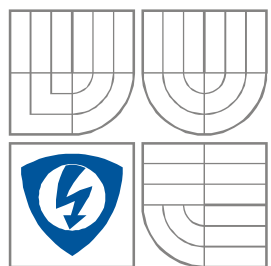


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
**ÚSTAV TEORETICKÉ A EXPERIMENTÁLNÍ
ELEKTROTECHNIKY**
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF THEORETICAL AND EXPERIMENTAL ELECTRICAL
ENGINEERING

ZDROJ PROUDOVÉHO IMPULSU VYSOKÉ ÚROVNĚ THE SOURCE OF HIGH-LEVEL CURRENT IMPULSE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S PROJECT

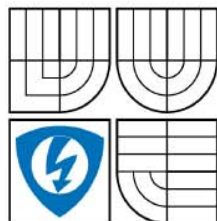
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Radek Myška

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Petr Drexler, Ph.D.

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Radek Myška
Ročník: 3

ID: 72871
Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Zdroj proudového impulsu vysoké úrovně

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Studiem literatury se seznámte s principy generace proudových impulsů vysokých úrovní. Na základě získaných informací navrhnete koncepci zdroje proudového impulsu včetně řešení elektronické řídicí a diagnostické části. Navržený impulsní zdroj realizujte a proveďte ověření jeho parametrů, tj. časový charakter impulsu a jeho úroveň.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] AKOPJAN, A. A. Technika vysokých napětí. Praha: SNTL, 1956.

[2] DREXLER, P. Metody měření ultrakrátkých neperiodických elektromagnetických impulsů. Disertační práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 5.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Petr Drexler, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá možnostmi vytváření velmi krátkých proudových impulsů vysoké úrovně. V rámci práce jsou řešeny jednotlivé části zdroje a navrženo jeho nejvhodnější řešení. Vybrané řešení tvarovací vedení bylo v laboratorním provedení realizováno. Dále byla realizována modifikace tvarovacího vedení s paralelními linkami. Z důvodu potřeby impedančního přizpůsobení a možnosti vysokého výkonového zatížení zátěže byla navržena a realizována vodní zátěž. Pro měření proudu vysokých úrovní byla navržena měřicí metoda založená na měření velikosti magnetického pole indukovaného proudem protékajícím zátěží.

Klíčová slova

Zdroj impulsu proudu, úschova energie, tvarovací vedení, tvarovací vedení s paralelními linkami, vodní zátěž, jiskřiště, Rogowskeho cívka.

Abstract

The bachelor's project is interested in the possibilities of a creating of very short high-level current pulses. Individual parts of the source and optimal design solutions are discussed in the project. The selected solution of pulse forming line generator has been realized in laboratory. As next, pulse forming line with parallel lines has been realized. For the reason of impedance matching and high power capabilities of load, it was designed and realized as a water type. For the measurement of high-level current pulse a measurement method based on current induced magnetic field sensing has been designed.

Keywords

Pulsed current source, energy storage, pulse forming line, pulse forming line with parallel lines, water load, spark gap, Rogowski coil.

Bibliografická citace práce

MYŠKA, R., *Zdroj proudového impulsu vysoké úrovně*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky, 2009. 64 s., Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Petr Drexler, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Zdroj proudového impulsu vysoké úrovně jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 5. června 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Petru Drexlerovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další velice cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 5. června 2009

.....
podpis autora

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	7
SEZNAM TABULEK	10
1. Úvod.....	11
2. Uložení elektrické energie.....	13
2.1. Kapacitní uložení energie.....	13
2.2. Induktivní uložení energie.....	14
2.3. Kinetická úschova energie	16
2.4. Chemické uložení energie	18
2.5. Výběr typu uložení energie	18
2.5.1. Rešerše kondenzátorů.....	18
2.5.2. Koaxiální vedení.....	19
3. Provedení zdroje proudového impulsu vysoké úrovně.....	21
3.1. Možnosti řešení	21
3.1.1. RC obvod.....	21
3.1.2. RLC obvod.....	21
3.1.3. Marxův generátor.....	22
3.1.4. Tvarovací vedení	23
3.1.5. Tvarovací vedení s paralelními linkami	24
3.1.6. Tvarovací vedení typu Blumlein.....	25
3.2. Výběr řešení zdroje proudového impulsu	26
4. Simulace	27
4.1. RLC obvod	27
4.2. Marxův generátor	28
4.3. Tvarovací vedení	28
4.4. Tvarovací vedení typu Blumlein	31
5. Spínací prvky	33
5.1. Thyatron.....	33
5.2. Tyristor	33
5.3. Jiskřiště.....	34
5.4. Tranzistor	35
5.5. Výběr spínacího prvku	35
6. Realizace zdroje.....	36
6.1. Realizace tvarovacího vedení PFL	36
6.1.1. PFL s kabelem RG-58	37
6.1.2. PFL s paralelními linkami RG-58 a rezistorovou zátěží.....	39
6.1.3. PFL s kabelem URM 67	41
6.2. Vodní zátěž.....	41
6.2.1. Vodní zátěž s válcovým uspořádáním elektrod	42
6.2.2. Vodní zátěž s koaxiálním uspořádáním elektrod.....	46
6.3. PFL s kabelem URM 67 a vodní zátěží.....	49
6.4. PFL s paralelními linkami RG-58 a vodní zátěží.....	52
6.5. PFL s paralelními linkami URM 67 a vodní zátěží.....	54
6.6. Měření proudů vysokých úrovní	56
7. Závěr.....	60
Seznam použité literatury.....	61
Seznam použitých zkratk a symbolů	63

SEZNAM OBRÁZKŮ

obr.1.1 :	Základní princip pulzního generování s vysokou výstupní úrovní energie[1] (vlevo časový průběh vstupu a vpravo výstupu pulzního generátoru)	11
obr.1.2 :	Blokové schéma obecného zdroje impulsu	11
obr.2.1 :	Kondenzátor vyplněný dielektrikem s vyznačením směru působení elektrického pole[4].....	14
obr.2.2 :	Vzduchová cívka s vyznačením směru působení magnetického pole a toku proudu[2].....	15
obr.2.3 :	Homopolární generátor[3]	17
obr.2.4 :	Podélný řez koaxiálním vedením [7].....	19
obr.3.1 :	a)RC obvod, b) průběh napětí na zátěži po připojení kondenzátoru	21
obr.3.2 :	a) paralelní RLC obvod, b) časový průběh proudu v obvodu (tlumené kmity)	22
obr.3.3 :	Obecné schéma Marxova generátoru.....	23
obr.3.4 :	a) schéma zapojení obvodu s PFL, b) výstupní napětí	23
obr.3.5 :	Průběh napětí na vedení po sepnutí spínače a) vlna postupující směrem ke zdroji ,.....	24
obr.3.6 :	a) průběh napětí na zátěži pro $Z_L > Z_0$, b) průběh napětí na zátěži pro $Z_L < Z_0$	24
obr.3.7 :	Schéma zapojení PFL s n paralelními linkami	25
obr.3.8 :	Tvarovací vedení typu Blumlein	26
obr.4.1 :	Schéma zapojení RLC obvodu pro simulaci	27
obr.4.2 :	Výsledek simulace pro RLC obvod, průběh proudu na rezistoru R1	27
obr.4.3 :	Schéma zapojení Marxova generátoru pro simulaci.....	28
obr.4.4 :	Výsledek simulace pro Marxův generátor, průběh napětí na jednotlivých kondenzátorech.....	28
obr.4.5 :	Schéma zapojení základního provedení PFL pro simulaci.....	28
obr.4.6 :	Výsledky simulace pro PFL, kde horní průběh je proud tekoucí rezistorem R3 a spodní průběh je napětí na rezistoru R3	29
obr.4.7 :	Schéma zapojení pro simulaci PFL se sériovou indukčností rezistoru	29
obr.4.8 :	Výsledky simulace pro PFL se sériovou indukčností rezistoru, kde horní kde horní průběh je proud tekoucí zátěží a spodní průběh je napětí na zátěži.....	29
obr.4.9 :	Schéma zapojení PFL s paralelními linkami pro simulaci	30
obr.4.10 :	Výsledky simulace pro PFL s paralelními linkami, kde horní kde horní průběh je proud tekoucí rezistorem R3 a spodní průběh je napětí na rezistoru R3....	30
obr.4.11 :	Schéma zapojení PFL pro simulaci s paralelními linkami a jiskřištěm v každé větvi, simulace nesynchronního spouštění jiskřišť.....	31
obr.4.12 :	Výsledky simulace pro PFL s paralelními linkami a jiskřištěm v každé větvi, průběh ukazuje výsledný napěťový impuls na rezistoru R1.	31

obr.4.13 :	Schéma zapojení typu Blumlein pro simulaci	31
obr.4.14 :	Výsledky simulace pro Blumlein, kde horní kde horní průběh je proud tekoucí rezistorem R5 a spodní průběh je napětí na rezistoru R5.....	32
obr. 5.1 :	Struktura tyristoru, VA charakteristika tyristoru[12]	34
obr.5.2 :	Bipolární tranzistor v zapojení SE jako spínač (v oblasti nasycení)[12].....	35
obr.6.1 :	Laboratorní zapojení PFL a)pohled na cele zapojení, b)detailní pohled na jiskřiště,zátěž a měřicí sondy napětí a proudu.....	37
obr.6.2 :	Proudový a napěťový impulz na zátěži zaznamenaný na osciloskopu.....	38
obr.6.3 :	Detail náběžné hrany proudového a napěťového impulzu	38
obr.6.4 :	Detail náběžné hrany proudového a napěťového impulzu při použití laboratorního jiskřiště.....	39
obr.6.5 :	Laboratorní zapojení PFL s paralelními linkami s použitím rezistorové zátěže a laboratorního jiskřiště.....	40
obr.6.6 :	Proudový a napěťový impulz na rezistorové zátěži.....	40
obr.6.7 :	Napěťový impulz na poškozené zátěži	41
obr 6.8 :	Graf závislosti koncentrace elektrolytu (síran měďnatý rozpuštěný v destilované vodě) na jeho rezistivitě převzato z [15], v grafu je vyznačena velikost koncentrace při vypočtené rezistivitě.	43
obr.6.9 :	Možnost konstrukční provedení vodní zátěže s válcovým uspořádáním elektrod	44
obr.6.10 :	Konstrukční návrh vodní zátěže s koaxiálním uspořádání elektrod ,a) horizontální řez, b) vertikální řez, rozměry odpovídají skutečným rozměrům zátěže	47
obr. 6.11 :	Realizovaná zátěž s koaxiálním uspořádáním elektrod	47
obr.6.12 :	Graf závislosti modulu impedance zátěže na frekvenci	48
obr.6.13 :	Graf závislosti fáze impedance zátěže na frekvenci	49
obr. 6.14 :	Proudový a napěťový impulz na zátěži při nabíjecím napětí $U_{nab} = 10$ kV.....	50
obr. 6.15 :	Detail náběžné hrany proudového a napěťového impulzu při nabíjecím napětí $U_{nab} = 10$ kV	50
obr 6.16 :	Proudový a napěťový impulz na zátěži při nabíjecím napětí $U_{nab} = 20$ kV.....	51
obr. 6.17 :	Detail náběžné hrany proudového a napěťového impulzu při nabíjecím napětí $U_{nab} = 20$ kV.	52
obr.6.18 :	Laboratorní zapojení tvarovacího vedení s paralelními linkami a vodní zátěží	53
obr.6.19 :	Proudový a napěťový impulz na vodní zátěži	53
obr. 6.20 :	Uspořádání pracoviště pro PFL s paralelními linkami URM 67	54
obr. 6.21 :	Pohled na způsob připojení zátěže k paralelním linkám přes experimentální jiskřiště	55
obr. 6.22 :	Generovaný napěťový impulz na zátěži	55
obr. 6.23 :	Detail náběžné hrany napěťového impulzu	56

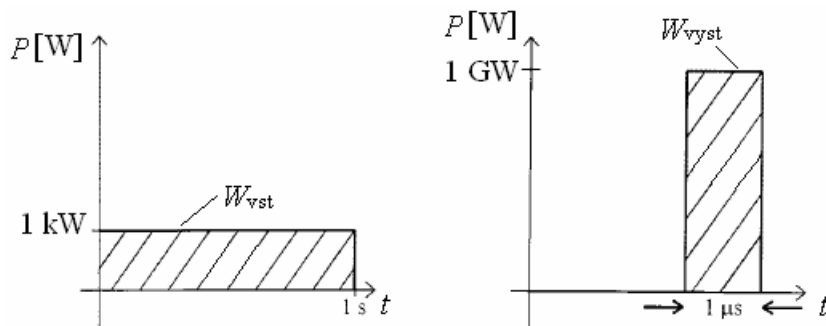
obr.6.24 :	Rogowskeho cívka jako senzor elektrického proudu [5].....	58
obr.6.25 :	Náhradní obvodové schéma Rogowskeho senzoru se zatěžovacím odporem R_L [5]	58

SEZNAM TABULEK

Tab.2.1 :	Přehled koaxiálních kabelů vhodných pro řešení zdroje[8]	20
Tab. 6.1 :	Důležité parametry koaxiálních kabelů využitých při realizaci tvarovacího vedení	36
Tab. 6.2 :	Výsledky měření závislosti impedance rezistorů zamýšlených pro realizaci na frekvenci.....	36
Tab. 6.3 :	Chemické a fyzikální vlastnosti síranu měďnatého.....	42
Tab. 6.4 :	Vypočtené rozměry zátěže pro volené hodnoty frekvence a rezistivity	45
Tab. 6.5 :	Změřené hodnoty impedance(absolutní hodnota + fáze) zátěže v závislosti na frekvenci.....	48

1. Úvod

Základním principem generování impulsů s vysokou výstupní úrovní výkonu je přenesení vstupní energie dodávané s malým výkonem po dlouhý časový interval na výstup systému s vysokým výkonem a krátkou dobou trvání. Toho se docílí uchováním vstupní energie v akumulacním prvku a následné uvolnění nahromaděné energie do zátěže [1].

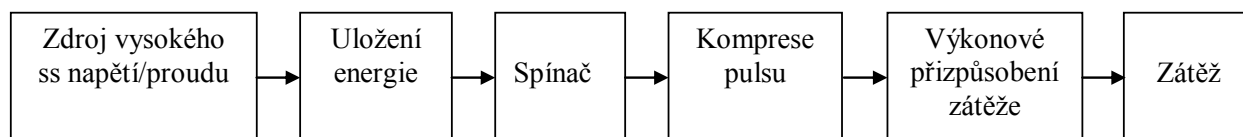


obr.1.1 Základní princip pulzního generování s vysokou výstupní úrovní energie[1] (vlevo časový průběh vstupu a vpravo výstupu pulzního generátoru) .

Na obr.1.1 je znázorněn základní princip impulsního zdroje. Vstupní impuls o výkonu $P_1 = 1 \text{ kW}$ a šířce $t_{p1} = 1 \text{ s}$ je převeden na impuls o výkonu $P_2 = 1 \text{ GW}$ a šířce $t_{p2} = 1 \mu\text{s}$. V tomto ideálním případě se jedná o bezztrátový systém kde se elektrická energie přivedená na vstup rovná hodnotě energie na výstupu $W_{vst} = W_{vyst}$.

Obecné blokové schéma pulzního zdroje sestává z těchto bloků:

- zdroj vysokého stejnosměrného napětí/proudu
- úschova elektrické energie
- spínač
- komprese pulzu
- obvod pro výkonové přizpůsobení zátěže
- zátěž



obr.1.2 Blokové schéma obecného zdroje impulsu

V blokovém schématu na obr.1.2 mají bloky následující funkce.

Zdroj vysokého napětí/proudu – zajišťuje dodávku elektrické energie do akumulacního prvku. Zdroj musí být schopen přeměnit vstupní nízké napětí na stejnosměrné napětí s hodnotou řádově v kV, toho se dá docílit např. pomocí násobiče napětí. Resp. je třeba aby zdroj dodával stejnosměrný proud o velikosti desítek až stovek ampérů.

Uložení energie – slouží pro akumulaci elektrické energie dodávané ze zdroje, akumulacním prvkem může být např. kondenzátor nebo cívka. Mezi prvky které se dále dají využít pro úschovu elektrické energie, ale jako zdroj využívají jiný než elektrický, patří např. homopolární generátor, kompulzátor nebo chemická úschova ve formě výbušniny.

Spínač – od rychlosti sepnutí spínače se odvíjí doba náběžné hrany impulsů, proto musí doba sepnutí být velmi rychlá (desítky pikosekund až jednotky nanosekund) aby byl splněn požadavek na parametry impulsu. Jako spínač se dá např. použít jiskřiště, tyristor, tyratron nebo tranzistor.

Komprese pulsu – Jde o volitelný blok, který slouží k vytvoření velmi strmé vzestupné hrany tj. k zformování impulsu na požadovaný tvar, při použití bývá zapojeno několik těchto bloků za sebou.

Výkonové přizpůsobení zátěže – je nutné pro přenesení maximálního výkonu do zátěže a pro omezení odrazů. Přizpůsobení se dá provést např. pomocí koaxiálního vedení.

Požadavkem plynoucím ze zadání projektu je návrh a realizace impulsního zdroje napětí a proudu s vysokou úrovní a krátkou dobou trvání. Impuls výstupního napětí by měl dosahovat hodnot v řádu jednotek až desítek kV. Při aplikaci napěťového impulsu na přizpůsobenou zátěž tak bude možno vytvořit impulsní proud s vrcholovou hodnotou dosahující hodnot stovek až jednotek tisíců ampérů. Navržený zdroj bude používán pro testování vlastností senzorů impulsních proudových průběhů s extrémními parametry. Důležité je také brát ohled na časové relace generovaného proudového impulsu. Doba náběžné hrany by měla pokud možno dosahovat jednotek nanosekund. Bude tak možné testovat i širokopásmové proudové senzory. V práci budou diskutovány jednotlivé možnosti realizací impulsních zdrojů. Na základě zjištěných parametrů a vlastností bude vybráno řešení zdroje vhodného pro laboratorní realizaci, realizovaný zdroj bude popsán spolu s výsledky měření parametrů generovaného proudového impulsu.

2. Uložení elektrické energie

Na místě bloku uložení energie ve schématu na obr.1.2 je možno použít různé způsoby. Nejvýznamnějšími jsou uložení kapacitní, induktivní, kinetické a chemické. Liší se možnostmi v dosažení měrné hustoty akumulované energie a realizační náročností. V následujícím textu budou jejich vlastnosti diskutovány.

2.1. Kapacitní uložení energie

V nejjednodušším případě se dá provést pomocí kondenzátoru který je tvořen dvěma rovnoběžnými deskami, jejichž účinná plocha má obsah S a jejichž vzdálenost je d . Připojíme-li tento kondenzátor ke svorkám zdroje, vznikne na desce s vyšším potenciálem náboj $+Q$, na druhé náboj $-Q$. Mezi deskami vznikne homogenní elektrostatické pole s intenzitou E [4].

$$E = \frac{U}{d} \quad (2.1)$$

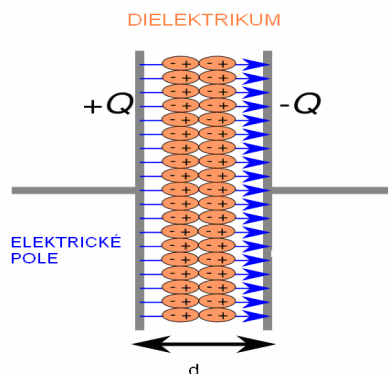
Pokud vyplníme prostor mezi deskami kondenzátoru dielektrikem, jeho kapacita se zvětší. Po připojení tohoto kondenzátoru ke zdroji napětí vznikne opět elektrostatické pole s intenzitou danou vzorcem (2.1). K tomu je ale nutno přivést na desky větší náboj než v případě kondenzátoru bez dielektrika – musí se překonat účinek vázaných nábojů vzniklých polarizací dielektrika[4]. Pokud se nenabije kondenzátor na napětí U bude na deskách kondenzátoru náboj Q , mezi tímto napětím a nábojem platí vztah, viz. [4]:

$$Q = CU \quad (2.2)$$

Dále lze určit vztah pro práci vykonanou elektrostatickými silami W [4].

$$W = E_e = \frac{1}{2}QU = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} \quad (2.3)$$

Tato práce bude rovna energii elektrického pole kondenzátoru E_e . Rovnost práce vykonané elektrostatickými silami a energie kondenzátoru plyne ze zákona zachování energie. Energie dodaná prací elektrostatických sil se spotřebovala k polarizaci dielektrika, kterým je kondenzátor vyplněn. Energie zůstane v polarizovaném dielektriku ve formě energie elektrostatického pole. Nabítený kondenzátor je tak zdrojem elektrické energie[4].



obr.2.1 Kondenzátor vyplněný dielektrikem s vyznačením směru působení elektrického pole[4]

Pro kapacitu C kondenzátoru platí vztah (jen pro deskový kondenzátor) viz. [4] :

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d}, \quad (2.4)$$

kde ε_0 je permitivita vakua, ε_r je relativní permitivita dielektrika, S plocha elektrod a d vzdálenost elektrod.

Pro měrnou objemovou hustotu energie elektrostatického pole w_e kondenzátoru je odvozen vztah [3]

$$w_e = \frac{1}{2} \varepsilon_r E^2, \quad (2.5)$$

kde E je velikost elektrického pole. Hustota energie elektrostatického pole w_w vztažena k hmotnosti kondenzátoru je dána vztahem v prameni [3]

$$w_w = \frac{\varepsilon_r E^2}{2\rho_H}, \quad (2.6)$$

kde ρ_H je měrná hustota dielektrika.

Výhody : cenová dostupnost kondenzátoru, velké množství velikostí vyráběných kapacit s různě velkými provozními napětími (nn,vn,vvn).

Nevýhody: elektrická pevnost dielektrika- velikost elektrické intenzity, při níž dojde k elektrickému průrazu[4]. U pevných dielektrik může dojít i k mechanickému poškození. Kapacity vyráběných kondenzátoru nedosahují velikostí kapacit homopolárního generátoru.

2.2. Induktivní uložení energie

Provádí se pomocí indukčnosti cívky tj. její schopností změnit elektrickou energii na energii magnetického pole. Čím větší je indukčnost cívky, tím silnější magnetické pole kolem cívky vznikne při stejné velikosti elektrického proudu procházejícího cívkou. Indukčnost cívky v provedení solenoidu lze ovlivnit počtem závitů, rozměry a tvarem cívky a prostředím

kolem cívky - zvláště vložení jádra do cívky[8]. Z geometrických vlastností solenoidu lze určit jeho indukčnost L [4] pomocí vztahu

$$L = \frac{\mu n^2}{l} S, \quad (2.7)$$

kde μ je permeabilita prostředí; n počet závitů; l délka solenoidu a S je průřezu solenoidu.

Po připojení zdroje napětí k cívce v ní narůstá proud z nulové hodnoty a po dosažení doby τ [4], což je časová konstanta přechodného děje, dané vztahem

$$\tau = \frac{L}{R}, \quad (2.8)$$

kde R je vnitřní odpor zdroje napětí, má hodnotu $I_{\max}/e$. Současně se vytváří magnetické pole cívky B

$$B = \mu H, \quad (2.9)$$

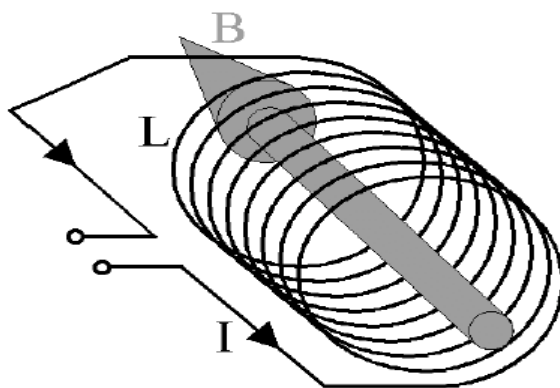
které uchovává energii[4]. Za dobu Δt se proud v cívce zvětší o ΔI a energie magnetického pole cívky se zvětší o ΔE_m [4]:

$$\Delta E_m = W = L \frac{\Delta I}{\Delta t} I \Delta t = \Phi \Delta I, \quad (2.10)$$

kde Φ je magnetický indukční tok.

Maximální energie magnetického pole cívky E_m [4], kterou prochází ustálený proud I_0 je dána vztahem:

$$E_m = \frac{1}{2} L I_0^2. \quad (2.11)$$



obr.2.2 Vzduchová cívka s vyznačením směru působení magnetického pole a toku proudu[2]

Pro měrnou objemovou hustotu energie magnetického pole w_b cívky je odvozen vztah [3]

$$w_b = \frac{1}{2\mu} B^2. \quad (2.12)$$

Měrná hustota energie magnetického pole cívky w_w [3] vztažená k hmotnosti je dána vztahem:

$$w_w = \frac{\frac{B^2}{2\mu} \pi r^2}{m}, \quad (2.13)$$

kde m je hmotnost cívky dána vztahem :

$$m = 2\rho_H \pi r l, \quad (2.14)$$

kde r je poloměr solenoidu, ρ_H je měrná hustota provedení solenoidu a l je jeho délka.

Principu induktivní úschovy energie se využívá například u tzv. Supravodivého akumulátoru energie (SMES - Superconducting Magnetic Energy Storage). Energie je akumulována v magnetickém poli supravodivé cívky protékané proudem. Tato cívka je zhotovena ze supravodivého vodiče, takže v ní dochází k minimálním odporovým ztrátám, a proto energie cívce dodaná může být i za dlouhou dobu bezvýrazných ztrát odebrána. Tento akumulátor je možno využít v energetice pro dodávky elektrické energie při špičkových odběrech [2].

Výhody : nízké náklady na výrobu, jednoduchá konstrukce (při nízké indukčnosti).

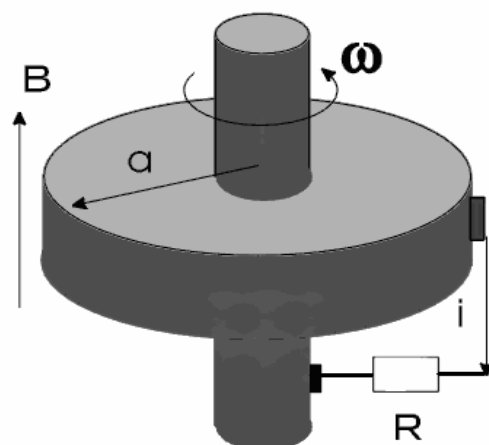
Nevýhody: se zvyšující se indukčností rostou geometrické rozměry cívky,

2.3. Kinetická úschova energie

Tento způsob uložení energie je založen na principu přeměny kinetické energie dodávané na rotor tvořený setrvačником na elektrickou energii. To se dá provést například pomocí kompulzátoru a nebo homopolárního generátoru [3].

Kompulzátor (kompenzovaný pulzní alternátor) - jedná se o typ zdroje elektrické energie. Uskladněná kinetická energie v rotujícím disku je z něj uvolňována ve formě energie elektrické. Kompenzací se myslí to, že zařízení má co nejmenší indukčnost, aby mohlo dodávat energii v co nejsilnějších a zároveň nejkratších pulzech [3].

Homopolární generátor (Faradayův disk) – je zobrazen na obr. 2.3, jde o vodivý setrvačník rotující úhlovou rychlostí ω v poli permanentního magnetu o velikosti B , mezi okrajem a středem setrvačniku se generuje napětí. Existují i jiné konfigurace, ve kterých může rotovat magnet [3].



obr.2.3 Homopolární generátor[3]

Pro měrnou objemovou hustotu energie kinetické energie w_k homopolárního generátoru je odvozen vztah [3]

$$w_k = \frac{\frac{1}{2} J_0 \omega^2}{\frac{m}{\rho_H}}, \quad (2.15)$$

kde J_0 je moment setrvačnosti rotoru, m hmotnost rotoru a ρ_H hustota materiálu setrvačníku. Napětí U_i na výstupních svorkách homopolárního generátoru je dáno vztahem odvozeným v prameni [3]:

$$U_i = \frac{1}{2} a^2 \omega B, \quad (2.16)$$

kde a je poloměr setrvačníku. Proud I zátěží připojené na výstupní svorky homopolárního generátoru

$$I = \frac{U_i}{R}. \quad (2.17)$$

Kapacita C homopolárního generátoru je odvozena ve zdroji [3]

$$C = \frac{2\pi\rho_H t}{B^2}. \quad (2.18)$$

Pozn. Například pro homopolární generátor s výškou rotoru $t = 0,2$ m, $B = 1$ T a hustotou materiálu rotoru $\rho_H = 9 \cdot 10^3$ kg.m⁻³. Lze dosáhnout ekvivalentní kapacity $C = 10000$ F.

Výhody : jednoduchá principiální konstrukce rotoru (setrvačníku), protože není tvořen vinutím a nepotřebuje komutátor a napětí může být snadno dodáno do zátěže. Ve srovnání s kondenzátorem může dosáhnout několikanásobné vyšší kapacity.

Nevýhody: opotřebovávání kartáčů, generátor musí obsahovat zdroj mechanické energie z toho vyplývá náročná celková konstrukce

2.4. Chemické uložení energie

Chemická úschova energie je založena na principu uvolnění kinetické energie výbušniny na chemické bázi. Tato energie se následně využije ke kompresi hustoty magnetického indukčního toku (magnetické indukce B) cívky jak je popsáno v prameni [5].

Hustota energie vztažená k hmotnosti výbušniny při explozi má stejnou velikost jako hustota tepelné energie při explozi, pro TNT je tato energie 2,6 MJ/kg, při objemu výbušniny 10^{-3} m^3 , hustotě 1500 Kg/m^3 , spalném teple 4 MJ/kg a detonační rychlosti 6800 m/s.

Výhody : možnost dosažení velké měrné hustoty akumulované energie.

Nevýhody: vysoké náklady, nelze použít vícenásobně, náročná konstrukce, legislativní omezení.

2.5.Výběr typu uložení energie

Pro další řešení zdroje proudového impulsu vysoké úrovně se jeví jako nejlepší kapacitní varianta pro úschovu elektrické energie a to z důvodu snadného dosažení požadovaného množství energie vhodnou volbou kondenzátoru. Dále u této metody nevzniká riziko ovlivňování okolních systémů jako u cívky a samotná realizace v obvodu je snadnější než pro cívku i homopolární generátor. Dále se tato metoda dá použít opakovaně na rozdíl od použití chemické úschovy energie která by byla navíc i finančně nákladná .

Variantou aplikace kapacitního uložení je využití koaxiálního vedení coby kondenzátoru. Výhodou koaxiálního vedení je poměrně vysoká elektrická pevnost dielektrika mezi vodiči u speciálních kabelů. Kapacita je určena zvolenou délkou vedení. Dielektrikum koaxiálních kabelů má poměrně malý svod. Koaxiální vedení mají také definovanou charakteristickou impedanci a je možné je tak zároveň využít pro přizpůsobení k zátěži. Lze tak obdržet tvarované pravoúhlé impulsy napětí na přizpůsobené zátěži. Jejich doba nástupné a sestupné hrany je určena rychlostí spínacího prvku. Pro koaxiální vedení se používá termín tvarovací vedení. V anglicky psané literatuře pak zkratka PFL (Pulse Forming Line).

2.5.1. Rešerše kondenzátorů

Podle tvaru lze rozlišit kondenzátory na deskové, válcové, kulové, svitkové.Podle použitého dielektrika lze kondenzátory rozdělit na [8]:

- **vzduchové-** Jsou v nejjednodušší formě tvořeny dvěma vodivými deskami, které jsou od sebe ve vzdálenosti d . Kapacita takového kondenzátoru je dána vztahem (2.4) nevýhodou tohoto provedení je to, že dielektrikum je tvořeno vzduchem který má oproti jiným dielektrikům nízkou elektrickou pevnost.
- **elektrolytické** Jsou podstatně odlišné od jiných typů kondenzátorů. Katoda je tvořena vodivým elektrolytem, který může být jak tekutý, polosuchý nebo pevný. Anoda je tvořena čistou hliníkovou fólií na které je tenká vrstva Al_2O_3 (oxid hliníkový), tato vrstva je dielektrikum. Pokud kondenzátor není dlouhou dobu pod napětím jeho kapacita C se zmenší. Do jisté úrovně se dá zase obnovit připojením napětí. Elektrody mají velký

povrch, který je tvořen nepravidelně naleptanou strukturou povrchu hliníku. Jeho výhodou je vysoká měrná kapacita, nevýhodou naopak to, že nesmí být přepólován a má nízká provozní napětí.

- **svítkové** Fóliové kondenzátory se běžně vyrábějí v hodnotách od jednotek do stovek nanofaradů a napětí od 63 do desítek kV. Jsou tvořeny dvěma elektrodami ve formě hliníkového pásu, které odděluje dielektrická fólie z polykarbonátu nebo polyetylénu. Celý kondenzátor je svinut do tvaru svitku (odtud název) a vhodně zapouzďřen. Tyto kondenzátory jsou teplotně stabilní a hodí se proto i do rezonančních obvodů. Nevýhodou těchto kondenzátorů je, že vytvořením svitku z hliníkových pásu (elektrod) se vytváří závity což se projeví parazitní indukčností kondenzátoru.
- **Keramické** dielektrikum tvoří keramika, nízká provozní napětí.
- **kapacitní dioda - varikap** využívá kapacity přechodu PN diody zapojené v závěrném směru, využívá se např. v radielektronice jako proměna kapacita oscilátorů.

2.5.2. Koaxiální vedení

Skládá se z jednoho válcového vnějšího vodiče (vodivé opletení) a jednoho drátového nebo trubkového vnitřního vodiče, mezi kterými je vloženo dielektrikum obr.2.4. Vnější vodič může být zvenčí pokryt ochranou izolační vrstvou zabraňující vniku vlhkosti. Charakteristickou impedanci Z_{0V} koaxiálního vedení lze vypočítat podle vzorce viz. [7]

$$Z_{0V} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{a_2}{a_1}, \quad (2.19)$$

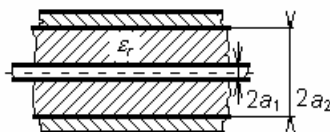
kde ϵ_r je relativní permitivita dielektrika, a_1 průměr vnitřního vodiče a a_2 průměr vnějšího vodiče.

Dalším důležitým parametrem potřebným při dalším řešení zdroje je stanovení měrné kapacity na jednotku délky vedení C_0 ta se dá vypočítat podle vzorce viz.[8]

$$C_0 = \frac{2 \cdot \pi \epsilon_r \epsilon_0}{\ln \frac{a_2}{a_1}}, \quad (2.20)$$

kde ϵ_0 je permitivita vakua

Pro běžná použití se vyrábějí koaxiální vedení (koaxiální kabely) různých typů. Středním vodičem je buď plný drát nebo lanko, vnějším vodičem je měděné opletení nebo vlnitá fólie. Na trhu jsou běžně dostupné koaxiální kabely s charakteristickou impedancí 50 Ω , 75 Ω , 60 Ω , 150 Ω . Jako dielektrikum se používá hlavně polyetylén (zkratka PE) nebo pěnový polyetylén (PL) [7].



obr.2.4 Podélný řez koaxiálním vedením [7]

Tabulka 2.1 Přehled koaxiálních kabelů vhodných pro řešení zdroje[8]

typ	charakteristická impedance	průměr středového vodiče	celkový průměr kabelu	v/c_0	průrazné napětí
RG-58/U	50Ω	0,9 mm	5 mm	0,66	10kV
RG-213/U	50Ω	7x0,0296mm	10,3 mm	0,66	20kV [14]
URM 67	50Ω	0,77mm	10,3 mm	0,66	40kV [14]

3. Provedení zdroje proudového impulsu vysoké úrovně

V následujícím textu budou diskutovány různé způsoby provedení zdroje proudového impulsu vysoké úrovně založené na kapacitní úschově elektrické energie a to RC obvod, RLC obvod a Marxův generátor. Dále jsou uvedeny tři možnosti řešení zdroje s využitím koaxiálního vedení a to PFL a jeho modifikace v zapojení s paralelními linkami a vedení typu Blumlein. Pro jednotlivé možnosti jsou provedeny simulace.

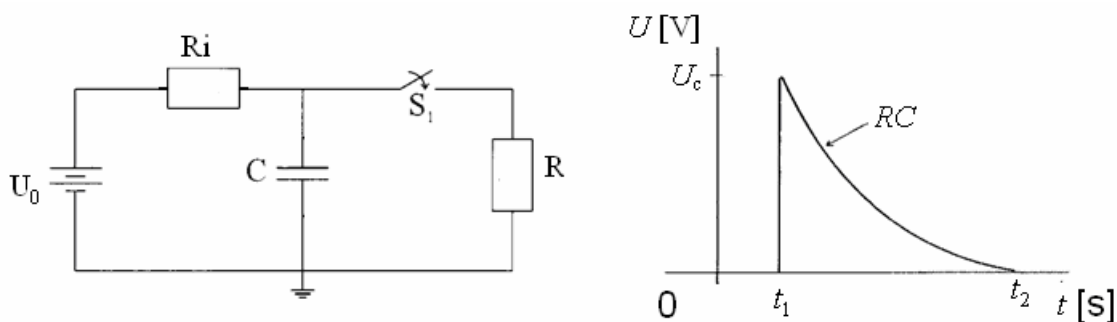
3.1. Možnosti řešení

3.1.1. RC obvod

Jedná se o nejjednodušší možné zapojení zdroje impulsu, kdy je kondenzátor C paralelně připojen k ohmické zátěži R . Po nabití na napětí U_0 je kondenzátor připojen k zátěži na které se objeví napětí u_c [1]

$$u_c = U_0 e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (3.1)$$

V čase t_1 je na zátěži napětí kondenzátoru U_0 , které exponenciálně klesá a v čase $t_2 = RC$ klesne na hodnotu U_0/e viz. obr.3.1.



obr.3.1 a) RC obvod, b) průběh napětí na zátěži po připojení kondenzátoru

Časová konstanta τ

$$\tau = RC, \quad (3.2)$$

udává čas ve kterém klesne napětí v obvodu na hodnotu rovnu U_0/e . Platí pouze pro ideální ohmickou zátěž. V reálném obvodu se tato doba prodlouží vlivem parazitní impedance kondenzátoru a zátěže.

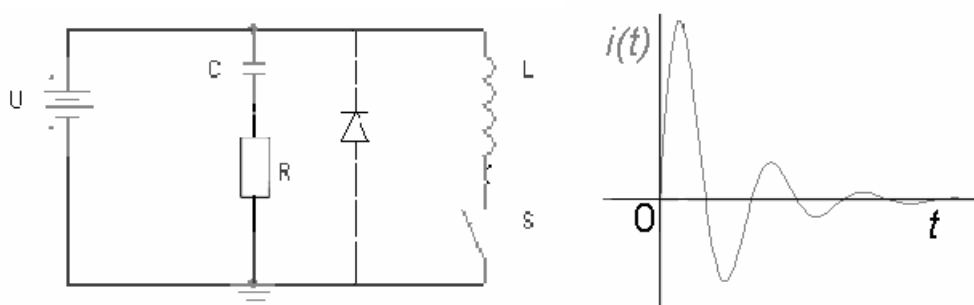
3.1.2. RLC obvod

Je tvořen kondenzátorem C který je zapojen sériově s rezistorem R a po sepnutí spínače S vytvoří paralelní obvod s cívkou L viz. obr.3.2.

Na začátku je kondenzátor nabit, má energii elektrostatického pole danou vztahem (2.3). Po sepnutí spínače se začne kondenzátor vybíjet. Při vybíjení se jeho energie elektrostatického pole mění na energii magnetického pole cívky. Poté, co je zcela vybit, začíná se nabíjet na opačnou polaritu-energie magnetického pole cívky se opět mění na energii elektrického pole kondenzátoru. Energie se takto periodicky předává mezi cívkou a kondenzátorem. Kdyby byly prvky ideální, žádná by energie by se neztrácela - střídavý proud v obvodu by měl stále stejnou amplitudu. Tohoto stavu se v praxi nedá dosáhnout vlivem neideálních prvků, proto budou kmity tlumené a to hlavně vlivem nabíjecího rezistoru a ohmického odporu cívky. Část elektrické energie přivedené na cívku se změní v teplo namísto toho aby se změnila v energii magnetického pole, tímto dochází k postupnému tlumení kmitů (obr.3.2 b) kmitočet tlumených kmitů f_t je dán vztahem

$$f_t = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

Do obvodu je možno zapojit antiparalelně diodu, která omezuje namáhání spínače vysokým závěrným napětím, v případě jeho rozepnutí.

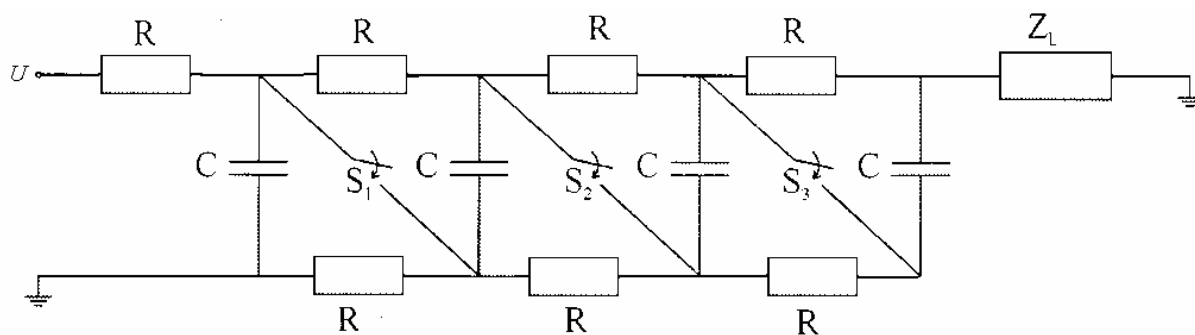


obr.3.2 a) paralelní RLC obvod, b) časový průběh proudu v obvodu (tlumené kmity)

3.1.3. Marxův generátor

Je zařízení vytvářející impulzy velmi vysokého napětí, které může dosáhnout řádově hodnoty stovek kV až jednotek MV a proudu který může dosáhnout až tisíců ampérů. Roku 1924 ho vynalezl Erwin Marx. Skládá se z kondenzátorů, které se nabíjejí paralelně a vybíjí sériově.

Po připojení napájecího napětí se kondenzátory nabíjí až do chvíle, než dojde k přeskoku v nejnižším jiskřišti (na obr.3.3 znázorněné obecně jako spínač S_1). Tím se zvýší napětí na dalším jiskřišti, které se také zapálí a tak dále, až jsou zapálena všechna. Tím se kondenzátory spojí do série a na výstupu se objeví impulz napětí [1]. Zapálená jiskřiště mají jen velmi malý odpor a nabíjecí rezistory tedy v tu chvíli nemají vliv. Nejnižší jiskřiště musí mít menší vzdálenost elektrod než ostatní, aby zapalovalo jako první. Nabíjecí rezistory kondenzátorů musí být dimenzovány na napájecí napětí. Tento požadavek musí splňovat i použité kondenzátory.



obr.3.3 Obecné schéma Marxova generátoru

Výsledné napětí U_z na zátěži je dáno velikostí nabíjecího napětí U kondenzátorů a jejich počtem N .

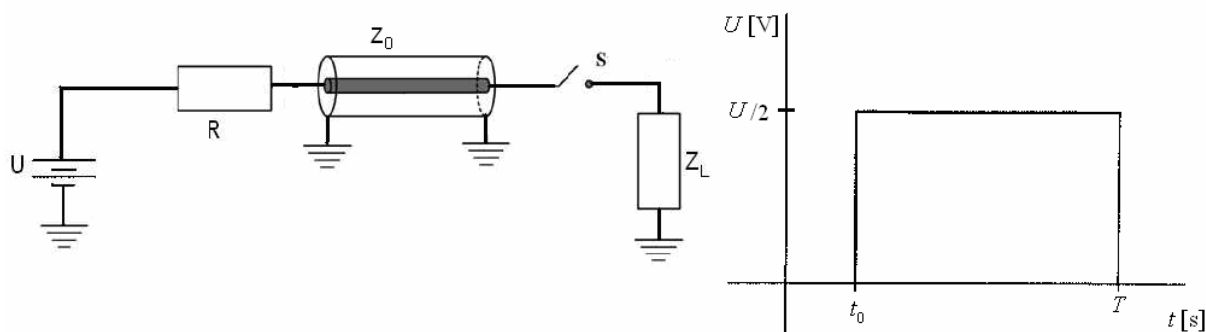
$$U_z = NU . \quad (3.4)$$

K spínání (připojování) kondenzátorů mohou být kromě jiskříšť použity například tyristory nebo lavinové tranzistory.

3.1.4. Tvarovací vedení

Pomocí tohoto systému se dají vytvářet krátké napěťové (proudové) pulzy obdélníkového průběhu (obr.3.4b). Tvarovací vedení (PFL) je tvořeno vedením délky l a impedancí Z_0 které je přes nabíjecí rezistor s odporem R připojeno ke zdroji vysokého stejnosměrného napětí. Druhý konec koaxiálního vedení je připojen k rychlému spínači, nejvhodnější je využití jiskříště viz.kap.5.5, které k němu připojí zátěž Z_L . Ta musí být impedančně přizpůsobena k impedanci Z_0 koaxiálního vedení.

$$Z_0 = Z_L . \quad (3.5)$$



obr.3.4 a) schéma zapojení obvodu s PFL, b) výstupní napětí

Připojením zátěže vznikne napěťový dělič tvořený charakteristickou impedancí vedení Z_0 a impedancí zátěže Z_L . Na vzdáleném konci vedení (strana zátěže) vznikne napěťový skok z U na $U/2$, který se jako vlna šíří zpětně vedením. Na blízkém konci vedení (strana zdroje)

dojde k odrazu jako na otevřeném konci, tj. s opačnou polaritou a šíří se vedením zpět k zátěži obr.3.5 za předpokladu, že

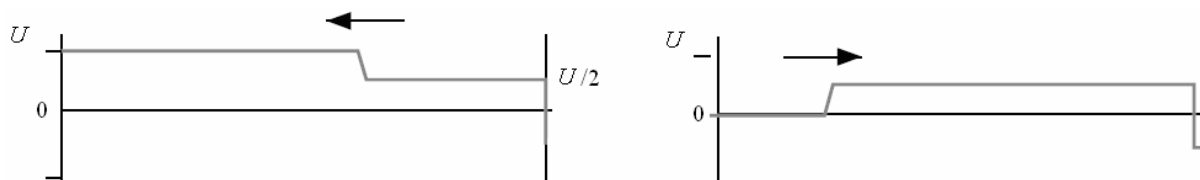
$$Z_K \gg Z_0, \quad (3.6)$$

kde impedance Z_K je tvořena odporem nabíjecího rezistoru R a vnitřním odporem zdroje. Na zátěži dojde k odečtení napět'ového skoku s opačnou polaritou od napětí $U/2$, které je přítomno na zátěži viz.[6]. Na zátěži tak vznikne pravoúhlý impuls.

Doba šíření vlny na vedení v obou směrech T tj. doba za kterou se vlna vrátí k zátěži, je určena délkou vedení a jeho permitivitou [1]:

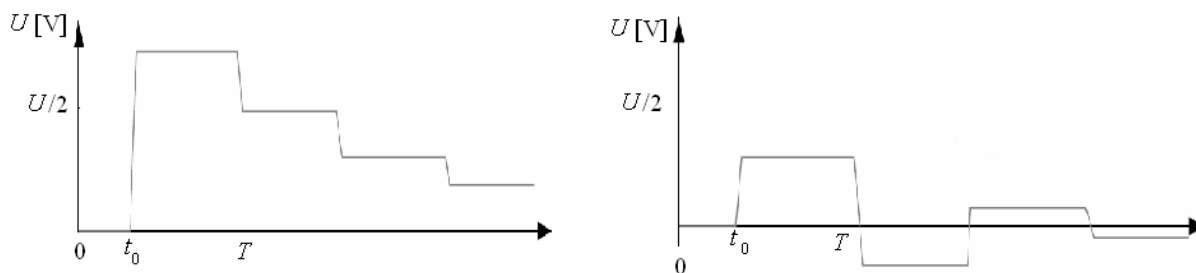
$$T_p = \frac{2l\sqrt{\epsilon_r}}{c}, \quad (3.7)$$

kde ϵ_r je relativní permitivita dielektrika koaxiálního vedení, d délka vedení a c rychlost světla.



obr.3.5 Průběh napětí na vedení po sepnutí spínače a) vlna postupující směrem ke zdroji , b)odražená vlna na konci vedení postupující směrem k zátěži

Při nesplnění podmínky (3.5), se na vzdálený konec vedení nevrací napětí s opačnou polaritou, ale s jiným kladným ($Z_L < Z_0$) nebo záporným napětím ($Z_L > Z_0$), to se sečte s napětím napět'ového skoku, výsledné napětí se znovu odrazí na zátěži a šíří se směrem k blízkému konci. Takto se napětí postupně snižuje až k nule. Tento jev se negativně projeví na sestupné hraně impulsu která nebude kolmá (platí pro ideální případ), nýbrž zvlněná jak ukazuje obr.3.6



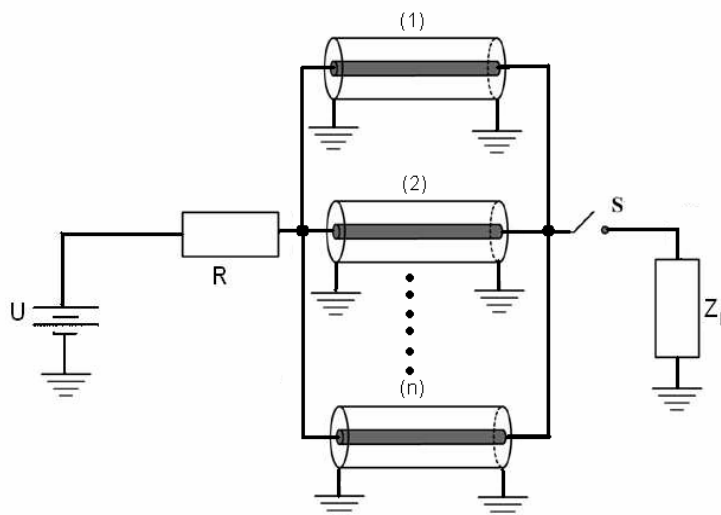
obr.3.6 a) průběh napětí na zátěži pro $Z_L > Z_0$, b) průběh napětí na zátěži pro $Z_L < Z_0$

3.1.5.Tvarovací vedení s paralelními linkami

Jde o modifikaci tvarovacího vedení a to tak, že vedení je rozděleno na n paralelních větví viz.obr.3.7. Charakteristická impedance vedení Z_0' je pak dána paralelní kombinací charakteristických impedancí Z_0 úseků vedení v jednotlivých větvích

$$Z_0' = \frac{Z_0}{n} . \quad (3.8)$$

Výsledná charakteristická impedance má nižší hodnotu než charakteristická impedance jednoho úseku vedení a jelikož se musí pro přizpůsobení použít zátěž hodnoty odpovídající charakteristické impedanci vedení znamená, že při stejném nabíjecím napětí koaxiálního vedení, které by bylo použito u PFL, lze dosáhnout vyšší úrovně proudového impulsu.



obr.3.7 Schéma zapojení PFL s n paralelními linkami

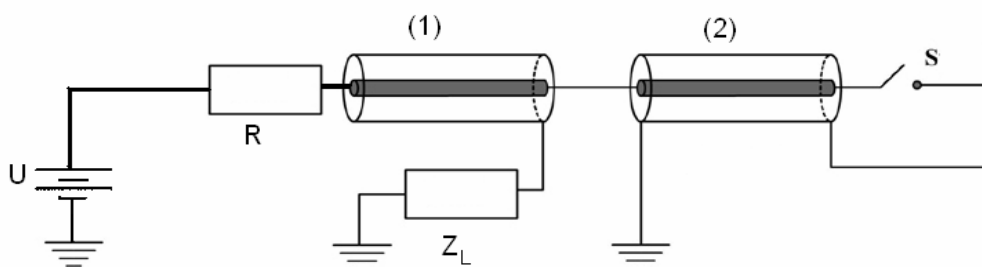
Zapojení PFL s paralelními linkami by se dále mohlo upravit tak, že v každé větvi by bylo umístěno jiskřiště čímž by se zmenšily požadavky na jiskřiště, protože proudové zatížení by se rozdělilo na jednotlivé jiskřiště. Jednotlivá jiskřiště by tak mohla mít menší rozměry než jedno společné z toho vyplývá, že by se zmenšila smyčka vedení → jiskřiště → zátěž a to znamená snížení indukčnosti této smyčky. Problém ale vzniká při spouštění jiskřišť jelikož může dojít k situaci kdy některé z jiskřišť bude mít elektrody blíže než ostatní a sepne při nižším napětí což by mělo za následek zdeformování náběžné hrany impulsu. Možnosti vyřešení tohoto problému by mohla být rázová ionizace vzduchu mezi elektrodami jiskřišť, čímž by se dočasně zvýšila vodivost v prostoru mezi elektrodami a došlo k zapálení jiskřišť. Ionizaci lze provést pomocí ultrafialového záření například z výkonové UV LED nebo UV zářivky.

3.1.6. Tvarovací vedení typu Blumlein

Jde o modifikaci systému PFL, s tím rozdílem, že výstupní obdélníkový impuls má velikost napájecího napětí zdroje tedy dvakrát vyšší napětí než u PFL, kde výstupní napětí dosahuje poloviny napájecího napětí. Sestává se ze dvou úseků koaxiálního vedení se stejnou délkou a charakteristickou impedancí, které jsou zapojeny do série viz. obr. 3.8. Mezi nulovým potenciálem a vnějším vodičem prvního úseku je zapojena zátěž Z_L která musí být výkonově přizpůsobena k oběma úsekům vedení

$$Z_L = 2Z_0 , \quad (3.9)$$

aby nedocházelo k odrazům popsaných u PFL.



obr. 3.8 Tvarovací vedení typu Blumlein

Výstupní napětí U_{ZL} je dáno vztahem odvozeném v prameni [13] :

$$U_{ZL} = \frac{2Z_L}{(Z_L + 2Z_0)} U. \quad (3.10)$$

3.2. Výběr řešení zdroje proudového impulsu

Z uvedených možností řešení zdroje proudového impulsu vysoké úrovně je vzhledem k požadavkům na zdroj, konstrukční náročnosti a nákladům na materiál vhodnou variantou pro realizaci systém PFL, protože splňuje všechny výše uvedené požadavky a to především na dobu náběžné hrany a úroveň proudového impulsu. Modifikací PFL na zapojení s paralelními linkami může být navíc dosaženo větší úrovně proudového impulsu při použití stejného nabíjecího napětí koaxiálního vedení.

Vedení typu Blumlein umožňuje dosažení napětového impulsu který má velikost napětí napájecího zdroje, ale velikost proudového impulsu je srovnatelná s velikostí impulsu u PFL, proto je konstrukce tohoto systému z hlediska generování proudových impulsů nepřínosná.

Realizace RLC obvodu je relativně jednoduchá, ale parazitní indukčnost vysokonapětového kondenzátoru způsobuje prodloužení náběžné hrany impulsu

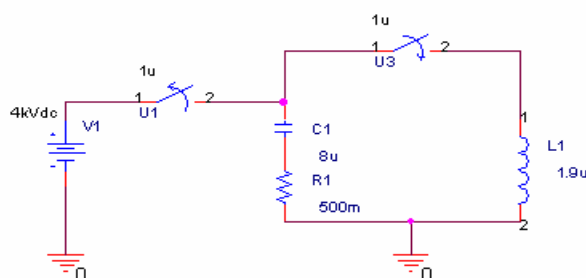
Konstrukce Marxovy banky je náročná s ohledem na konstrukční provedení, kde je nutno používat větší množství identických jiskřišť a nehodí se proto přímo pro realizaci jednoduchého laboratorního zdroje. Možností je modifikace banky na použití polovodičových prvků (např. lavinových tranzistorů) a menších dosažených výstupních napětí a proudů

4. Simulace

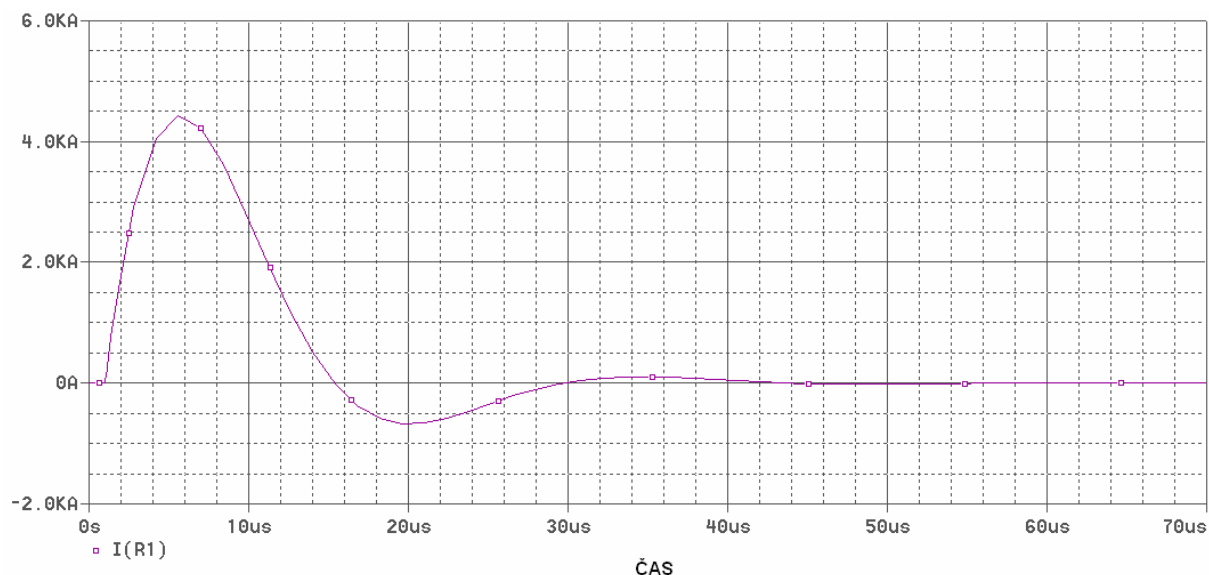
Pro varianty řešení zdroje RLC obvod, Marxův generátor, tvarovací vedení (PFL) a vedení typu Blumlein byly v programu Pspice provedeny simulace, které slouží k doplnění uvedených teoretických poznatků a zároveň jsou výsledky simulací dobrým pokladem pro výběr konkrétní varianty realizace zdroje. V následujících podkapitolách jsou uvedeny výsledky simulací pro jednotlivé možnosti provedení zdroje proudového impulsu. Uvedená schémata zapojení jsou převzata z programu Pspice, proto značení obvodových prvků odpovídá americké normě.

4.1. RLC obvod

Při této simulaci byly pro parametry obvodových prvků zadány hodnoty současného pracoviště pro generaci testovacích magnetických pulsů uvedených v prameni [5].



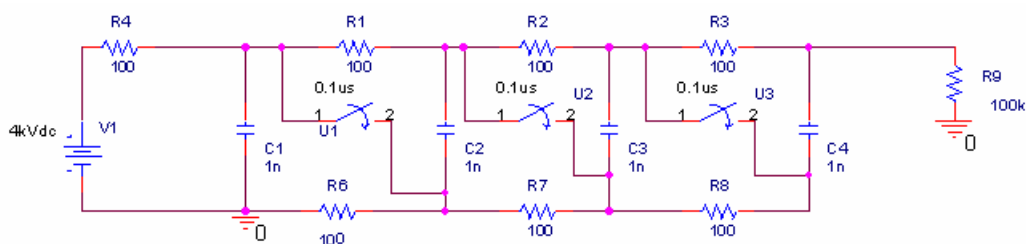
obr.4.1 Schéma zapojení RLC obvodu pro simulaci



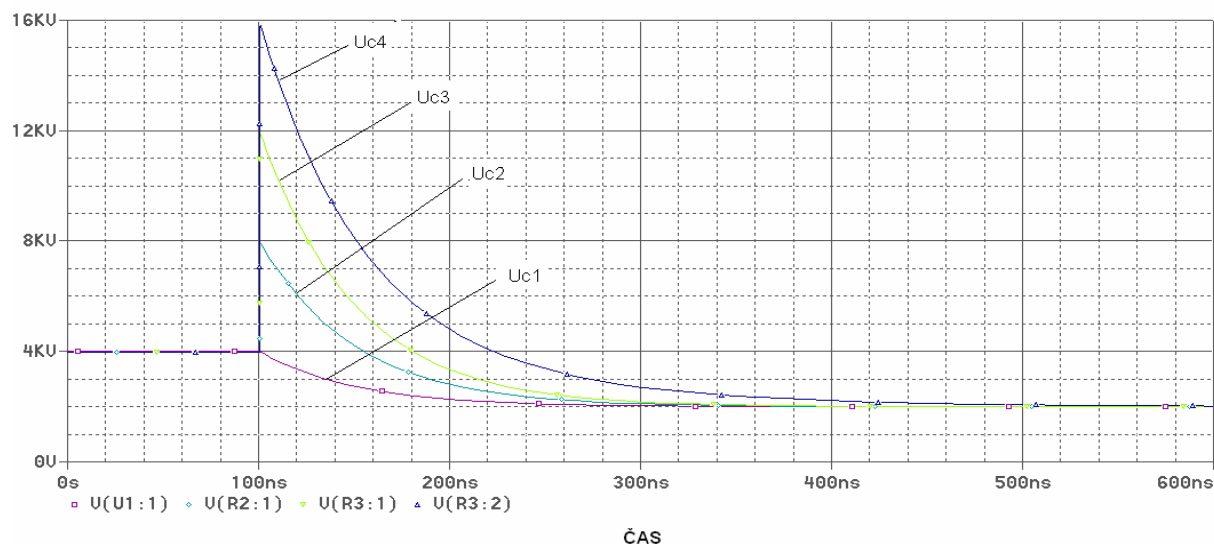
obr.4.2 Výsledek simulace pro RLC obvod, průběh proudu na rezistoru R1

Simulace ukázale, že doba náběžné hrany impulsu $t_p = 4 \mu s$ neodpovídá požadavků kladeným na impuls.

4.2. Marxův generátor



obr.4.3 Schéma zapojení Marxova generátoru pro simulaci

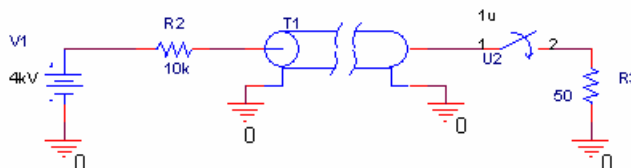


obr.4.4 Výsledek simulace pro Marxův generátor, průběh napětí na jednotlivých kondenzátorech

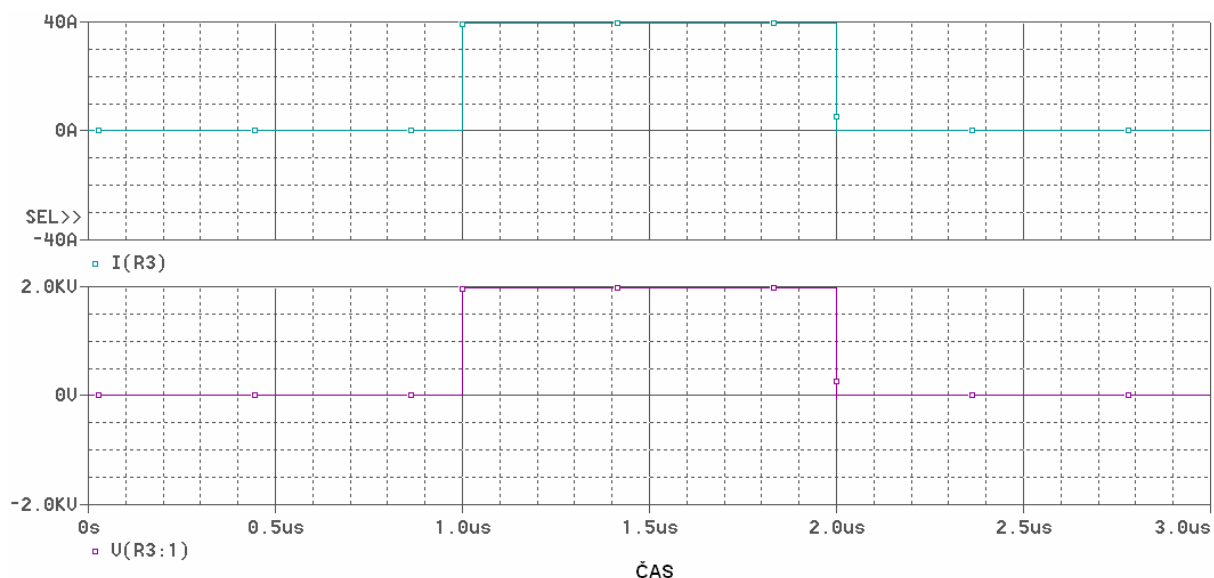
Ze simulace je patrné, že pomocí marxova generátoru lze generovat napěťový impulz jehož aplikací na vhodnou zátěž lze dosáhnout požadovaných hodnot proudového impulzu, nevýhodou tohoto systému je nutnost použití vícenásobných jiskřišť, která musí být spínána postupně což může způsobit deformaci náběžné hrany a nebo nedodržení požadavků na dobu náběžné hrany.

4.3. Tvarovací vedení

Pro tvarovací vedení byla provedena simulace pro základní provedení, dále byla provedena simulace pro zátěž tvořenou rezistorem a indukčností s hodnotami 10nH 500nH a 5μH. Tato indukčnost představuje parazitní indukčnost rezistoru. Tato simulace tedy zkoumá vliv indukčnosti na parametry impulzu. Další simulace byla provedena pro tvarovací vedení s paralelními linkami.

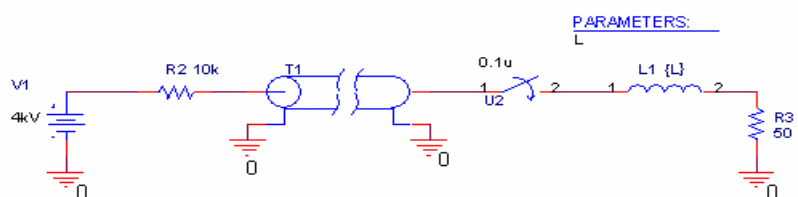


obr.4.5 Schéma zapojení základního provedení PFL pro simulaci

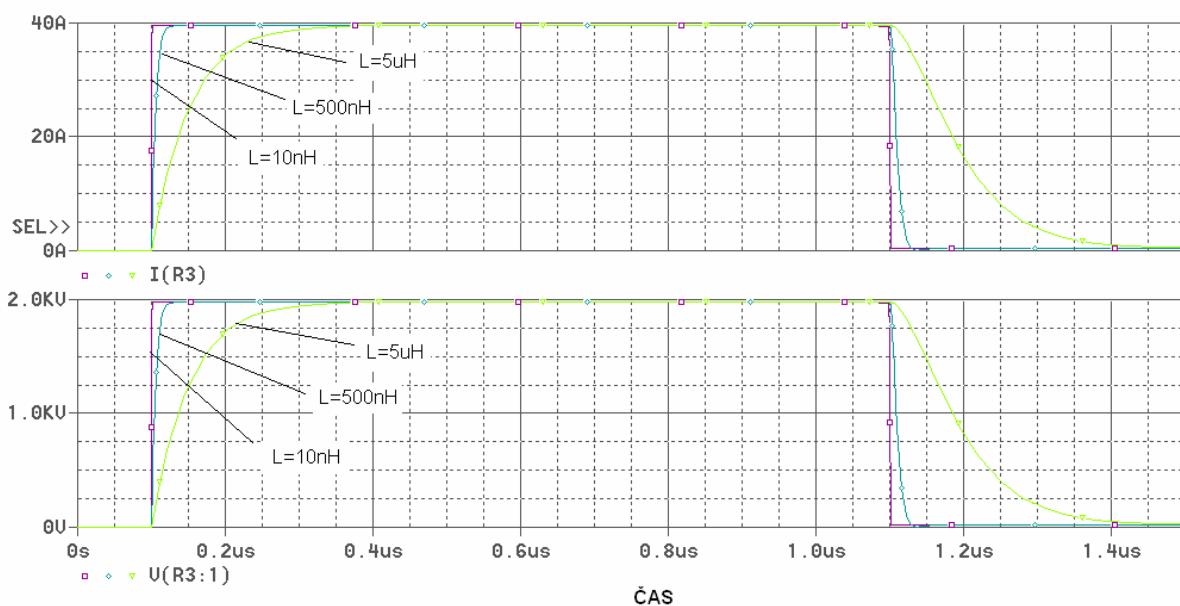


obr.4.6 Výsledky simulace pro PFL, kde horní průběh je proud tekoucí rezistorem R3 a spodní průběh je napětí na rezistoru R3

Výsledky této simulace potvrdily teoretický předpoklad a to, že na zátěži je pravoúhlý napěťový impuls o velikosti poloviny napětí napájecího zdroje a proudový impuls jehož velikost je dána ohmovým zákonem.

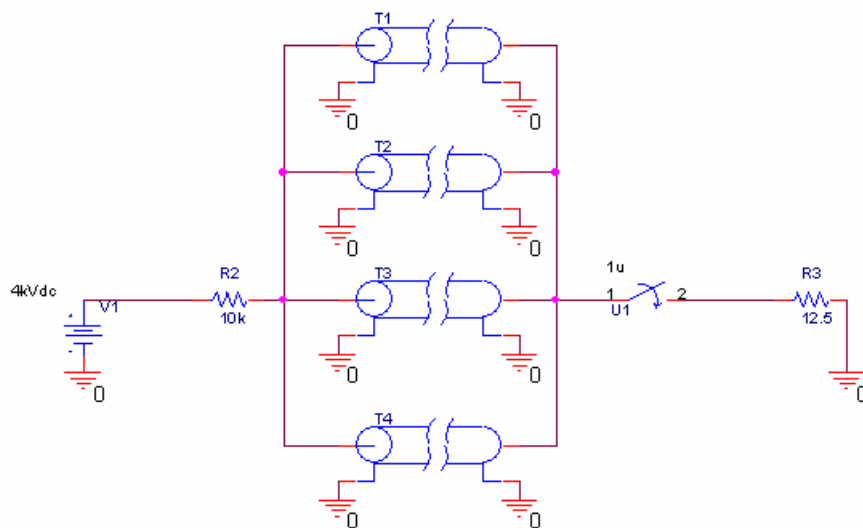


obr.4.7 Schéma zapojení pro simulaci PFL se sériovou indukčností rezistoru

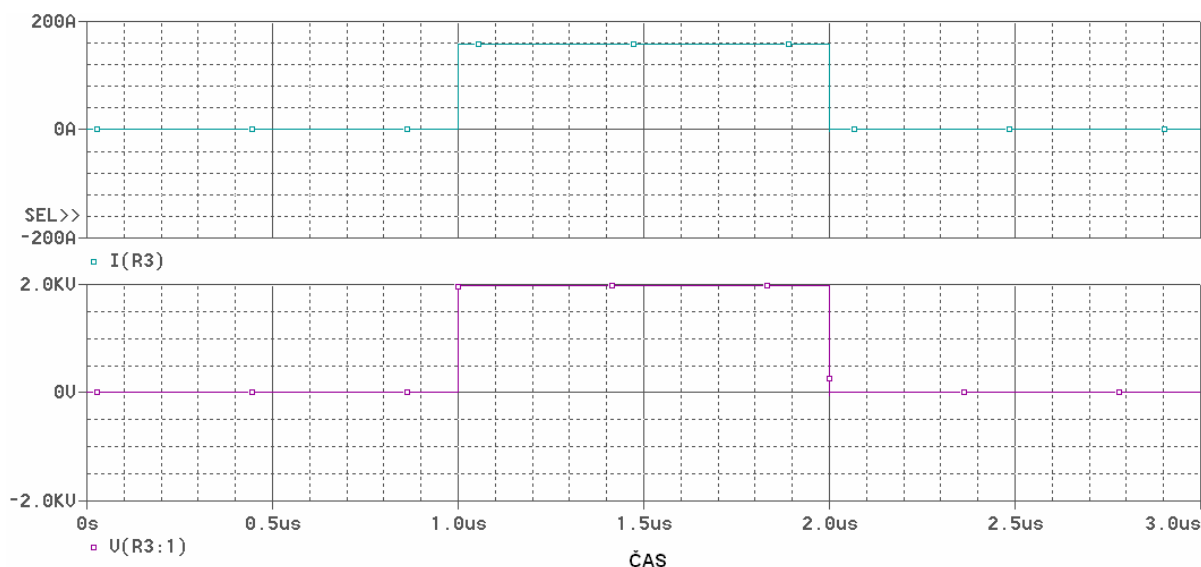


obr.4.8 Výsledky simulace pro PFL se sériovou indukčností rezistoru, kde horní kde horní průběh je proud tekoucí zátěží a spodní průběh je napětí na zátěži.

Z výsledku této simulace je patrné, že při konstrukci tvarovacího vedení je třeba zajistit aby byla zátěž ohmického charakteru s co nejmenší parazitní indukčností, aby bylo dosaženo co možná nejvyšší strmosti náběžné a sestupné hrany impulsu.

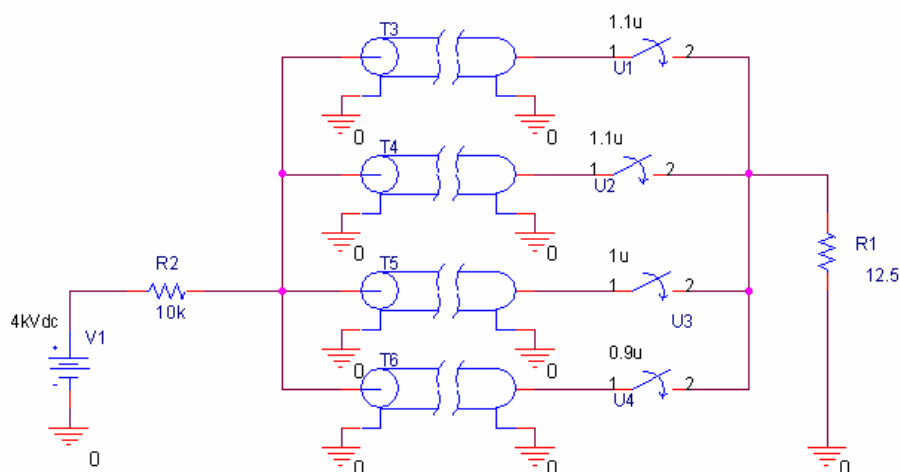


obr.4.9 Schéma zapojení PFL s paralelními linkami pro simulaci

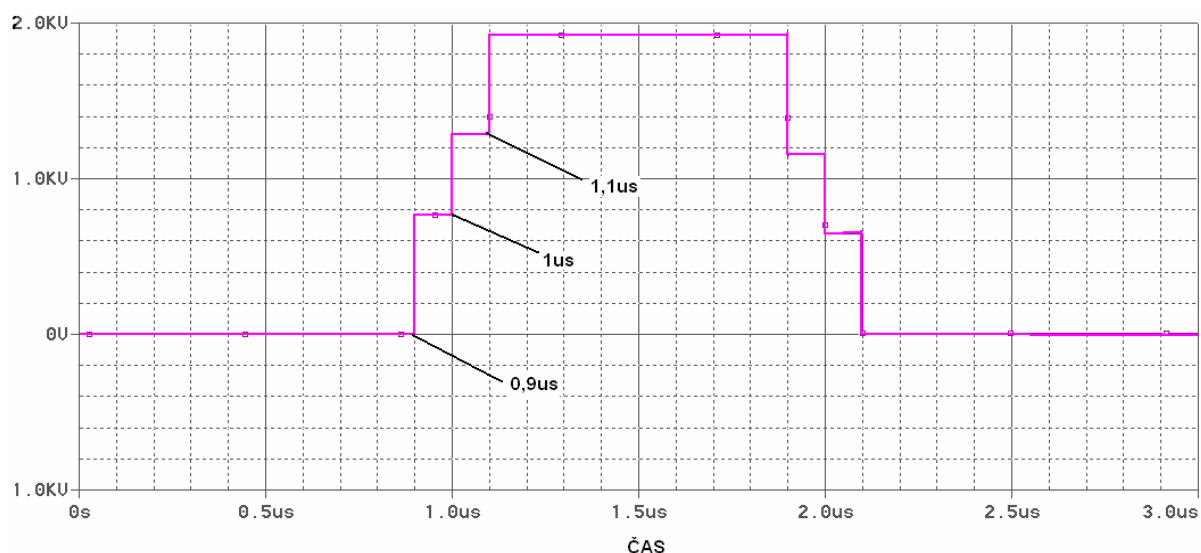


obr.4.10 Výsledky simulace pro PFL s paralelními linkami, kde horní kde horní průběh je proud tekoucí rezistorem R3 a spodní průběh je napětí na rezistoru R3.

Výsledek této simulace potvrdil předpoklad a to, že použitím paralelních linek a přizpůsobené zátěže lze dosáhnout při stejném nabíjecím napětí většího proudu než u základní verze PFL. V tomto případě byly pro simulaci použity čtyři paralelní linky výsledný proudový impuls má tedy čtyřnásobnou hodnotu než u základní verze PFL.



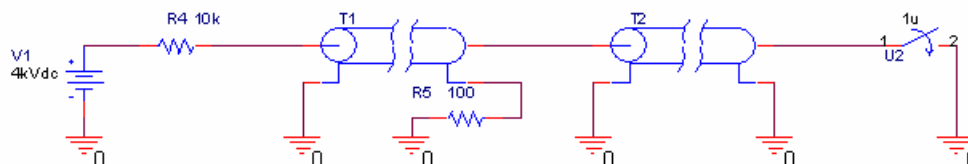
obr.4.11 Schéma zapojení PFL pro simulaci s paralelními linkami a jiskřištěm v každé větvi, simulace nesynchronního spouštění jiskřišť



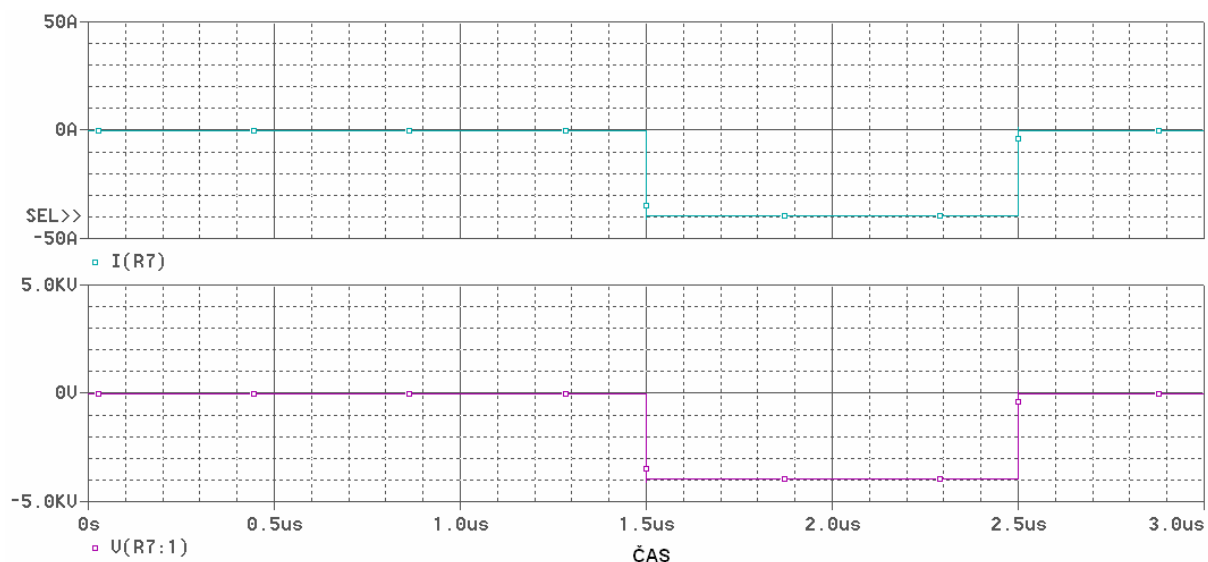
obr.4.12 Výsledky simulace pro PFL s paralelními linkami a jiskřištěm v každé větvi, průběh ukazuje výsledný napěťový impuls na rezistoru R1.

Simulací z obr.4.12 byl potvrzen předpoklad vlivu odlišné doby spouštění jiskřišť na náběžnou a sestupnou hranu impulsu, při zapojení jiskřiště do každé větve PFL s paralelními linkami. Proto při realizaci bude nutná synchronizace jiskřišť např. metodou popsanou výše

4.4. Tvarovací vedení typu Blumlein



obr.4.13 Schéma zapojení typu Blumlein pro simulaci



obr.4.14 Výsledky simulace pro Blumlein, kde horní kde horní průběh je proud tekoucí rezistorem R5 a spodní průběh je napětí na rezistoru R5.

Simulace pro systém Blumlein ukázala, že lze na zátěži vytvořit pravoúhlý impulz jehož napěťová úroveň odpovídá napětí zdroje, ale velikost proudového impulzu je srovnatelná s velikostí impulzu u systému PFL.

5. Spínací prvky

Požadavkem na spínací prvek, který plyne ze zadání je aby spínač dokázal spínat v co nejkratším čase (desítky pikosekund až jednotky nanosekund). Tento požadavek lze teoreticky splnit pomocí výkonových spínacích prvků. Mezi nejvýznamnější patří thyatron, tyristor, tranzistor a jiskřiště. Tyto prvky jsou v této kapitole popsány a na základě jejich vlastností je vybráno nejvhodnější řešení.

5.1. Thyatron

Jde o elektronku (s jednou nebo více mřížkami), která je naplněná obvykle některým z inertních plynů nebo parami rtuti. Pokud je napětí mřížky proti katodě dostatečně záporné, vytvářejí elektrony emitované ze žhavené katody prostorový náboj mezi katodou a mřížkou. Anodový proud je zanedbatelně malý. Je-li záporné mřížkové napětí sníženo, začne procházet anodový proud. Elektrony urychlené anodovým napětím ionizují molekuly plynu. Vznikne samostatný výboj. Elektrony uvolněné ionizací způsobí, že anodový proud dosahuje podstatně větších hodnot než u vakuových elektronek. Úbytek napětí mezi katodou a anodou je v tomto stavu poměrně malý (např. u thyatronu 21TE 31 asi 8 V). Nevýhodou je, že kladné ionty obalí zápornou mřížku a tím blokují její činnost. Pro uvedení thyatronu do stavu vypnuto je třeba na okamžik přerušit anodový obvod. Rychlost zapínání a vypínání je omezena potřebnou dobou k ionizaci, popřípadě deionizaci plynu[10].

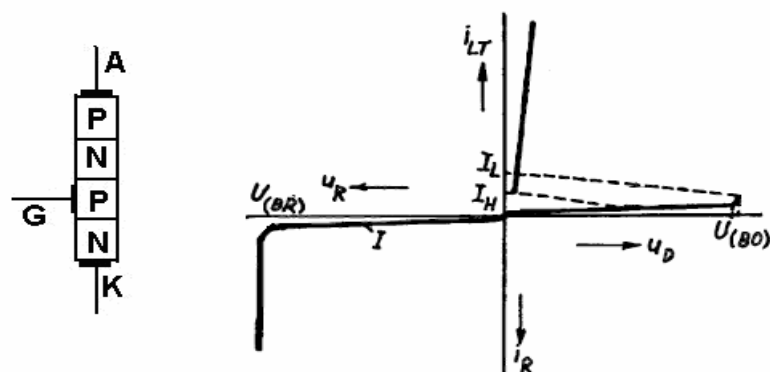
5.2. Tyristor

Základem tyristoru je čtyřvrstvá struktura křemíku která vytváří 3 přechody PN, tato struktura je znázorněna na obr. 5.1. U tyristorů rozlišujeme tři pracovní stavy a to blokovací stav, propustný směr a závěrný směr[9].

Blokovací stav - končí v bodě blokovacího spínacího napětí U_{B0} , při kterém přechází tyristor skokem do sepnutého stavu s malým odporem

Propustná charakteristika - má téměř stejný průběh i vlastnosti jako propustná charakteristika diody. Rozdíl je jen v oblasti malých proudů. U tyristorů končí propustná charakteristika v bodě označeném jako vratný proud I_H . Klesne-li proud tyristorem na hodnotu vratného proudu, tyristor vypne a vrací se do blokovacího stavu. Při přechodu z blokovacího do vodivého stavu začíná propustná charakteristika v bodě přídržného proudu I_L . tuto hodnotu musí dosáhnout propustný proud, aby tyristor setrval v sepnutém stavu bez další přítomnosti řídicího proudu.

Závěrná charakteristika – nejvýznamnějším parametrem je průrazné napětí v závěrném směru U_{BR} při jehož překročení dojde k velkému nárůstu závěrného proudu který vede ke zničení součástky.



obr. 5.1 Struktura tyristoru, VA charakteristika tyristoru[12]

Zapínací doba tyristoru – je vymezena časovým úsekem t_z [9]:

$$t_z = t_d + t_r, \quad (5.1)$$

kde t_d je doba zpoždění, která je rovna časovému intervalu mezi začátkem řídicího impulsu a okamžikem, v němž napětí na tyristoru klesne na 90% původní hodnoty a t_r je doba poklesu, která je rovna době, potřebné k tomu aby napětí na tyristoru kleslo z 90% na 10% původní hodnoty.

Zapínací doba tyristoru je nejvíce ovlivněna řídicím proudem I_G , se zvětšujícím se řídicím proudem se doba t_z podstatně zmenšuje[9].

Kritická strmost nárůstu propustného proudu $S_{I_{krit}}$ [9] – Udává mezní strmost s jakou může narůstat proud v prvních okamžicích po sepnutí tyristoru je dána vztahem:

$$S_{I_{krit}} = \left(\frac{dI_T}{dt} \right)_{krit}. \quad (5.2)$$

Překročením této hodnoty může dojít k trvalé změně vlastností, popřípadě k úplnému zničení součástky. Zvyšujícím se řídicím proudem I_G se $S_{I_{krit}}$ zvětšuje a naopak snižuje se při vzrůstajícím propustném proudu a blokovacím napětím.

5.3. Jiskřiště

Jiskřiště je napětově závislý nelineární prvek pracující na principu elektrického výboje v plynném prostředí. Obvykle se používá ve dvojpolovém nebo trojpolovém provedení a vyznačuje se tím, že pokud je hodnota napětí připojeného na jeho svorky nižší než hodnota tzv. zapalovacího nebo též aktivačního napětí, chová se jiskřiště jako „rozpojené“, tj. mezi svorkami naměříme vysokou impedanci blížíci se nekonečnu. Pokud napětí na svorkách jiskřiště překročí hodnotu zapalovacího napětí, dojde k ionizaci prostředí a mezi póly jiskřiště se vytvoří obloukový výboj. Tím dojde ke skokové změně impedance mezi póly jiskřiště na nízkou hodnotu blízkou nule. Hodnota napětí na jiskřišti se skokově sníží na hodnotu obloukového napětí. Tento stav trvá do té doby, než hodnota proudu tekoucí jiskřištěm

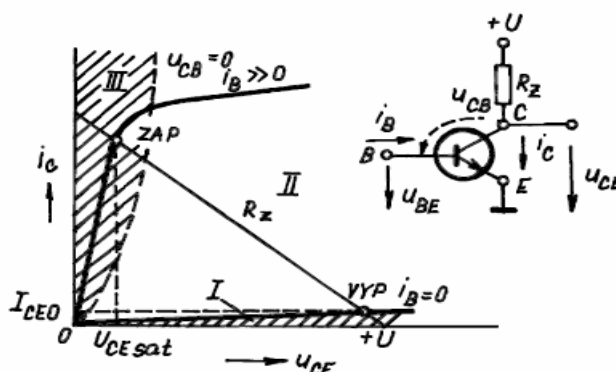
neklesne pod tzv. kritickou nebo též přídržnou hodnotu. Pak dojde vlivem nestabilního režimu obloukového výboje k jeho zhasnutí a k obnovení nevodivého stavu. Dle konstrukce může jiskřiště opakovaně pracovat s impulsními proudy s hodnotou až desítek MA [10].

5.4. Tranzistor

Vhodným režimem je spínací režim v oblasti nasycení obr.5.2. Jeho výhodou je odstranění vlivu rozptylu parametrů tranzistoru. Čím menší je poměr kolektorového a bázového proudu, tím je tranzistor více uveden do nasyceného stavu. Výhodou je také malý ztrátový výkon rozptýlený na tranzistoru. Tranzistor bývá téměř vždy v zapojení se společným emitorem [12].

Ve vodivém stavu, který odpovídá sepnutému spínači, prochází bází tak velký proud I_B , že tranzistor je v nasyceném stavu. Jeho odpor ve vodivém stavu R_v je malý, v řádu jednotek ohmů

Tranzistor pro spínací účely je konstruován tak, aby jeho odpor v nevodivém stavu byl co největší a ve vodivém co nejmenší s pokud možno velkým proudovým zesilovacím činitelem. Dalším důležitým požadavkem, kladeným na tranzistor, je jeho minimální spínací a rozpínací doba. To znamená, že skoková změna napětí báze vůči emitoru musí vyvolat v co nejkratší době odpovídající změnu kolektorového proudu [12]. Maximální proudové a napěťové zatížení tranzistoru znemožňuje jeho použití v navrhovaném zdroji.



obr.5.2 Bipolární tranzistor v zapojení SE jako spínač (v oblasti nasycení)[12]

5.5. Výběr spínacího prvku

Z hlediska splnění požadavků kladených na spínací prvek se jako nejvhodnější možnosti jeví využití tyristorů nebo jiskřiště. Z těchto dvou možností je pak s ohledem na to, že tyristory pro vyšší spínané proudy jsou finančně nákladné a navíc existuje riziko překročení kritického parametru S_{lkrit} tyristorů a jejich poškození (tento parametr není ani pro výkonové tyristory zaručen s dostatečnou rezervou od očekávané hodnoty). Proto je vhodnější jako spínacího prvku v dalším řešení zdroje využít jiskřiště jako levné alternativy k polovodičovým spínačům. Vlastnosti jiskřiště umožňují spínat vysoká napětí a vést vysoké proudy, sepnutí je velmi rychlé a okamžik sepnutí výboje je určen hodnotou průrazného napětí jiskřiště, které se dá jednoduše nastavovat vzdáleností elektrod.

6.Realizace zdroje

Pro realizaci bylo vybráno tvarovací vedení PFL které podle shromážděných teoretických poznatků a provedených simulací nejvíce vyhovuje požadavkům kladeným na parametry impulsu.

Realizace byla provedena jak pro základní verzi PFL tak pro PFL s paralelními linkami v následujících podkapitolách budou popsány výsledky měření u jednotlivých realizací. Dále bude uveden návrh a konstrukční řešení vodní zátěže.

6.1.Realizace tvarovacího vedení PFL

Jako koaxiální vedení byl pro realizaci vybrán kabel URM 67 jehož důležité parametry jsou uvedeny v tabulce Tabulka 6.1 spolu s parametry kabelu RG-58, který byl použit pro zkušební zapojení.

Tabulka 6.1 Důležité parametry koaxiálních kabelů využitých při realizaci tvarovacího vedení

Typ kabelu	Charakteristická impedance $Z_0[\Omega]$	Průrazné napětí $U_{br}[kV]$	Měrná kapacita $C_0[F \cdot m^{-1}]$	$v/c_0 [-]$	dielektrikum	Průměr středního vodiče [mm]	Průměr kabelu [mm]
RG-58	50	10	8,06	0,66	pěnový polyethylen	0,9	5
URM 67	50	40 [14]	7,27	0,66	pevný polyethylen	7x0,77	10,3

Důležitým parametrem pro výběr kabelu byla hodnota jeho průrazného napětí U_{br} . Aby bylo možno použít co možná nejvyšší hodnotu nabíjecího napětí, pro oba kabely bylo proto provedeno měření jejich elektrické pevnosti, aby byly ověřeny udané velikosti průrazných napětí. Kabel RG-58 byl proražen při napětí $U_{br} = 11 kV$ což odpovídá udané hodnotě. Kabel URM 67 byl zatížen napětím $U = 21 kV$ což je maximální napětí, které je schopen dodat vysokonapěťový zdroj. Při tomto napětí nedošlo k průrazu kabelu, takže lze předpokládat, že má průrazné napětí udané ve zdroji [14] tj. $U_{br} = 40kV$.

Dále bylo třeba vybrat vhodnou zátěž, která bude mít co možná nejmenší parazitní indukčnost a to především na frekvenci která odpovídá převrácené hodnotě doby trvání impulsu. Pro tento účel byly proměřeny rezistory vhodných velikostí, které byly dostupné v laboratoři a nízkoindukční výkonové rezistory od firmy Tyco. Měření bylo provedeno na frekvenci 1, 10 a 100 MHz. Výsledky měření jsou zaznamenány v tabulce Tabulka 6.2.

Tabulka 6.2 Výsledky měření závislosti impedance rezistorů zamýšlených pro realizaci na frekvenci

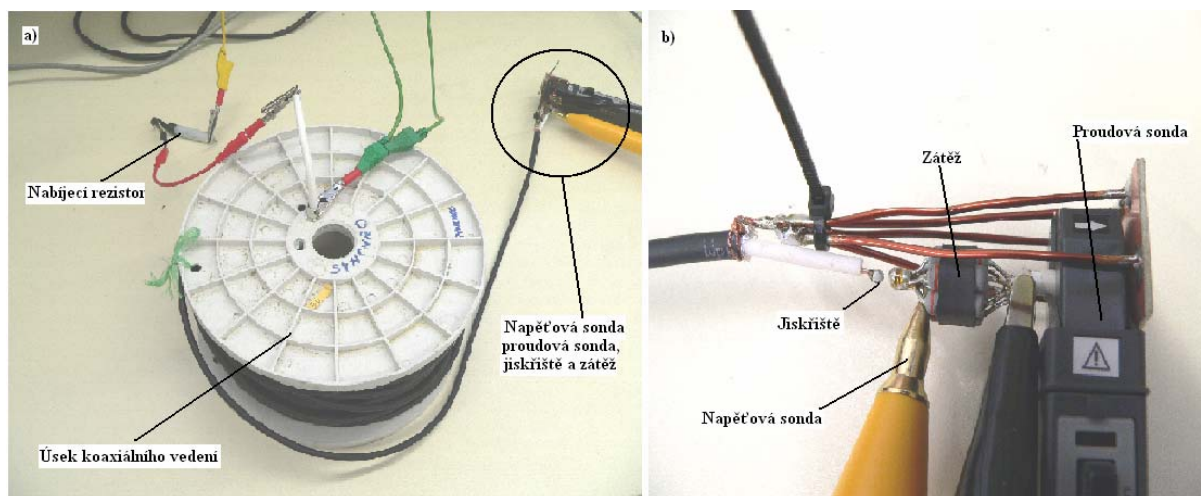
zátěž		$f [MHz]$			Popis zátěže
		1	10	100	
R1	$ Z [\Omega]$	48	47	50	7x 330 Ω , 2W metalizované, nízkoindukční
	$\varphi[^\circ]$	0	2	24	
	$L[nH]$	0	26,1	32,36	
R2	$ Z [\Omega]$	25	25	39	22 Ω , metalizovaný nízkoindukční, 2W
	$\varphi[^\circ]$	2	8	53	
	$L[nH]$	138	55,3	49,5	

R3	$ Z [\Omega]$	48	47	62	TYCO-TR 224 47R
	$\varphi[^\circ]$	1	6	44	
	$L[\text{nH}]$	133	78,1	68,5	
R4	$ Z [\Omega]$	26	41	68	TYCO-CGS HSA 50 22R
	$\varphi[^\circ]$	32	82	-76	
	$L[\text{nH}]$	2190	646	105nF	
R5	$ Z [\Omega]$	23	60	300	TYCO-CGS HSP 25 22R
	$\varphi[^\circ]$	16	70	-72	
	$L[\text{nH}]$	1000	897	454nF	
R6	$ Z [\Omega]$	54	240	53	TYCO-CGS HSA 47R
	$\varphi[^\circ]$	27	80	-32	
	$L[\text{nH}]$	3900	3760	44,6nF	
R7	$ Z [\Omega]$	51	50	64	Sério-paralelní kombinace dvanácti rezistorů, 0,6 W (6x150Ω+6x150Ω)
	$\varphi[^\circ]$	2	6	44	
	$L[\text{nH}]$	283	83,2	70,7	
rezistory měřené pro 5Ω zátěž					
R8	$ Z [\Omega]$	5,3	7,4	5,4	Sério-paralelní kombinace dvacetišesti rezistorů, 0,6 W (13x33Ω+13x33Ω)
	$\varphi[^\circ]$	6	46	90	
	$L[\text{nH}]$	86	84	86	

Z výsledku měření je patrné, že nejmenší parazitní indukčnost má zátěž označená R1, naproti tomu nízkoindukční výkonové rezistory mají nízkoindukční charakter pouze na nízkých frekvencích to je do 1MHz.

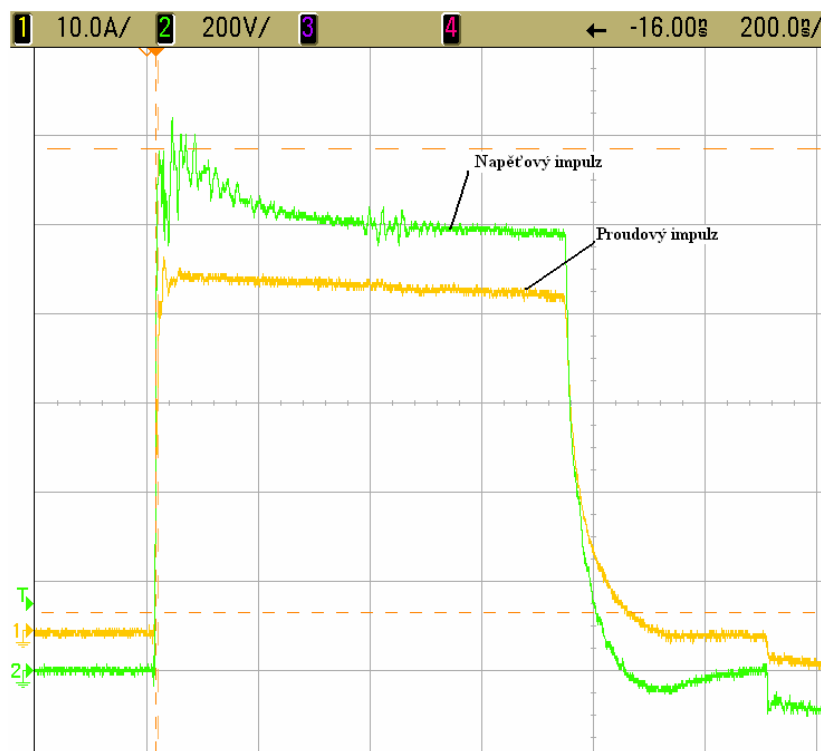
6.1.1.PFL s kabelem RG-58

Při realizaci byl použito vedení o délce přibližně $l = 88,5\text{m}$. Zátěž o velikosti $R = 50 \Omega$ byla vytvořena paralelní kombinací sedmi metalizovaných rezistorů o hodnotě $R = 330 \Omega$ pro výkon $P = 2 \text{ W}$. Jiskřiště bylo vytvořeno tak, že jako jedna elektroda jiskřiště byl využit konec středního vodiče koaxiálního kabelu a druhá elektroda byla vytvořena spojenými konci drátových vývodů rezistorů. Detail jiskřiště je na obr.6.1b.

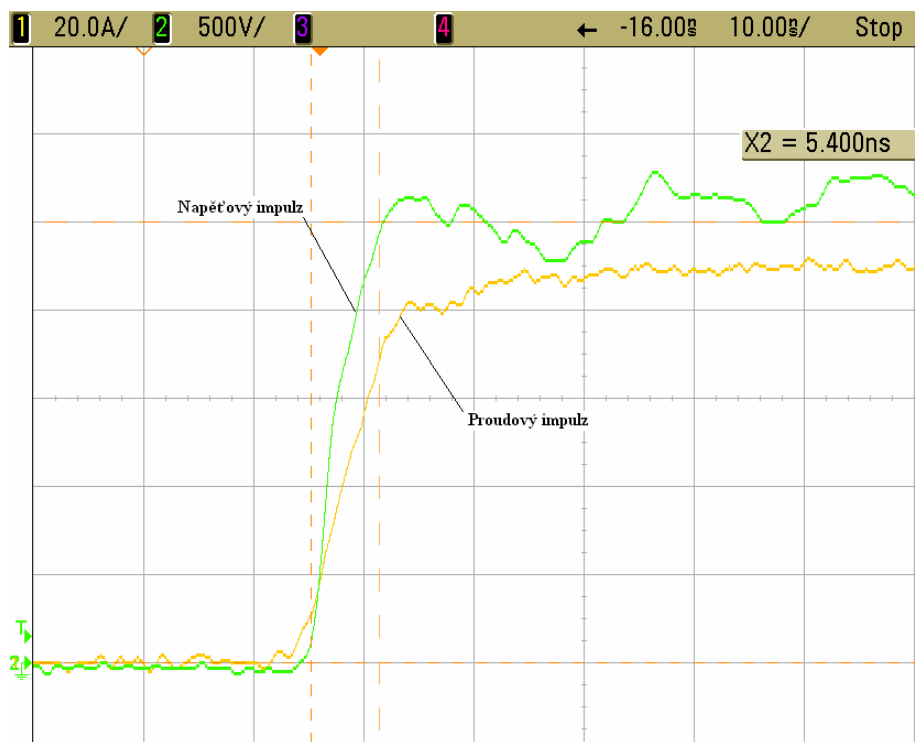


obr.6.1 Laboratorní zapojení PFL a)pohled na celé zapojení, b)detailní pohled na jiskřiště,zátěž a měřicí sondy napětí a proudu.

Pro nabíjení vedení byl použit násobič napětí s výstupním stejnosměrným napětím o hodnotě 2 kV. Na zátěži byl změřen napěťový impulz o velikosti 1,04 kV což odpovídá teoretickému předpokladu. Proudový impulz má podle rastru osciloskopu obr.6.2 hodnotu přibližně $I = 40$ A, doba náběžné hrany impulzu je $t_r = 5,4$ ns.



obr.6.2 Proudový a napěťový impulz na zátěži zaznamenaný na osciloskopu



obr.6.3 Detail náběžné hrany proudového a napěťového impulzu

Generovaný impulz proudu splňuje pouze požadavek na dobu náběžné hrany (5,4 ns) jejíž detail je na obr.6.3. Požadavek na velikost impulzu nemohl být splněn z důvodu použití nízkého nabíjecí napětí. Výsledky měření, ale potvrdily teoretické předpoklady a to dobu trvání impulzu která je daná vztahem (3.7) a velikost napětového a proudového impulzu na zátěži, proto byla provedena realizace PFL i s kabelem URM 67 u kterého lze použít nabíjecí napětí až $U_{nab} = 40$ kV.

Před realizací PFL s kabelem URM 67 bylo provedeno měření s laboratorním jiskřištěm jehož využití je předpokládáno při realizaci PFL s paralelními linkami, jelikož výše popsané jednoduché provedení jiskřiště je omezené proudovým zatížením a u předpokládaných hodnot proudu PFL s paralelními linkami (až 4 kA) by mohlo dojít k jeho poškození. Cílem měření bylo zjistit zda rozměry jiskřiště způsobí vznik smyčky která by měla díky své indukčnosti vliv na dobu náběžné hrany impulzu. Výsledek měření je zobrazen na obr.6.4

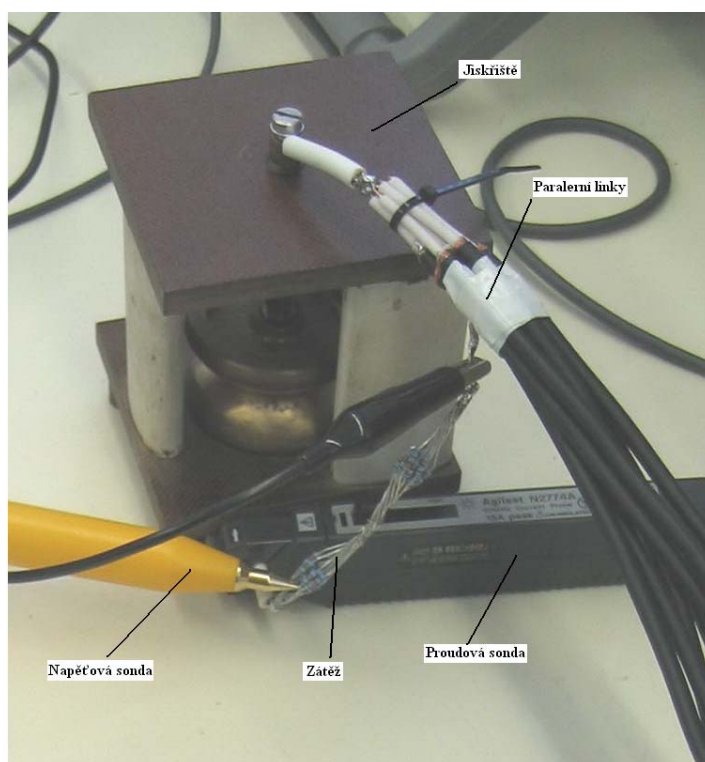


obr.6.4 Detail náběžné hrany proudového a napětového impulzu při použití laboratorního jiskřiště

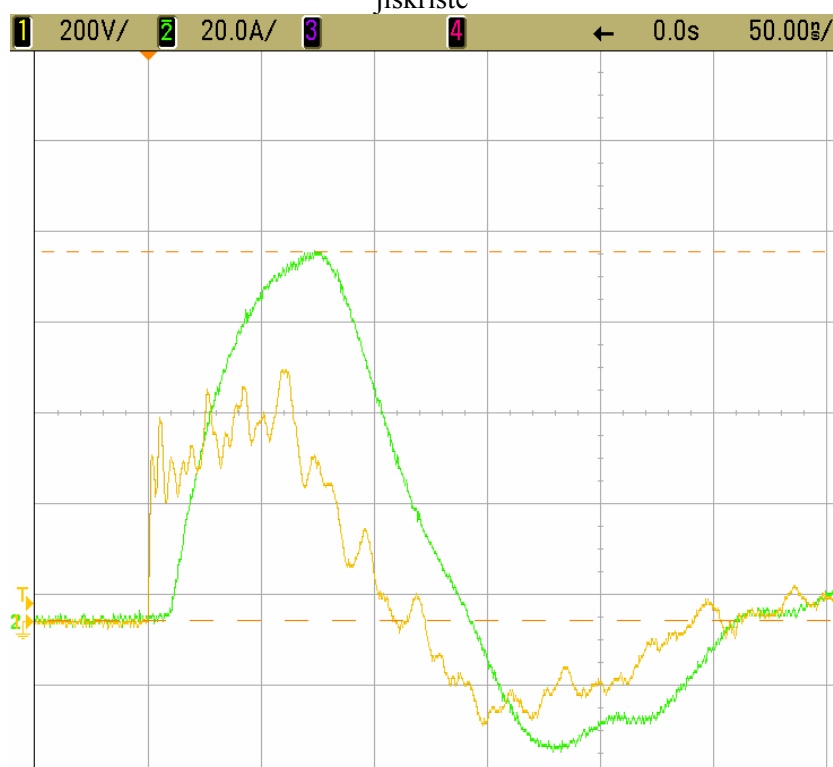
Z výsledku měření bylo zjištěno, že doba náběžné hrany impulzu se při použití laboratorního jiskřiště prodlouží o 1,2 ns. To znamená, že rozměry jiskřiště neznamenaají významné zvýšení indukčnosti v obvodu.

6.1.2.PFL s paralelními linkami RG-58 a rezistorovou zátěží

Tvarovací vedení bylo pro zvýšení úrovně proudového impulzu realizováno v zapojení s paralelními linkami, zátěž byla vytvořena serio-paralelní kombinací dvacetišesti rezistorů ($13 \times 33\Omega + 13 \times 33\Omega$) viz.Tabulka 6.2 zátěž s označením R8. U této zátěže je na základě provedených simulací předpoklad prodloužení doby náběžné hrany impulzu. Vlivem indukčnosti zátěže. V zapojení bylo využito laboratorní jiskřiště a vedení bylo nabíjeno napětím $U_{nab} = 2$ kV. Laboratorní zapojení je na obr.6.5 a na obr.6.6 jsou zobrazeny výsledky měření.



obr.6.5 Laboratorní zapojení PFL s paralelními linkami s použitím rezistorové zátěže a laboratorního jiskřiště



obr.6.6 Proudový a napěťový impuls na rezistorové zátěži

Z výsledků měření je patrné, že proudový impuls se svým průběhem blíží sériovému RLC obvodu. To je způsobeno především indukčností zátěže, která spolu s kapacitou vedení vytváří zobrazený průběh. Indukčnost zátěže má také velký vliv na dobu náběžné hrany impulsu která je přibližně $t_r = 70$ ns (odečteno z rastru osciloskopu), tato doba je o 52,8 ns delší než u stejného zapojení s vodní zátěží viz.kap.6.4.

6.1.3.PFL s kabelem URM 67

Zapojení pracoviště a provedení jiskřiště bylo obdobné jako při realizaci PFL s kabelem RG-58 (obr.6.1). Byl použit usek vedení o délce $l = 97,5$ m, jako zátěž byla využita paralelní kombinace sedmi rezistorů $R = 330 \Omega$, nabíjecí napětí $U_{\text{nab}} = 4$ kV . při tomto nabíjecím napětí ovšem došlo k poškození rezistorů, byla překročena jejich výkonová zatížitelnost, poškození se projevilo zvýšením celkové impedance zátěže což je patrné z tvaru sestupné hrany napěťového impulsu, jeho záznam je na obr.6.7



obr.6.7 Napěťový impuls na poškozené zátěži

Pro další měření bylo tedy třeba zkonstruovat novou zátěž. Jednou z možností bylo znovu použít paralelní kombinaci rezistorů tentokrát ale s více rezistory, aby byly jednotlivé rezistory méně výkonově zatíženy. Druhou možností která se jevila jako relativně snadno realizovatelná byla konstrukce vodní zátěže. Jelikož byl předpoklad, že tento druh zátěže bude mít lepší vlastnosti než paralelní kombinace rezistorů (vyšší výkonové zatížení, menší parazitní indukčnost) byl pro tento druh zátěže proveden návrh a následná realizace.

6.2.Vodní zátěž

V souvislosti s nutností vytvořit zátěž, která by mohla být zatížena impulsním výkonem v hodnotách řádově desítek megawattů a zároveň měla na frekvencích v okolí 100 MHz co nejmenší parazitní indukčnost, byl proveden návrh a realizace vodní zátěže. V následujícím textu budou jednotlivé kroky návrhu a realizace popsány.

Pro návrh byly vybrány dvě možnosti řešení geometrického uspořádání elektrod a to válcové, kde elektrody vytvářejí čela zátěže a koaxiální. Pro oba typy byly provedeny výpočty rozměrů a potřebné koncentrace elektrolytu. Jako elektrolyt byl vybrán síran měďnatý (CuSO_4) rozpuštěný v destilované vodě. Velkou předností síranu měďnatého je možnost kombinace s měděnými elektrodami[15] a dobrá rozpustnost ve vodě. Chemické a fyzikální vlastnosti modré skalice jsou uvedeny v tabulce 6.3.

Tabulka 6.3 Chemické a fyzikální vlastnosti síranu měďnatého

chemický vzorec	rozpustnost ve vodě [g/l] při 0°C	vhodný materiál elektrod	hustota [g/cm ³]	ostatní
CuSO ₄ ·5H ₂ O	316	měď	2,2	toxický

6.2.1. Vodní zátěž s válcovým uspořádáním elektrod

Prvním krokem při návrhu byl výpočet rezistivity elektrolytu podle které se dále určila jeho koncentrace. U válcového uspořádání se rezistivita ρ vypočítá podle vzorce [15]

$$\rho = \frac{RS}{l}, \quad (6.1)$$

kde R je ohmický odpor zátěže, S plocha elektrod a l vzdálenost elektrod. Dále bylo nutné ověřit podmínku pro poloměr elektrod [15]

$$r \leq (0,1 - 0,2)\delta. \quad (6.2)$$

Dodržením podmínky nedojde k ovlivnění impedance zátěže povrchový jevem, hloubka vniku povrchového jevu δ je dána vztahem [16]

$$\delta = \frac{34 \cdot 10^7}{f} \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\varepsilon_r}}, \quad (6.3)$$

kde ε_r je relativní permitivita vody (přibližně $\varepsilon_r = 80$). Uvedený vztah platí pokud je součin $\rho f \gg 1,43 \cdot 10^7$, kde frekvence f se určí z doby trvání náběžné hrany impulsu podle vzorce [15]

$$f \approx \frac{0,35}{t_r}. \quad (6.4)$$

Pokud je ale součin $\rho f \ll 1,43 \cdot 10^7$ určí se hloubka vniku povrchového jevu podle vztahu [16]

$$\delta = 5,03 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{\rho}{f}}. \quad (6.5)$$

Po dobu trvání impulsu T_p je na zátěži impulsní výkon P , který způsobí změnu teploty elektrolytu o ΔT , která je dána vztahem [15]

$$\Delta T = 0,239 \frac{PT_p}{V} \quad (6.6)$$

kde V je objem elektrolytu. Změna teploty elektrolytu pak způsobí změnu objemu elektrolytu ΔV danou vztahem [15]

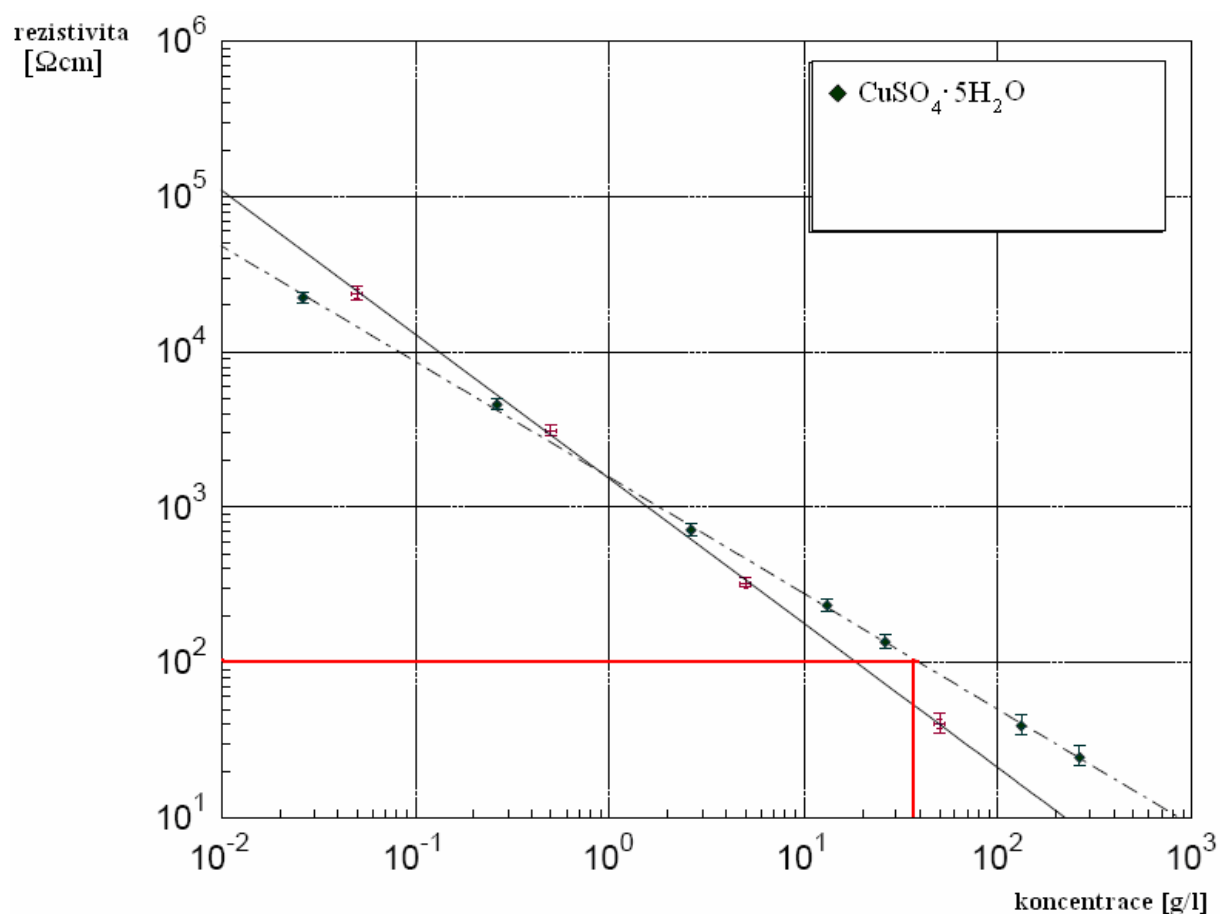
$$\Delta V = \beta V N_p (\Delta T), \quad (6.7)$$

kde β je průměrný teplotní koeficient objemové roztažnosti ($\beta = 2 \cdot 10^{-4}$ pro vodu) a N_p je počet očekávaných pulzů, pro plánovaný zdroj je tedy $N_p = 1$.

Pro výpočet rezistivity byl omický odpor zvolen $R = 50 \, \Omega$, poloměr elektrod zvolen $r = 1 \, \text{cm}$ a vzdálenost elektrod byla zvolena $l = 1,5 \, \text{cm}$, rezistivita je pak podle vztahu (6.1):

$$\rho = \frac{RS}{l} = \frac{50 \cdot 30,19}{1,5} = 104,7198 \, \Omega \text{cm}$$

Pro tuto rezistivitu byla z grafu na obr 6.8 převzatého ze zdroje [15] určena koncentrace elektrolytu $c_w = 38 \, \text{g/l}$.



obr 6.8 Graf závislosti koncentrace elektrolytu (síran měďnatý rozpuštěný v destilované vodě) na jeho rezistivitě převzato z [15], v grafu je vyznačena velikost koncentrace při vypočtené rezistivitě.

Pro výpočet frekvence byla doba náběžné hrany zvolena $t_r = 5 \, \text{ns}$, kmitočet je pak dán vztahem (6.4):

$$f \approx \frac{0,35}{t_r} \approx \frac{0,35}{5 \cdot 10^{-9}} \approx 70 \text{MHz}$$

Součin fp vychází mnohem vyšší než $1,43 \cdot 10^7$ ($700 \cdot 10^7 \gg 1,43 \cdot 10^7$), proto se hloubka vniku povrchového jevu určí podle vztahu (6.3)

$$\delta = \frac{34 \cdot 10^7}{f} \cdot \sqrt{\frac{\rho}{\varepsilon}} = \frac{34 \cdot 10^7}{70 \cdot 10^6} \cdot \sqrt{\frac{104,7198}{80}} = 5,52 \text{ cm}$$

Dosazením do vztahu (6.2) se ověří podmínka ovlivnění impedance zátěže povrchový jevem

$$r \leq (0,1 - 0,2)\delta \Rightarrow 1 \text{ cm} \in (0,52 \text{ cm} - 1,04 \text{ cm})$$

Z výsledku je patrné, že zvolený poloměr splňuje podmínku a impedance zátěže by proto neměla být výrazně ovlivněna povrchovým jevem.

Dále bylo třeba zjistit výpočtem změnu objemu elektrolytu, proto byla nejdříve vypočtena teplotní změna elektrolytu podle vztahu (6.6)

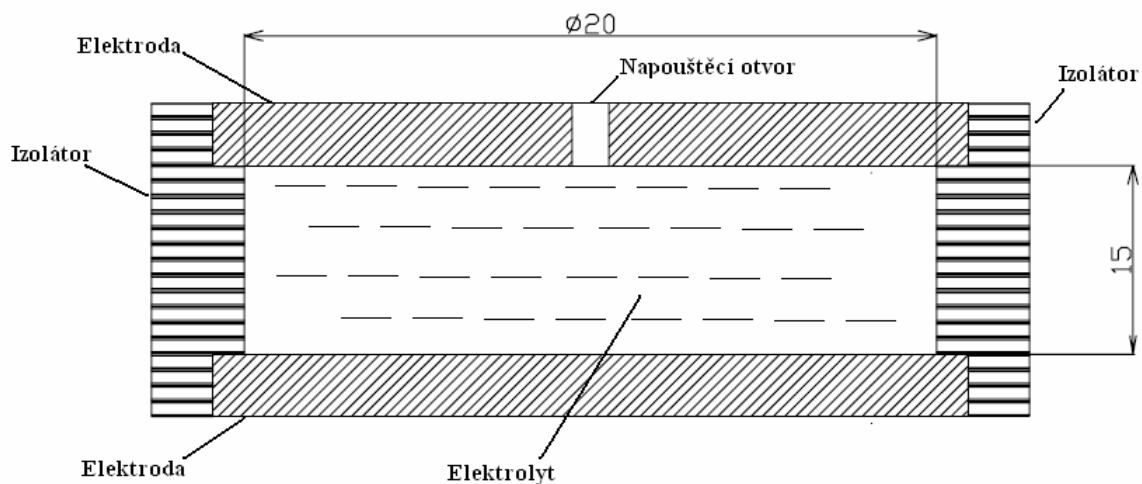
$$\Delta T = 0,239 \frac{PT_p}{V} = 0,239 \frac{80 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}{4,712} = 0,405^\circ \text{C}.$$

Velikost výkonu P byla vypočtena pro maximální předpokládanou velikost proudu a napětí na zátěži, doba trvání impulsu T_p pak z délku úseku vedení v systému PFL s paralelními linkami.

Dosazením vypočtené hodnoty ΔT do vztahu (6.7) je dána změna objemu elektrolytu po dobu trvání impulsu

$$\Delta V = \beta V N_p(\Delta T) = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 4,7123 \cdot 1 \cdot (0,405) = 3,817 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^3$$

Velikost změny objemu je velice malá proto se může při konstrukčním návrhu zanedbat. Na obr.6.9 je znázorněna možnost konstrukčního řešení vodní zátěže s válcovým uspořádáním elektrod.



obr.6.9 Možnost konstrukční provedení vodní zátěže s válcovým uspořádáním elektrod

Uvedená vodní zátěž je relativně snadno realizovatelná pro velikost ohmického odporu $R = 50 \, \Omega$.

Pro výpočet parametru zátěže s ohmickým odporem $R = 5 \Omega$ byl zvolen jiný postup. Do vztahu (6.2) byla dosazena hloubka vniku povrchového jevu podle vztahu (6.3) výsledný vztah pro podmínku po úpravách pak je

$$r = \frac{6,8 \cdot 10^7}{f} \sqrt{\frac{\rho}{\varepsilon}}, \quad (6.8)$$

jelikož byl dosazen vztah (6.3) může být vztah (6.8) použit pouze pokud je součin $\rho f \gg 1,43 \cdot 10^7$. Pro výpočet vzdálenosti elektrod l byl ze vztahu (6.1) odvozen vztah

$$l = \frac{r^2}{6,25 \cdot 10^{-2} \rho}, \quad (6.9)$$

kde konstanta $6,25 \cdot 10^{-2}$ je dána součinem R (v tomto případě $R = 5 \Omega$) a π . Následným dosazováním vhodných velikostí rezistivity a frekvence byly vypočteny rozměry zátěže, výsledky jsou shrnuty v Tabulka 6.4 Vypočtené rozměry zátěže pro volené hodnoty frekvence a rezistivity.

Tabulka 6.4 Vypočtené rozměry zátěže pro volené hodnoty frekvence a rezistivity

f [MHz]	ρ [Ω cm]	r [cm]	l [cm]
10	20	3,4	9
	50	5,37	9
	100	7,6	9
	500	17	9
	1000	24	9
70	20	0,485	0,188
	50	0,767	0,188
	100	1,09	0,188
	500	2,43	0,188
	1000	3,43	0,188
100	20	0,34	0,09
	50	0,537	0,09
	100	0,76	0,09
	500	1,7	0,09
	1000	2,4	0,09

Z výsledků výpočtů vyplynulo, že konstrukce zátěže s válcovým uspořádáním elektrod s ohmickým odporem $R = 5 \Omega$ pro plánované použití na frekvencích v okolí 70 až 100 MHz by byla náročná a to především kvůli vzniku povrchového jevu, kterému se musí přizpůsobit rozměry aby byla dodržena podmínka (6.2). Rozměry splňující podmínku jsou nevhodné pro realizaci, především pak vzdálenost elektrod kdy by při vypočtených rozměrech docházelo k výbojům mezi elektrodami při předpokládaném napětí na zátěži (až 20 kV), proto bylo od realizace tohoto způsobu uspořádání upuštěno.

6.2.2. Vodní zátěž s koaxiálním uspořádáním elektrod

Toto uspořádání řeší problém válcového uspořádání zátěže a to je riziko vzniku povrchového jevu. U koaxiálního uspořádání je povrchový jev tak malý, že je možné ho při návrhu zanedbat viz.[19].

Pro zvolené rozměry byla tedy vypočtena pouze rezistivita a zní určena koncentrace elektrolytu podle grafu na obr 6.8.

Rezistivitu pro tuto zátěž lze odvodit ze vztahu, [17]

$$\frac{C}{G} = \frac{\varepsilon}{\gamma}, \quad (6.10)$$

kde γ konduktivita tedy převrácená hodnota rezistivity, ε je permitivita elektrolytu, G vodivost tedy převrácená hodnota ohmického odporu a C je kapacita soustavy, která se určí podle vztahu,[18]

$$C = \frac{2\pi\varepsilon l}{\ln \frac{b}{a}}, \quad (6.11)$$

kde a je poloměr vnitřní elektrody a b je poloměr vnější elektrody, ε je permitivita elektrolytu a l výška elektrod. Dosazením do vztahu (6.10) lze odvodit výsledný vztah pro rezistivitu

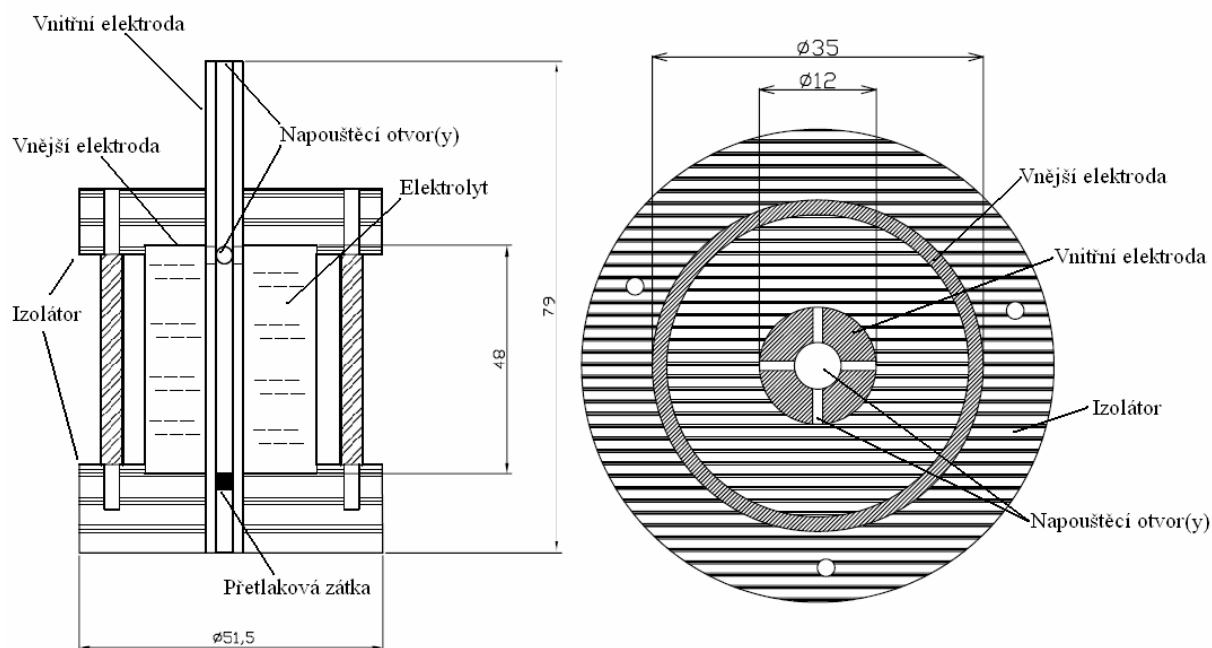
$$\rho = 2\pi l \frac{R}{\ln \frac{b}{a}}. \quad (6.12)$$

Pro výpočet rezistivity byl poloměr vnitřní elektrody zvolen $a = 0,5$ cm, poloměr vnější elektrody $b = 1,5$ cm, výška elektrod $l = 5$ cm, ohmický odpor zátěže byl zvolen $R = 5 \Omega$ výsledná rezistivita je pak tedy podle vztahu (6.12)

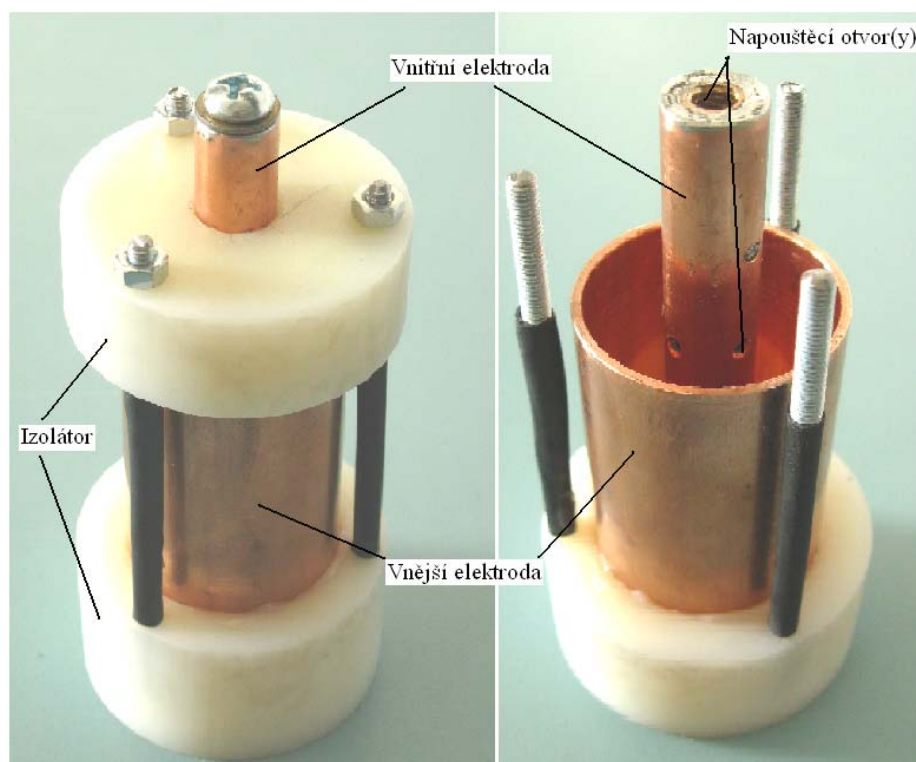
$$\rho = 2\pi l \frac{R}{\ln \frac{b}{a}} = 2\pi 5 \frac{5}{\ln \frac{1,5}{0,5}} = 171,43 \Omega \text{cm}$$

Z vypočtené rezistivity byla určena koncentrace elektrolytu $c_w = 13$ g/l podle grafu na obr 6.8.

Podle uvedených výsledků byl proveden návrh a realizace zátěže. Na obr.6.10 je návrh konstrukčního provedení vodní zátěže s koaxiálním uspořádáním elektrod s rozměry, které odpovídají realizované zátěži. Na obr. 6.11 je zobrazena realizovaná zátěž.



obr.6.10 Konstrukční návrh vodní zátěže s koaxiálním uspořádáním elektrod ,a) horizontální řez, b) vertikální řez, rozměry odpovídají skutečným rozměrům zátěže



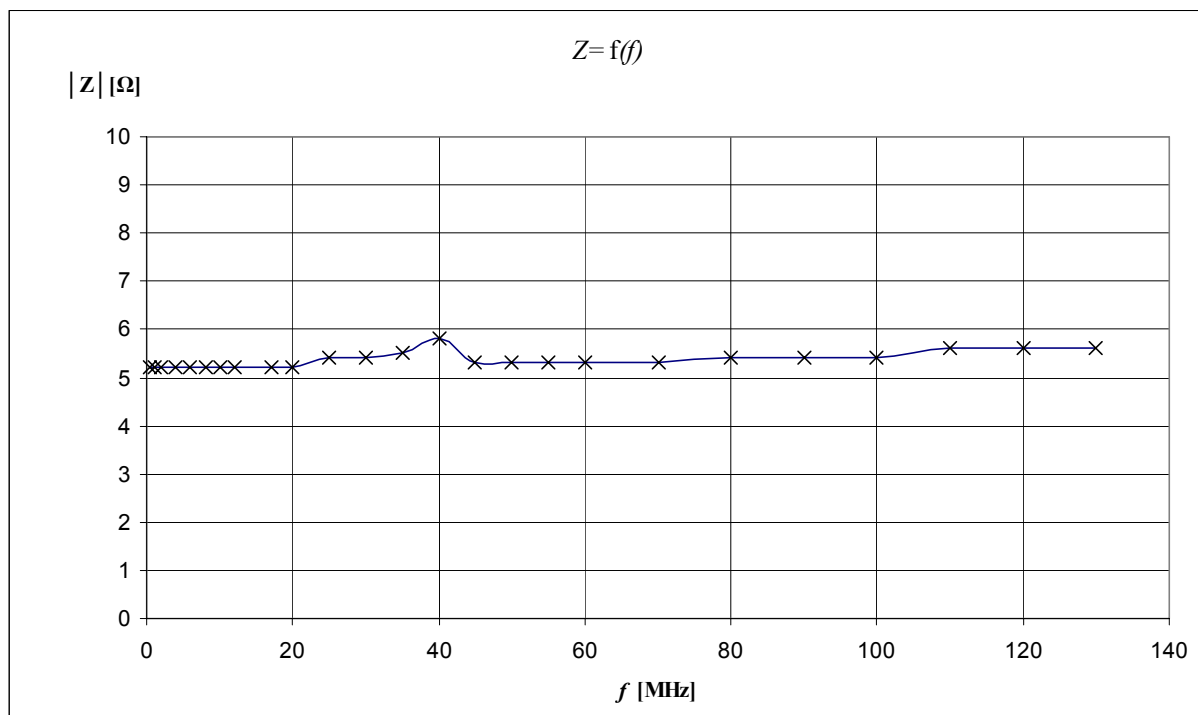
obr. 6.11 Realizovaná zátěž s koaxiálním uspořádáním elektrod

Pro realizovanou zátěž bylo provedeno měření absolutní hodnoty impedance a fáze zátěže na kmitočtech 0,5 až 130 MHz. Výsledky měření jsou uvedeny v

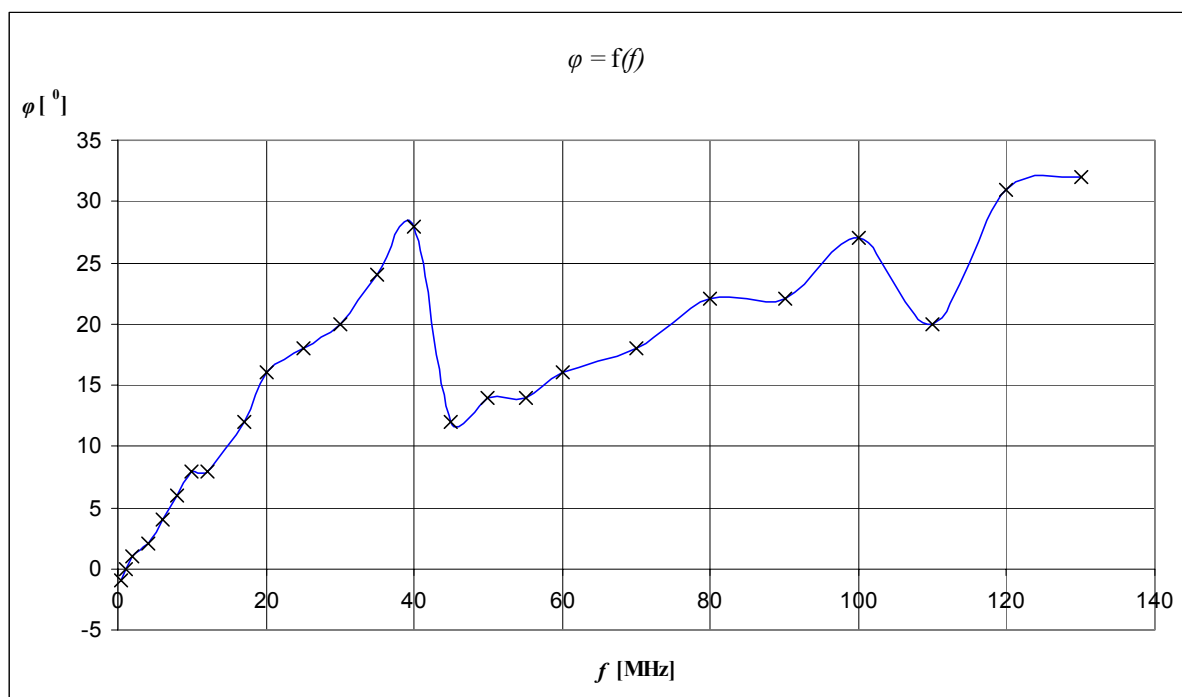
Tabulka 6.5, závislost modulu impedance zátěže na frekvenci byla vynesena do grafu zobrazeného na obr.6.12 a na obr.6.13 je zobrazen graf závislosti fáze zátěže na frekvenci.

Tabulka 6.5 Změřené hodnoty impedance(absolutní hodnota + fáze) zátěže v závislosti na frekvenci

$f[\text{MHz}]$	$ Z [\Omega]$	$\varphi[^\circ]$
0,5	5,2	-1
1	5,2	0
2	5,2	1
4	5,2	2
6	5,2	4
8	5,2	6
10	5,2	8
12	5,2	8
17	5,2	12
20	5,2	16
25	5,4	18
30	5,4	20
35	5,5	24
40	5,8	28
45	5,3	12
50	5,3	14
55	5,3	14
60	5,3	16
70	5,3	18
80	5,4	22
90	5,4	22
100	5,4	27
110	5,6	20
120	5,6	31
130	5,6	32



obr.6.12 Graf závislosti modulu impedance zátěže na frekvenci

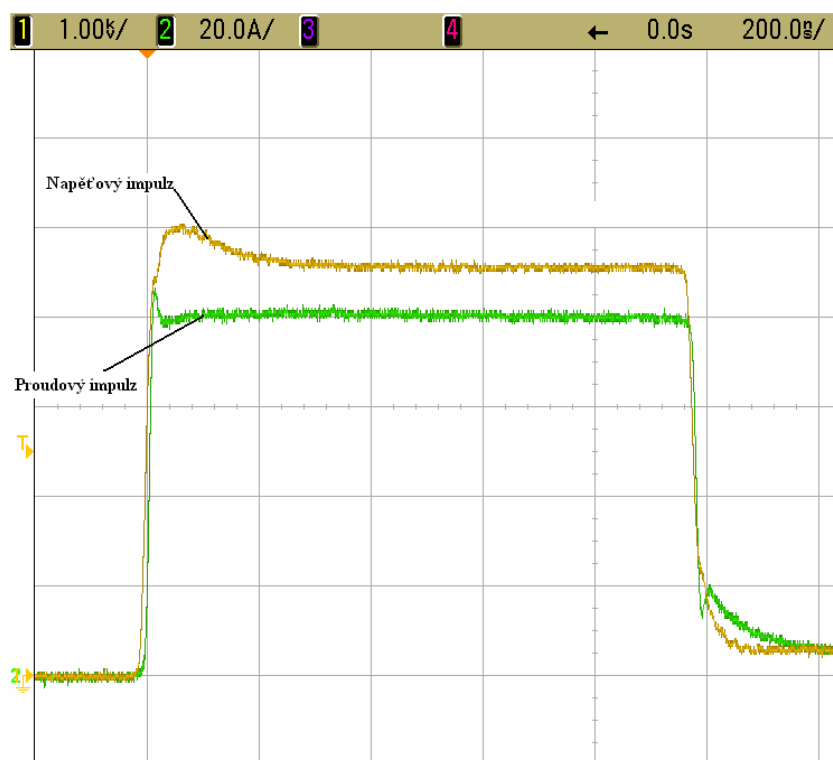


obr.6.13 Graf závislosti fáze impedance zátěže na frekvenci

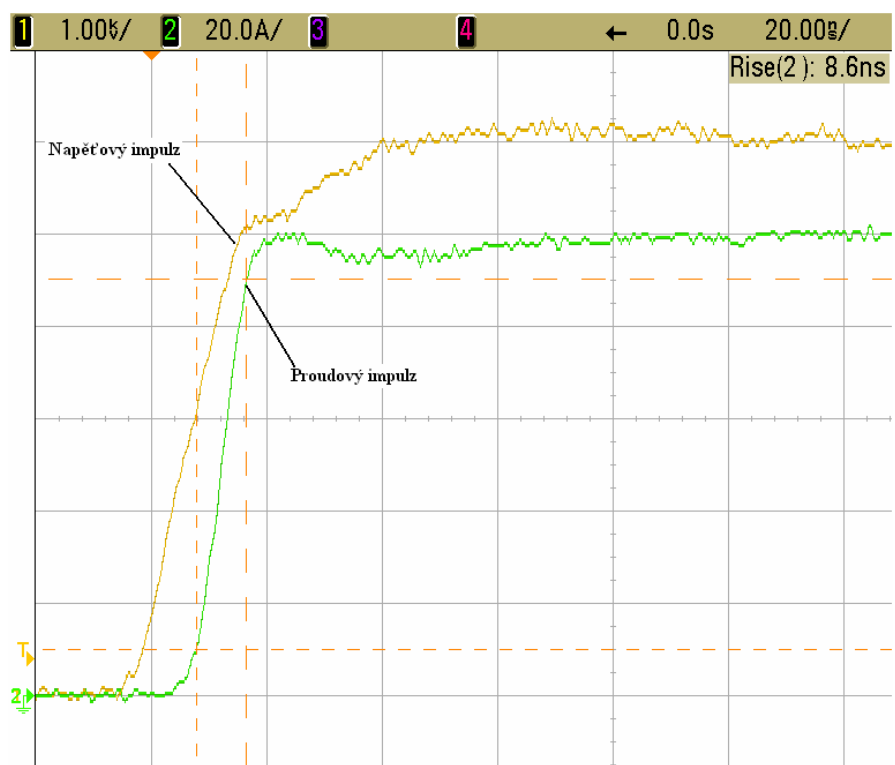
Z výsledků měření závislosti modulu a fáze impedance zátěže na kmitočtu vyplynulo, že zátěž má na frekvencích 70 až 110 MHz, které jsou předpokládány pro proudový impulz, má impedance téměř konstantní modul. Na uvedených kmitočtech nabývá hodnot od $5,3 \Omega$ do $5,6 \Omega$. Fáze impedance nabývá hodnot od 18° do 27° z toho vyplývá, že na v uvedeném kmitočtovém rozmezí se u zátěže může projevit parazitní indukčnost.

6.3.PFL s kabelem URM 67 a vodní zátěží

Pro realizaci byl použit úsek koaxiálního vedení délky 97,5 m, jako zátěž byla použita vodní zátěž s koaxiálním uspořádáním elektrod o hodnotě ohmického odporu $R = 50 \Omega$. Vedení bylo nabíjeno napětím $U_{\text{nab}} = 10 \text{ kV}$. Výsledky měření jsou zobrazeny na obr. 6.14, kde je zobrazen proudový a napěťový impulz a na obr. 6.15 zobrazen detail náběžné hrany napěťového a proudového impulzu.



obr. 6.14 Proudový a napětový impuls na zátěži při nabíjecím napětí $U_{\text{nab}} = 10 \text{ kV}$



obr. 6.15 Detail náběžné hrany proudového a napětového impulsu při nabíjecím napětí $U_{\text{nab}} = 10 \text{ kV}$

Při nabíjecím napětí $U_{\text{nab}} = 10 \text{ kV}$ dosáhl proudový impuls úrovně proudu $I = 100 \text{ A}$, změřená doba náběžné hrany $t_r = 8,6 \text{ ns}$ splňuje daný požadavek. Z doby náběžné hrany a úrovně proudového impulsu se dá určit strmost nárůstu proudu S_I podle vztahu

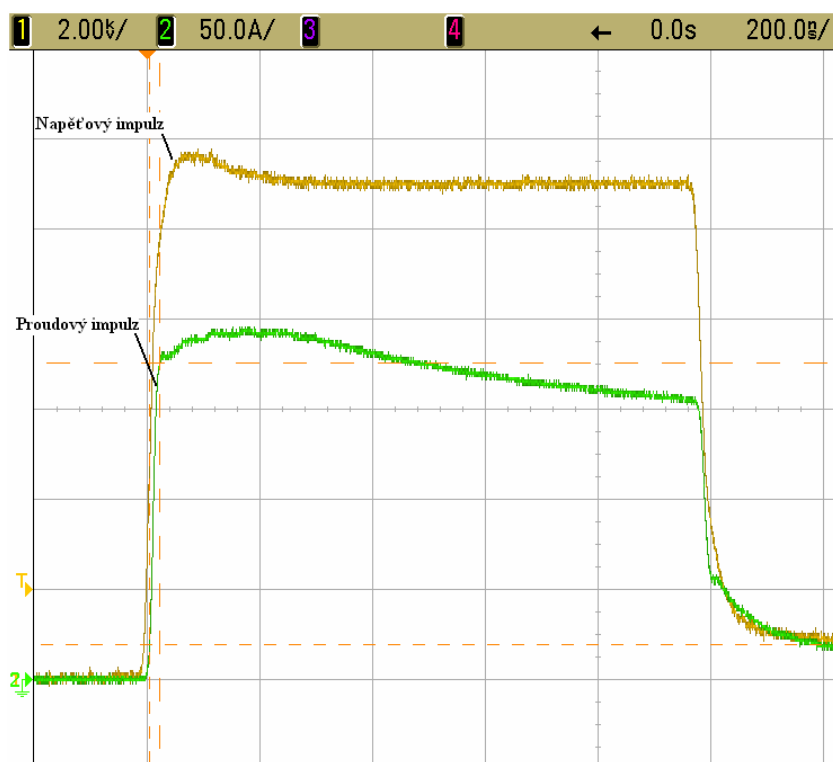
$$S_I = \frac{di(t)}{dt}, \quad (6.13)$$

dosazením naměřených hodnot do tohoto vztahu tj.(6.13) je strmost nárustu proudu

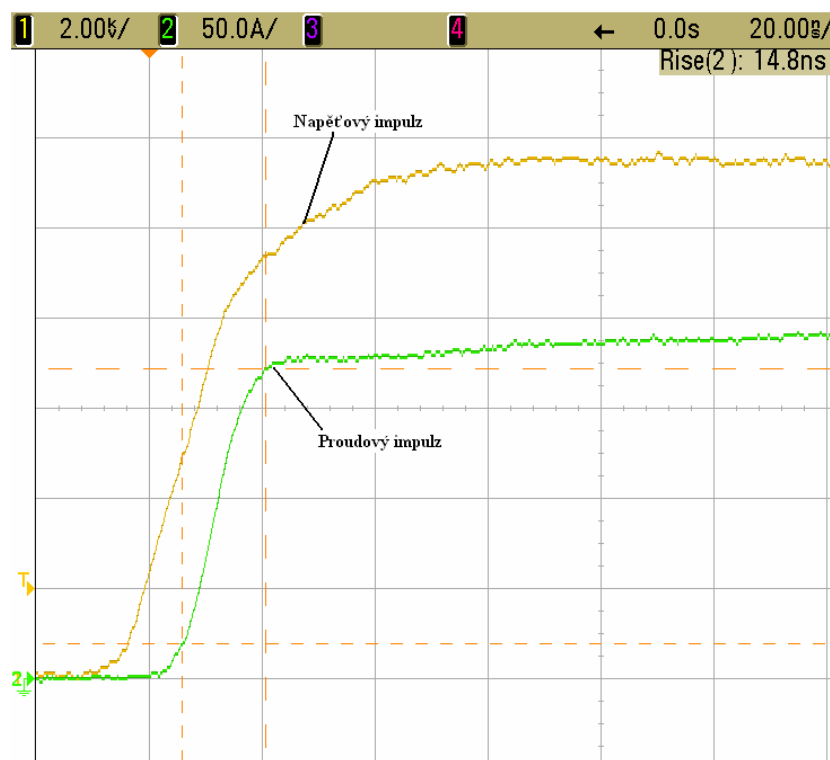
$$S_I = \frac{di(t)}{dt} = \frac{100}{8,6} = 11,62 \frac{\text{A}}{\text{ns}}$$

Z výsledku vyplývá, že strmost je omezena přítomnou parazitní indukčností.

Jelikož proudový impuls nedosáhl při nabíjecím napětí $U_{\text{nab}} = 10 \text{ kV}$ požadované úrovně bylo v dalším měření nabíjecí napětí zvýšeno na $U_{\text{nab}} = 20 \text{ kV}$, výsledky měření jsou na obr 6.16, kde je zobrazen proudový a napěťový impuls na zátěži a na obr. 6.17 je zobrazen detail náběžné hrany napěťového a proudového impulsu.



obr 6.16 Proudový a napěťový impuls na zátěži při nabíjecím napětí $U_{\text{nab}} = 20 \text{ kV}$



obr. 6.17 Detail náběžné hrany proudového a napětového impulsu při nabíjecím napětí $U_{\text{nab}} = 20 \text{ kV}$.

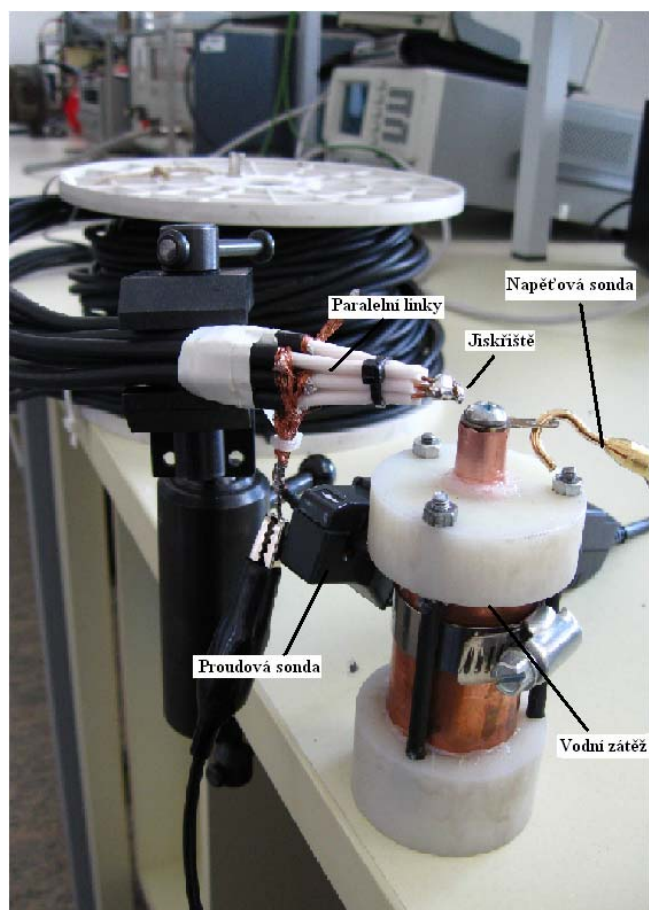
Výsledná dosažená úroveň proudového impulsu byla $I = 172 \text{ A}$, změřená doba náběžné hrany impulsu je $t_r = 14,8 \text{ ns}$ došlo tedy prodloužení o $6,2 \text{ ns}$ toto prodloužení je způsobeno omezenou strmostí nárůstu proudu (6.13)

Protože laboratorní zdroj neumožňuje vyšší nabíjecí napětí než 20 kV a tudíž maximální úroveň proudového impulsu nelze s tímto zdrojem v základním zapojení PFL dosáhnout bylo třeba provést modifikaci zapojení s paralelními linkami.

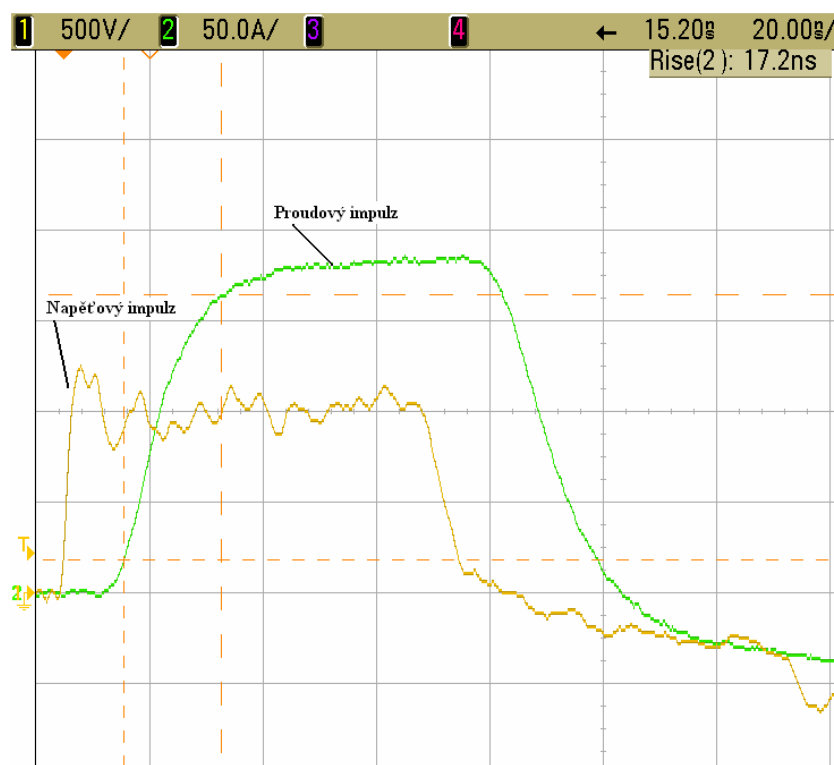
6.4.PFL s paralelními linkami RG-58 a vodní zátěží

Realizované tvarovací vedení s paralelními linkami bylo vytvořeno z deseti osmi metrových úseků kabelů RG-58. Jiskřiště bylo provedeno stejným způsobem jako u základní verze PFL, tzn. že jednu elektrodu vytvořily spojené konce středních vodičů a druhou elektrodu tvořila vnitřní elektroda zátěže. Jako zátěž byla použita vodní zátěž s koaxiálním uspořádáním elektrod a ohmickým odporem $R = 5 \Omega$. Pro nabíjení vedení bylo použito napětí $U_{\text{nab}} = 2,5 \text{ kV}$. Na

obr.6.18 je zobrazeno laboratorní zapojení tvarovacího vedení s paralelními linkami. Výsledky měření jsou na obr.6.19. Vrcholová část impulsu napětí je značně zvlněná. Vzniká domněnka, že průběh ne zcela odpovídá realitě. Zkreslení je pravděpodobně způsobené indukci rušivé napětí do měřicí smyčky napětové sondy. Vzhledem k předpokládané velikosti impulsního proudu by nemělo být spojeného magnetického pole zanedbáno. Při dalším vývoji by měla být brána v potaz i problematika optimalizovaného měření.



obr.6.18 Laboratorní zapojení tvarovacího vedení s paralelními linkami a vodní zátěží



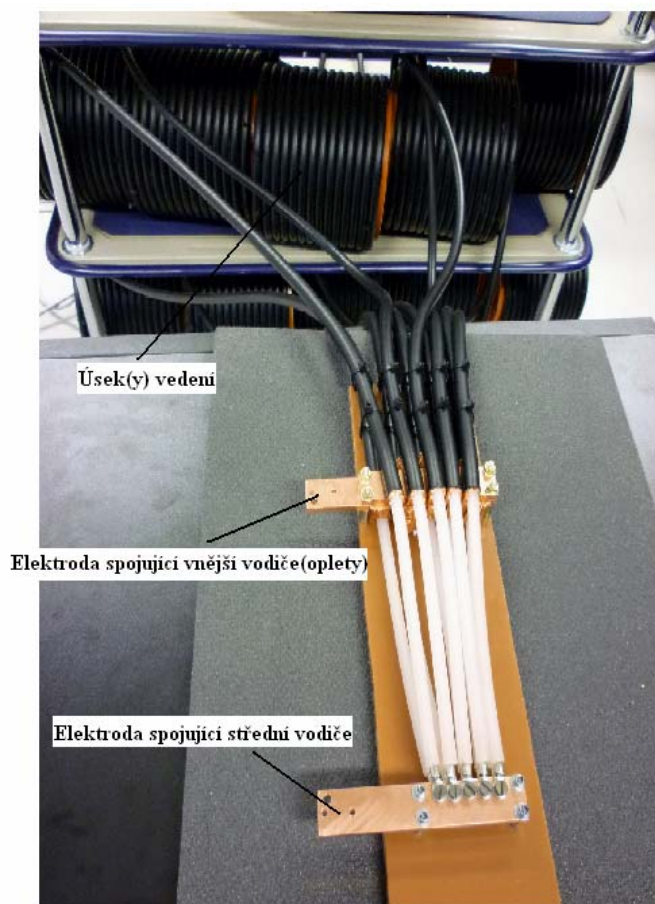
obr.6.19 Proudový a napěťový impuls na vodní zátěži

Z výsledků měření vyplynulo, že změřená doba náběžné hrany proudového impulsu $t_r = 17,2 \text{ ns}$ je srovnatelná s dobou náběžné hrany proudového impulsu generovaného PFL s kabelem URM 67 s nabíjecím napětím $U_{\text{nab}} = 20 \text{ kV}$ (14,8 ns). Dosažená úroveň proudového impulsu $I = 183 \text{ A}$ je sice o 67 A nižší než teoretické maximum (250 A), ale o 11 A vyšší než úroveň proudového impulsu u základní verze PFL s nabíjecím napětím $U_{\text{nab}} = 20 \text{ kV}$ to znamená při téměř desetkrát vyšším nabíjecím napětí.

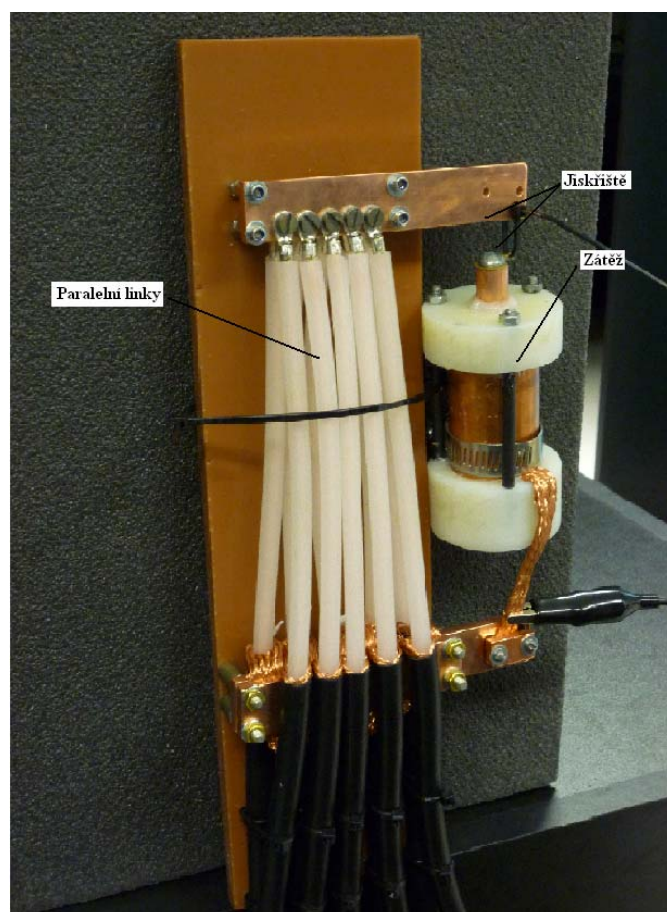
6.5. PFL s paralelními linkami URM 67 a vodní zátěží

Realizace byla provedena deseti úseky kabelu URM 67 o délce $l = 9,5 \text{ m}$. Jako zátěž byla do obvodu zapojena vodní zátěž s ohmickým odporem $R = 5 \Omega$. Jiskřiště bylo vytvořeno elektrodou spojující střední vodiče úseků vedení a vnitřní elektrodou zátěže. Od původně zamýšleného použití laboratorního jiskřiště bylo upuštěno, jelikož při měření s 5Ω bylo zjištěno že toto jiskřiště představuje smyčku která svou indukčností výrazně ovlivňuje dobu náběžné hrany impulsu. Vedení bylo nabíjeno napětím $U_{\text{nab}} = 16 \text{ kV}$. Uspořádání pracoviště je na obr. 6.20, na obr. 6.21 je detail jiskřiště a připojení zátěže. Výsledky měření jsou na obr. 6.22 a obr. 6.23.

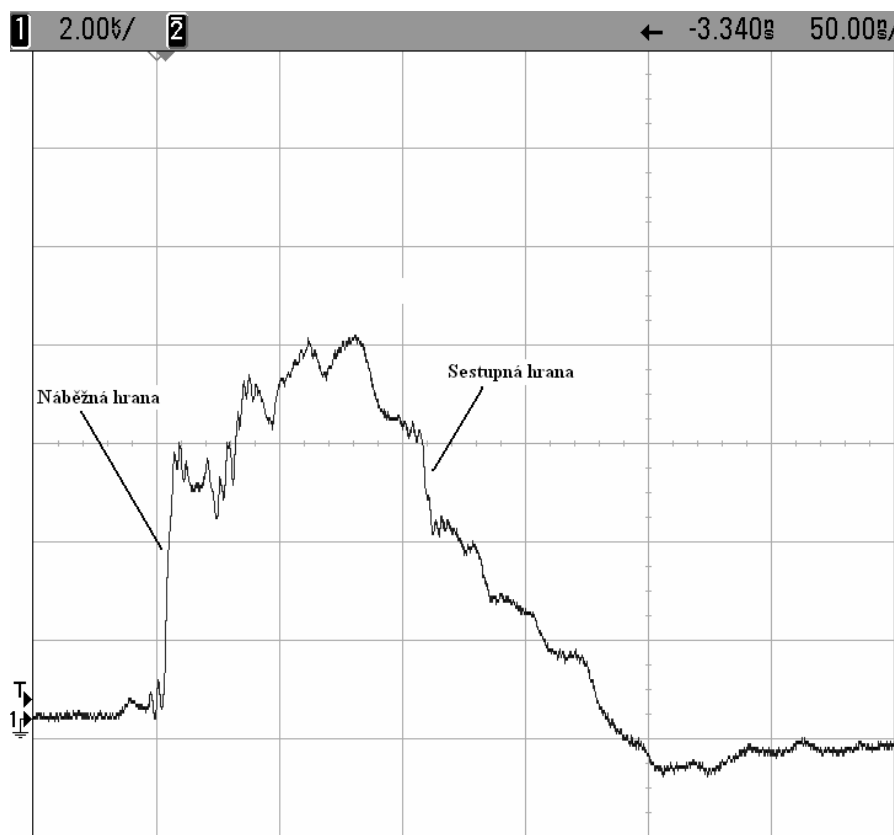
Při měření byl zaznamenán pouze napěťový impuls, protože proudová sonda využívaná v předchozích měřeních může být použita pro měření proudu do $I_{\text{max}} = 200 \text{ A}$ a na zátěži je předpokládán proudový impuls o velikosti až $I = 1600 \text{ A}$.



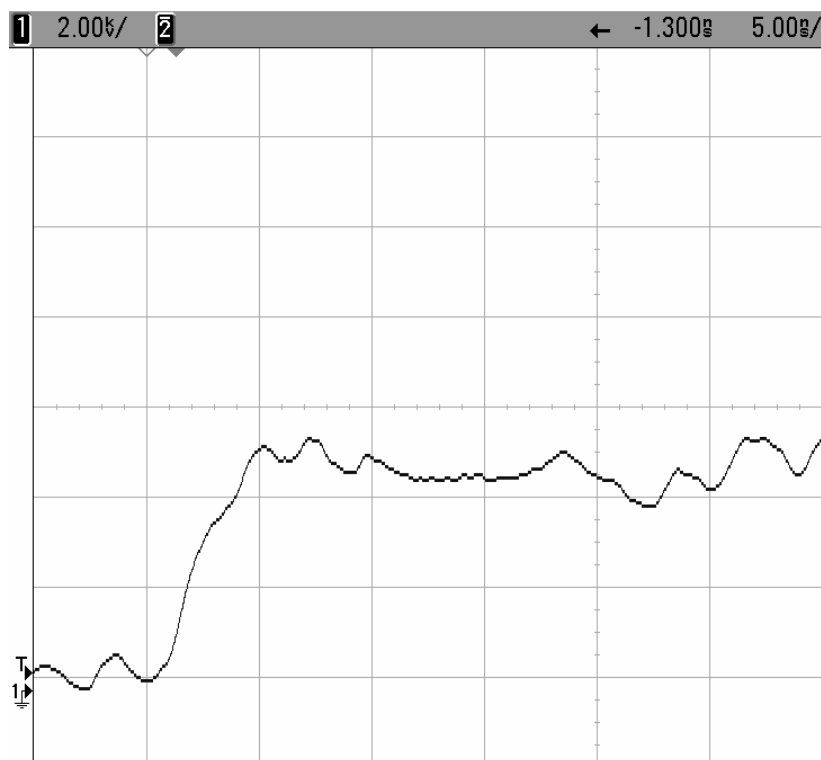
obr 6.20 Uspořádání pracoviště pro PFL s paralelními linkami URM 67



obr. 6.21 Pohled na způsob připojení zátěže k paralelním linkám přes experimentální jiskřiště



obr. 6.22 Generovaný napěťový impuls na zátěži



obr. 6.23 Detail náběžné hrany napětového impulsu

Generovaný napětový impuls dosáhl hodnoty přibližně $U = 8$ kV (odečteno z rastru osciloskopu) což odpovídá předpokladu a lze tedy předpokládat, že na reálné zátěži je proudový impuls o velikosti $I \approx 1,6$ kA. Z rastru osciloskopu byla odečtena délka náběžné hrany napětového impulsu $t_r = 5$ ns. Přibližně stejné hodnoty doby náběžné hrany napětového impulsu bylo dosaženo i u PFL s paralelními linkami RG-58, proto se dá předpokládat že proudový impuls bude mít v obou případech stejnou strmost to je $S_1 = 11,62$ A/ns. Proudový impuls by tedy měl dobu náběžné $t_r = 157,5$ ns. Výsledky měření a úvahy je ovšem nutno brát jako ne definitivní vzhledem k výše popsaným problémům měření napětí sondou.

Strmost impulsu je do jisté míry ovlivněna šířkou vodivého kanálu který vzniká při zapálení jiskřiště, proto rozšířením vodivého kanálu by se dalo dosáhnout vyšší strmosti. Rozšíření vodivého kanálu se dá v provedené realizaci provést tzv. kolejnicovým jiskřištěm. Toto jiskřiště se dá vytvořit mezi elektrodou spojující střední vodiče a druhou páskovou elektrodou.

Ve výše uvedených měřeních byly použity tyto měřicí přístroje a zdroje:

zdroj stejnosměrného napětí 2,5 kV
zdroj stejnosměrného napětí 20 kV
napětová sonda
proudová sonda
osciloskop
měřič impedance

laboratorní přípravek UTEE
laboratorní přípravek UTEE
Aglinet N771A
Aglinet 2007
Aglinet DS06052A
Tesla BM538

6.6. Měření proudů vysokých úrovní

Jelikož proudová sonda od firmy Aglinet využívaná v měřeních umožňuje měření proudu do hodnoty $I_{\max} = 200$ A, je nutné pro další měření použít sondu která bude schopná s dostatečnou přesností měřit proudy o hodnotách řádově kA.

Vhodnou metodou pro měření proudů vysokých úrovní je využití indukovaného magnetického pole tzn. měření velikosti magnetického pole indukovaného protékajícím proudem. Ze změřeného průběhu velikosti magnetického pole se dá proud následně odvozen výpočtem [5].

Z hlediska úrovní veličin měřeného magnetického pole a jejich předpokládaným časovým průběhům jsou nejvhodnější senzory typu indukčního a magneto optického. Z těchto dvou je pak pro jednoduchou laboratorní realizaci vhodný indukční senzory. Tvoří je cívky (resp. soustavy cívek) o definovaných rozměrech a počtech závitů. Umožňují měření magnetických polí v úrovních řádově 10^{-12} – 10^{-13} T, mohou dosáhnou značných šířek pásma a vysoké linearity. Indukční senzory jsou založeny na principu Ampérova zákona celkového proudu a Faradayova indukčního zákona. Magnetické pole buzené proudem protékajícím vodičem je podle Ampérova zákona vírového typu[5]

$$\oint_l H \cdot dl = I. \quad (6.14)$$

Závit cívky vložený do magnetického pole indukovaného měřeným proudem bude mít na svých svorkách napětí úměrné časové změně magnetického indukčního toku[5]

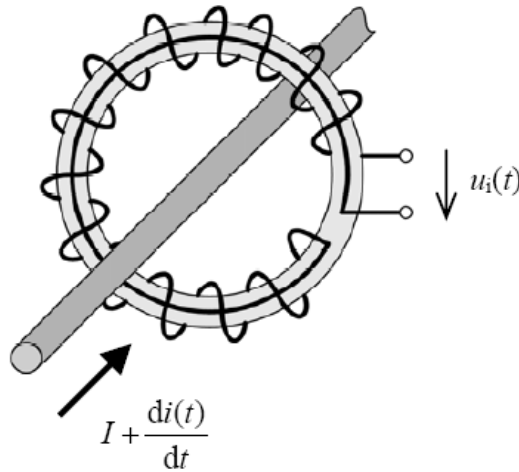
$$u_i(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\mu_r \mu_0 S \frac{dH(t)}{dt}, \quad (6.15)$$

kde S je plocha závitů. Měřicí cívky lze s výhodou konstruovat se vzduchovým jádrem. Pak je relativní permeabilita ve vztahu (6.15) $\mu_r \cong 1$. V případě cívky se vzduchovým jádrem nehrozí nebezpečí přesycení magnetického obvodu, ovšem za cenu menší citlivosti. Vzhledem k úrovním měřených proudů není citlivost kritickým parametrem[5].

Indukční senzory proudu se v praxi často realizují jako Rogowskeho senzory (cívky) viz. obr.6.24. Senzor je konstruován jako cívka se vzduchovým jádrem s definovaným počtem závitů navinutých kolem toroidní nosné konstrukce. Pro napětí indukované na výstupu Rogowskeho proudového senzoru lze ze vztahu (6.15) odvodit vztah [5]

$$u_i(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} = -\mu_r N S \frac{di(t)}{dt}, \quad (6.16)$$

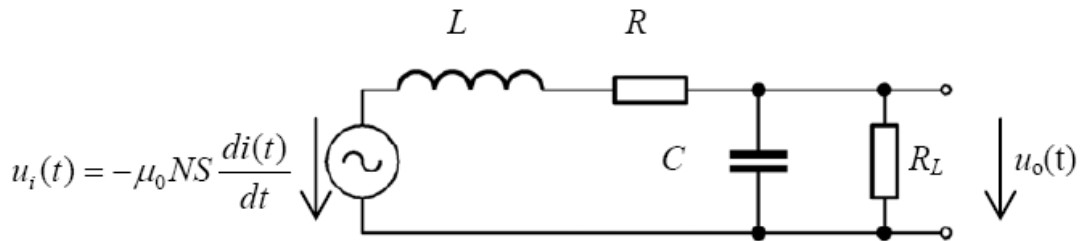
kde N je počet závitů senzoru.



obr.6.24 Rogowskeho cívka jako senzor elektrického proudu [5]

Pro obdržení časového průběhu proudu je nutno výstupní napětí integrovat. To lze realizovat buď pasivním či aktivním integrátorem, vhodné je využít vlastní integrační oblasti senzoru při vhodných obvodových poměrech. Pokud Rogowskeho senzor zatížíme odporem R_L a při uvažování proudových impulzů s dostatečně vysokou frekvencí, získáme přenosovou funkci v operátorovém tvaru

$$K_u(p) = \frac{U_o(p)}{U_i(p)} = \frac{R_L}{pL}. \quad (6.17)$$



obr.6.25 Náhradní obvodové schéma Rogowskeho senzoru se zatěžovacím odporem R_L [5]

S využitím vztahu (6.16) je dána relace mezi indukovaným elektromotorickým napětím a napětím na výstupu zatíženého senzoru

$$U_o(p) = \frac{R_L}{pL} U_i(p) = -\mu_0 NS \frac{R_L}{pL} pI(p) = -\mu_0 NS \frac{R_L}{L} I(p). \quad (6.18)$$

Po převodu do časové oblasti

$$u_o(t) = -\mu_0 NS \frac{R_L}{pL} i(t) = -A_{\text{rog}} i(t), \quad (6.19)$$

kde $A_{\text{rog}} = \mu_0 NS R_L$ je konstanta Rogowskeho senzoru. Z výše provedené analýzy je patrné, že pro dostatečně nízkou hodnotu zatěžovacího odporu R_L je okamžitá hodnota výstupního napětí senzoru $u_o(t)$ rovna okamžité hodnotě měřeného proudu $i(t)$. Konstanta

Rogowskeho senzoru může být snadno určena výpočtem z geometrických rozměrů cívky a jejích parametrů obvodového modelu[5].

Výhodnou vlastností Rogowskeho senzoru je skutečnost, že na velikost výstupního napětí mají vliv pouze proudy které obepíná magnetický obvod cívky. Vliv okolních elektrických proudů, které neprocházejí cívkou, je potlačen. Další důležitým aspektem je přítomnost zpětného vodiče, který prochází podél magnetického obvodu cívky. Zpětně vedený vodič zabraňuje vlivu magnetických toků kolmých na rovinu cívky senzoru [5].

7. Závěr

V této bakalářské práci byly diskutovány možnosti provedení zdroje proudového impulsu vysoké úrovně. Na základě teoretických poznatků a provedených simulací bylo vybráno nejvhodnější řešení pro realizaci a to tvarovací vedení PFL v základním provedení a v modifikované verzi s paralelními linkami.

Pro tyto systémy bylo jako spínač na základě diskuze spínacích prvků vybráno jiskřiště, které splňuje požadavky kladené na spínač oproti ostatním řešením s dostatečnou rezervou. Dále má jiskřiště jednoduchou konstrukci a oproti výkonovým polovodičovým spínacím prvkům je finančně méně nákladné.

V práci jsou prezentovány provedené realizace zdroje proudového impulsu v systému tvarovacího vedení PFL a jeho modifikace s paralelními linkami. Dále byl proveden návrh a realizací vodní zátěže z důvodu nutnosti zátěže, která by mohla být zatížena velkým impulsním výkonem a zároveň měla na vysokých frekvencích co možná nejmenší parazitní indukčnost.

Požadavku na dobu trvání náběžné hrany a úroveň proudu nejvíce odpovídá impuls generovaný systémem PFL s paralelními linkami RG-58 s vodní zátěží.

Z důvodu nutnosti měření vysokých úrovní proudu byla pro měření navrhována metoda založená na měření velikosti magnetického pole indukovaného proudem protékajícím zátěží, pomocí Rogowskeho senzoru (cívky).

Seznam použité literatury

- [1] MANKOWSKI J., KRISTIANSEN M. A Review of Short Pulse Generator Technology. IEEE Transactions on plasma science, vol. 28, no. 1, FEBRUARY 2000.
- [2] KAZDA J. *Supravodivý akumulátor energie: bakalářská práce*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni fakulta elektrotechnická ,2004. 37 s.
- [3] HIDENORI A., NAOYOKI S., SCHOENBACH K. *Pulsed Power Science and Technology* [online]. Kumamoto University. Dostupný z WWW: <<http://pps.coe.kumamoto-u.ac.jp/streaming/PulsedPower/PulsedPower.htm>>
- [4] REICHL J., VŠETIČKA M. *Multimediální encyklopedie fyziky* [online]. Praha 1: SPŠST Panská 2006 – 2008. Dostupná z WWW: < <http://fyzika.jreichl.com/>>
- [5] DREXLER P. *Metody měření ultrakrátkých neperiodických elektromagnetických impulsu: doktorská práce*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 92 s.
- [6] DEEPAK K., GUPTA, JOHN P. I. *Design and construction of double-Blumlein HV pulse power supply*. Gandhinagar: Institute for plasma research, 2000, 10s.
- [7] NOVÁČEK Z., *Elektromagnetické vlny, antény a vedení: přednášky*. Brno: FEKT VUT v Brně, 145 s.
- [8] WIKIPEDIE, internetový zdroj [online]. Dostupný z WWW: < http://cs.wikipedia.org/wiki/Hlavn%C3%AD_strana>
- [9] HOLUB P., ZÍKA J., *Praktická zapojení polovodičových diod a tyristorů*, Praha: SNTL 1977, 274 s.
- [10] Internetový zdroj [online], dostupný z WWW: <<http://hw.cz/Teorie-a-praxe/Navrhyvyvojare/ART531-Z-ceho-jsou-sestavovany-prepetove-ochrany.html>>
- [11] Internetový zdroj, dostupný z WWW: <<http://www.techcorp.cz/0016/000009.html>>
- [12] BRZOBOHATÝ J., MUSIL V., BAJER A., BOUČEK J., *Elektronické součástky*, Brno: FEKT VUT v Brně, 2002, 205 s.
- [13] VERMA R., SHYAM A., SHAH K.G., *Design and performance analysis of transmission line-based nanosecond pulse multiplier*. Gandhinagar: Institute for plasma research, 2005-2006, 15 s.
- [14] VERMA R., SHYAM A., CHATUVERDI S., *Portable & low cost giga-watt pulsed power source for intense electron beam generation*, Gandhinagar: Institute for plasma research, 2005-2006, 4 s.
- [15] BEVERLY R. E. AND ASSOCIATES, *Application Notes for Aqueous-Electrolyte Resistors*, Ohaio: Lewis Center, 10 September 2004 (Revised 22 December 2008), 21s.

- [16] GERASIMOV A.I., *Liquid resistors in accelerators of pulse electron beams*, Sarov: FSUE, No. 2 2006, 3s.
- [17] DĚDEK L., DĚDKOVÁ J., *Elektromagnetismus: skriptum*, Brno: VUT v Brně, 1998, 229 s, ISBN 80-214-1106-6.
- [18] DĚDKOVÁ J., *Řešené příklady z elektromagnetismu: skriptum pro numerická cvičení*, Brno: VUT v Brně , Fakulta elektrotechniky a informatiky, ÚTEE, 2001, 60 s, ISBN 80-214-1808-7.
- [19] HORAN D., KANG Y., *Design and Construction of a 1-MW, 352-MHz RF Test Load: IEEE*, Illinois USA: Advanced Photon Source, 1998, p. 3687-3689.

Vlastní práce vztahující se k tématu

- [20] Myška R., Zdroj proudového impulsu. *Proceedings of the 15th conference STUDENT EEICT 2009 Volume 1*. Brno: VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009, 218s, str. 89-91, ISBN 978-80-214-3867-5.

Seznam použitých zkratk a symbolů

Zkratky

nn	nízké napětí
vn	vysoké napětí
vvv	velmi vysoké napětí
PE	polyethylen
PFL	tvarovací vedení (Pulse Forming Line)
PL	pěnový polyethylen
SE	zapojení tyristoru se společným emitorem
SMES	supravodivý akumulátor energie (Superconducting Magnetic Energy Storage)

Symbols

a	průměr vnitřního vodiče koaxiálního vedení	(m)
b	průměr koaxiálního kabelu	(m)
c	rychlost světla ve vakuu	(m·s ⁻¹)
A_{rog}	konstanta Rogowskeho senzoru	(Ω)
B	magnetická indukce	(T)
C	kapacita	(F)
C_0	měrná kapacita	(F·m ⁻¹)
E	intenzita elektrického pole	(V·m ⁻¹)
E_e	energie elektrického pole	(J)
E_m	maximální energie cívky	(J)
f	frekvence	(Hz)
f_t	frekvence tlumených kmitů	(Hz)
G	elektrická vodivost	(S)
H	intenzita magnetického pole	(A·m ⁻¹)
$i(t)$	okamžitá hodnota elektrického proudu	(A)
i_B	okamžitá hodnota proudu tekoucího bázi tranzistoru	(A)
i_C	okamžitá hodnota proudu tekoucího kolektorem tranzistoru	(A)
I	elektrický proud	(A)
I_0	ustálený proud cívky	(A)
I_B	proud bázi tranzistoru	(A)
I_G	řídící proud tyristoru	(A)
I_H	vratný proud tyristoru	(A)
I_L	přidržený proud tyristoru	(A)
J_0	moment setrvačnosti rotoru homopolárního generátoru	(kg·m ²)
$K_u(p)$	operátorový přenos	(-)
L	rozměr délky	(m)
L	indukčnost	(H)
m	hmotnost	(kg)
P	výkon	(W)
Q	elektrický náboj	(C)
r	délkový rozměr	(m)
R	elektrický odpor	(Ω)
R_V	odpor sepnutého tranzistoru	(Ω)

R_Z	zatěžovací odpor tranzistoru	(Ω)
S	plocha	(m^2)
S_I	strmost nárůstu proudu	($A \cdot s^{-1}$)
t	časová proměnná	(s)
t_r	doba trvání náběžné hrany impulzu	(s)
t_z	zapínací doba tyristoru	(s)
T	termodynamická teplota	($K; ^\circ C$)
T_p	doba trvání impulzu	(s)
$u(t)$	okamžitá hodnota elektrického napětí	(V)
u_{BE}	napětí mezi bázi a emitorem tranzistoru	(V)
u_{CB}	napětí mezi bázi a kolektorem tranzistoru	(V)
u_{CE}	napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru	(V)
U	elektrické napětí	(V)
U_{B0}	blokovací napětí tyristoru	(V)
U_{br}	průrazné napětí	(V)
U_i	indukované elektrické napětí	(V)
U_{nab}	nabíjecí napětí	(V)
V	objem	(m^3)
w_e	měrná objemová hustota elektrostatického pole	($J \cdot m^{-3}$)
w_b	měrná objemová hustota magnetického pole	($J \cdot m^{-3}$)
w_w	měrná hustota energie vztažené k hmotnosti	($J \cdot kg^{-1}$)
W	energie	(J)
Z_0	charakteristická impedance	(Ω)
Z_K	vnitřní impedance zdroje a nabíjecího rezistoru	(Ω)
Z_L	impedance zátěže	(Ω)
β	průměrný teplotní koeficient objemové roztažnosti	(-)
γ	měrná vodivost	($S \cdot m^{-1}$)
δ	hloubka vniku povrchového jevu	(m)
ε_0	permitivita vakua	($C^2 \cdot N^{-1} m^{-2}$)
ε_r	relativní permitivita	(-)
μ_0	magnetická permeabilita vakua	($T \cdot m \cdot A^{-1}$)
μ_r	relativní magnetická permeabilita materiálu	(-)
π	Ludolfovo číslo	(-)
ρ	měrný odpor	($\Omega \cdot m$)
ρ_H	měrná hmotnost	($kg \cdot m^{-3}$)
τ	časová konstanta	(s)
φ	fáze impedance	($^\circ$)
Φ	magnetický indukční tok	(Wb)
ω	úhlová frekvence	($rad \cdot s^{-1}$)