPsw_PB4:
    ldi r18, 100
    ldi r19, 0
ReadDIPsw_PB4_TestLoop:
    in r20, PINB
    andi r20, 0x10
    brne ReadDIPsw_PB4_SwOff
    inc r19
ReadDIPsw_PB4_SwOff:
    dec r18
    brne ReadDIPsw_PB4_TestLoop
    cpi r19, 50
    brlo ReadDIPsw_PB4_InputLow
    or r16, r17
ReadDIPsw_PB4_InputLow:
    ret

```

;Output:

; r16 - filtered state of the Trigger input (0 to 200) = count of detected log. Hi

```

FilteredTriggerInput:
    ldi r16, 0
    mov r17, IDLE_SEL
FilteredTriggerInputLoop:
    sbic TRIGGER_INPUT_PORT, TRIGGER_PIN
    inc r16
FilteredTriggerInput_Low:
    dec r17
    brne FilteredTriggerInputLoop

    ret

```

```

/*
Delaylms:
    push r16
    push r17
    ldi r17, 26
    ldi r16, 244
Delaylms_Loop:
    dec r16
    brne Delaylms_Loop

    dec r17
    brne Delaylms_Loop
    pop r17
    pop r16
    ret
*/

```

```

.def ZERO = r5
.def STA1 = r6
.def STA2 = r7
.def STA3 = r8
.def IDLE_SEL = r9
.def PULSE_SEL = r10
.def IDLE_SEL14 = r11
.def IDLE_SEL34 = r12

```

Main:

```

ldi r16, 0x00
out OUT_PORT, r16
ldi r16, ( H1 | D1 | H2 | D2 )
out OUT_PORT_MODE, r16

```

```

ldi r16, 0xFF
out PORTD, r16
ldi r16, 0x00
out DDRD, r16

```

```

in r16, TRIGGER_PORT_MODE
andi r16, ~( 1 << TRIGGER_PIN )
out TRIGGER_PORT_MODE, r16

```

```

in r16, TRIGGER_OUTPUT_PORT
ori r16, ( 1 << TRIGGER_PIN )
out TRIGGER_OUTPUT_PORT, r16

```

```

ldi r16, 0
mov ZERO, r16

```

```

ldi r16, RAMEND
out SPL, r16

```

```

ldi r16, STATE1
mov STA1, r16
ldi r16, STATE2
mov STA2, r16

```



```

ldi r16, STATE3
mov STA3, r16

out OUT_PORT, STA1

rcall ReadDIPsw
mov r17, r16
andi r17, 0x1F
mov PULSE_SEL, r17

swap r16
lsr r16
andi r16, 0x03
mov IDLE_SEL, r16

ldi r30, Low ( PauseTab )
ldi r31, High ( PauseTab )
add r30, IDLE_SEL
adc r31, ZERO
lsl r30
rol r31

lpm r16, Z
mov IDLE_SEL, r16
mov r17, r16
lsr r17
lsr r16
lsr r16
mov IDLE_SEL14, r16
add r17, r16
mov IDLE_SEL34, r17

```

MainLoop:

WaitForTrigInLow:

```

rcall FilteredTriggerInput
cp r16, IDLE_SEL14
brsh WaitForTrigInLow

```

WaitForTrigInHigh:

```

rcall FilteredTriggerInput
cp r16, IDLE_SEL34
brlo WaitForTrigInHigh

```

```

mov r18, PULSE_SEL
cpi r18, 0
breq Pulse0
cpi r18, 1
breq Pulse1
cpi r18, 2
breq Pulse2

```

```

mov r16, PULSE_SEL
inc r16
mov r18, r16
andi r18, 0x03

```

```
lsr r16
lsr r16
mov r17, r16
```

```
cpi r18, 0
breq Pulse3
cpi r18, 1
breq Pulse4
cpi r18, 2
breq Pulse5
cpi r18, 3
breq Pulse6
```

Pulse0:

```
out OUT_PORT, STA2 ;100n
nop
out OUT_PORT, STA3
out OUT_PORT, STA1
rjmp PulseEnd
```

Pulse1:

```
out OUT_PORT, STA2 ;200n
nop
nop
out OUT_PORT, STA3
nop
out OUT_PORT, STA1
rjmp PulseEnd
```

Pulse2:

```
out OUT_PORT, STA2 ;300n
nop
nop
nop
out OUT_PORT, STA3
nop
nop
out OUT_PORT, STA1
rjmp PulseEnd
```

Pulse3:

```
out OUT_PORT, STA2 ;400n
nop
nop
dec r16
brne PC-2
out OUT_PORT, STA3
nop
dec r17
brne PC-2
out OUT_PORT, STA1
rjmp PulseEnd
```

Pulse4:

```
out OUT_PORT, STA2 ;500n
```

```
nop
nop
nop
dec r16
brne PC-2
out OUT_PORT, STA3
nop
nop
dec r17
brne PC-2
out OUT_PORT, STA1
rjmp PulseEnd
```

Pulse5:

```
out OUT_PORT, STA2 ;600n
nop
nop
nop
nop
dec r16
brne PC-2
out OUT_PORT, STA3
nop
nop
nop
dec r17
brne PC-2
out OUT_PORT, STA1
rjmp PulseEnd
```

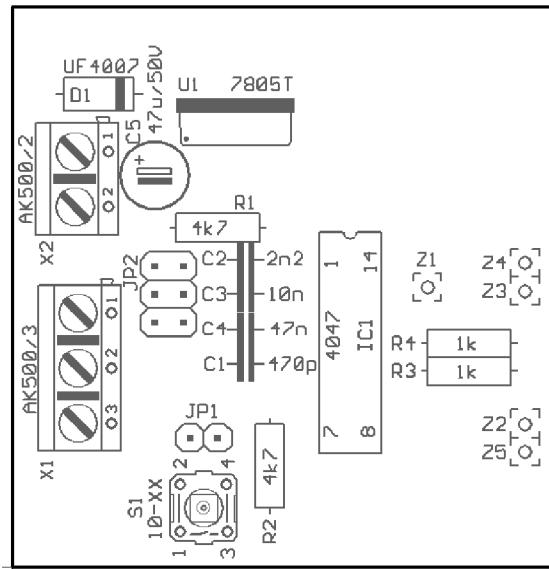
Pulse6:

```
out OUT_PORT, STA2 ;700n
nop
nop
nop
nop
nop
dec r16
brne PC-2
out OUT_PORT, STA3
nop
nop
nop
nop
dec r17
brne PC-2
out OUT_PORT, STA1
rjmp PulseEnd
```

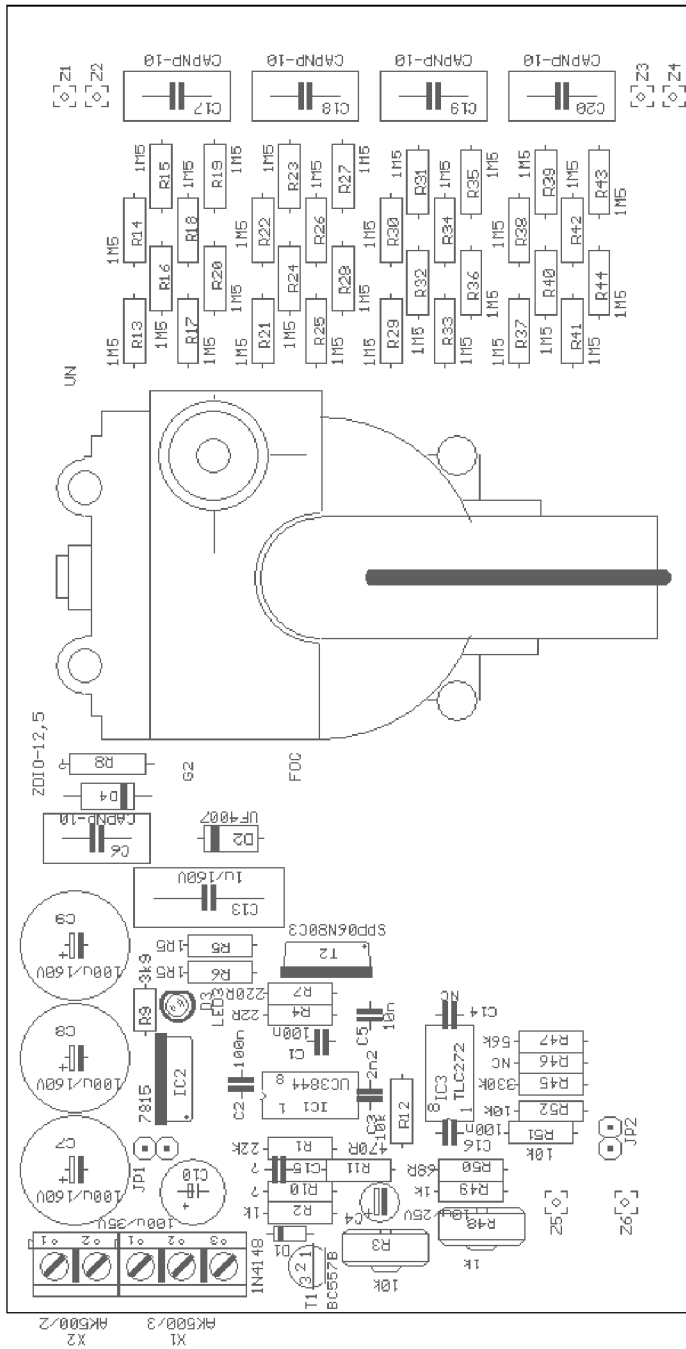
PulseEnd:

```
rjmp MainLoop
```

Příloha 5 – Generátor spouštěcích impulzů

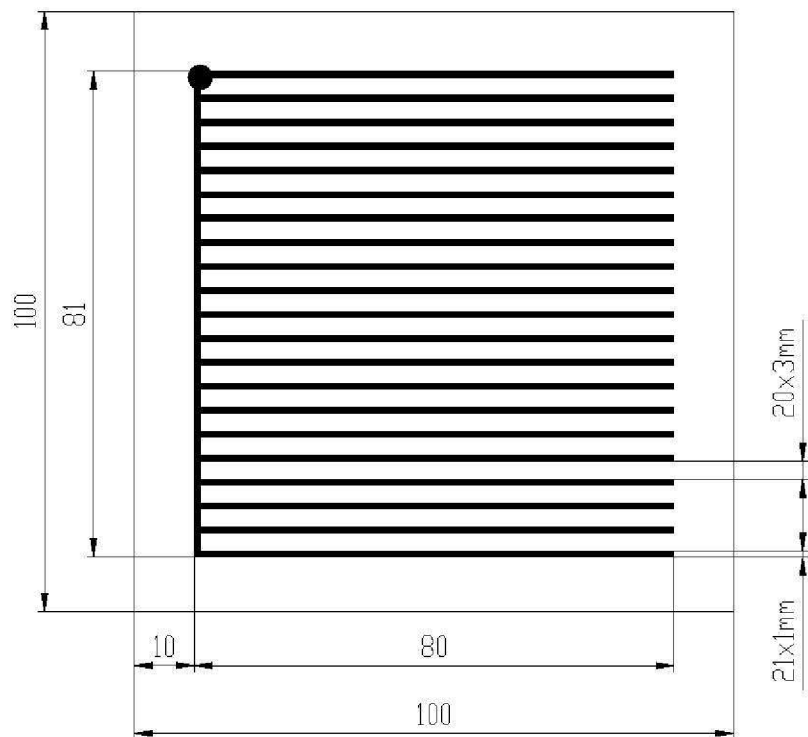


Osazovací plan generátoru spouštěcích impulzů

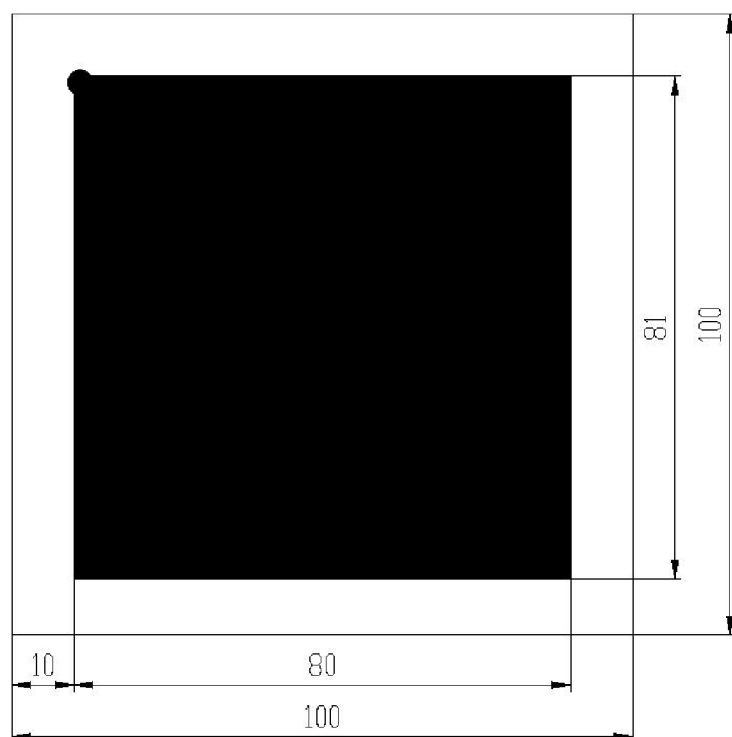


Osazovací plán vysokonapětového zdroje

Příloha 7 – Zátěž měniče

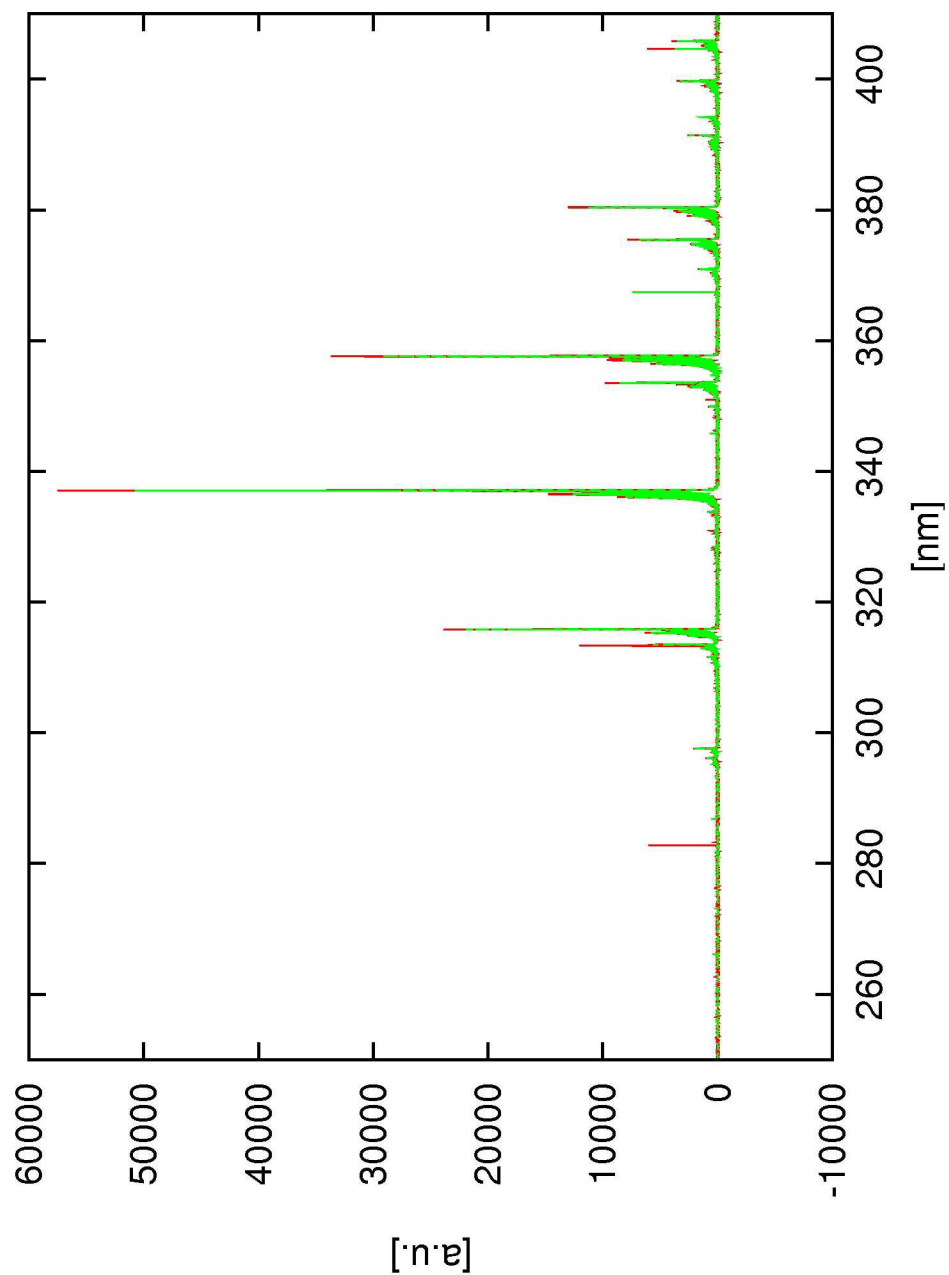


Výkres zátěže – horní strana



Výkres zátěže – dolní strana

Příloha 8 – Spektrum výbojů



Spektrum výbojů napájeného sinusovým napětím o kmitočtu 32 kHz (zelená barva)
a navrženým měničem (červená barva)

Příloha 9 – Curriculum vitae

Jméno: Miroslav Zemánek
Narozen: 7.2.1978 v Boskovicích
Kontakt: zemanek@lifetech.cz, zemiroslav@seznam.cz

Vzdělání:

- 1992 – 1996 SPŠE Brno, obor Elektronická a sdělovací zařízení
- 1996 – 1999 Bakalářské studium na FEKT - VUT v Brně, obor Elektronické součástky a systémy
- 1999 – 2003 Magisterské studium na FEKT - VUT v Brně, obor Elektronická výroba a management
- 2003 – 2006 Interní doktorské studium na UVEE - FEKT VUT v Brně
- 2006 – 2009 Kombinované doktorské studium na UVEE - FEKT VUT v Brně

Praxe:

- 1999 – 2003 Technický pracovník na UMEL – FEKT VUT v Brně
- 2003 – 2004 Technický pracovník ve firmě Lifetech, s. r. o.
- 2004 – dosud Technický ředitel ve firmě Lifetech, s. r. o.

Účast na řešení projektů:

- 1999 – 2002 Spoluřešitel grantového projektu INTIM - integrované inteligentní mikrosenzory a mikrosystémy (GAČR 102/00/0939)
- 2000 – 2003 Spoluřešitel grantového projektu ANTOPE - Analýza toxicity pesticidů (MPO FD K2/53)
- 2004 – 2005 Řešitel grantového projektu FRVŠ s názvem Vysokonapěťový spínaný zdroj 3 kV