

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGIE**

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Rezonanční technologie přenosu elektrické energie**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2017/2018

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Mikhail OLKHOVSKIY**

Osobní číslo: **E16N0111P**

Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**

Studijní obor: **Elektroenergetika**

Název tématu: **Rezonanční technologie přenosu elektrické energie**

Zadávající katedra: **Katedra elektroenergetiky a ekologie**

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

1. Uveďte základní principy přenosu elektrické energie a vlastnosti nadzemních a kabelových vedení.
2. Diskutujte výhody a nevýhody v současnosti používaných přenosových systémů.
3. Uveďte teoretické předpoklady pro přenos energie jednovodičovým rezonančním vedením a porovnejte s klasickým typem přenosu.
4. Analyzujte možnosti uplatnění rezonančního přenosu elektrické energie.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

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


Vedoucí diplomové práce: **Doc. Ing. Eva Müllerová, Ph.D.**  
Katedra elektroenergetiky a ekologie

Datum zadání diplomové práce: **10. října 2017**

Termín odevzdání diplomové práce: **24. května 2018**

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



  
Doc. Ing. Karel Noháč, Ph.D.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 10. října 2017

## **Abstrakt**

Diplomová práce je zaměřena na problematiku přenosu elektromagnetické energie rezonančním jednovodičovým vedením.

## **Klíčová slova**

Rezonance, vlnová délka, povrchové vlny, vedení s rozprostřenými parametry, rezonanční transformátor.

## **Abstract**

Master thesis is focused on the transmission electromagnetic energy via single wire resonant line.

## **Key words**

Resonance, wavelength, surface waves, distributed parameter line, resonance transformer.

## **Prohlášení**

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

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

.....  
podpis

V Plzni dne 18.5.2018

Mikhail Olkhovskiy

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucí diplomové práce doc. Ing. Evě Müllerové, Ph.D. za cenné profesionální rady, konzultace, metodické vedení práce. Zároveň bych chtěl poděkovat Ing. Petrovi Martínkovi, Ph.D. za asistenci při měření a Ing. Jakubovi Jiřincovi za pomoc při měření.

Také děkuji Ing. Zdeňkovi Kubíkovi, Ph.D. za cenné konzultace a zajímavé diskuze z oblasti mechanismu šíření elektromagnetických vln, doc. Ing. Vladimírovi Kindlovi, Ph.D. za rady a připomínky z oblasti vlivu vysokofrekvenčních elektromagnetických polí na lidský organizmus.

# Obsah

<b>OBSAH</b> .....	<b>7</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK</b> .....	<b>8</b>
<b>ÚVOD</b> .....	<b>10</b>
<b>1 ZÁKLADNÍ PRINCIPY PŘENOSU ELEKTRICKÉ ENERGIE</b> .....	<b>11</b>
1.1 POYNTINGŮV VEKTOR.....	11
1.2 VLNOVÉ ROVNICE.....	13
1.3 TROJFÁZOVÉ VEDENÍ AC.....	17
1.4 HVDC – HIGH VOLTAGE DIRECT CURRENT.....	20
1.5 SWER - SINGLE WIRE EARTH RETURN.....	23
1.6 HWTL – HALF-WAVELENGTH TRANSMISSION LINE.....	27
<b>2 TEORETICKÉ PŘEDPOKLADY PRO PŘENOS ENERGIE JEDNOVODIČOVÝM REZONANČNÍM VEDENÍM</b> .....	<b>31</b>
2.1 PŘENOS ENERGIE S VYUŽITÍM PRINCIPU POVRCHOVÉ VLNY.....	31
2.2 PŘENOS ENERGIE NA NÍZKÝCH FREKVENCÍCH S VYUŽITÍM VLASTNÍ KAPACITY A VLASTNÍ INDUKČNOSTI VODIČE.....	36
<b>3 ANALÝZA MOŽNOSTI UPLATNĚNÍ REZONANČNÍHO PŘENOSU ELEKTR. ENERGIE</b> ..	<b>44</b>
3.1 SWTL – SINGLE WIRE TRANSMISSION LINE.....	44
3.2 SWRL – SINGLE WIRE RESONANT LINE.....	46
3.3 KONSTRUKCE A ELEKTROTECHNICKÉ PARAMETRY.....	48
3.4 MODELOVÁNÍ SWRL V LTSPICE.....	51
3.5 MĚŘENÍ NAPĚTÍ NA JEDNOVODIČOVÉM VEDENÍ V1.....	57
3.6 POROVNÁNÍ EFEKTIVNOSTI ZPŮSOBŮ NAPÁJENÍ A ZATÍŽENÍ SWRL.....	61
3.7 VYZAŘOVACÍ ÚČINNOST TRT A VEDENÍ.....	65
3.8 ZJIŠTĚNÍ VLIVU PARAZITNÍCH KAPACITNÍCH VAZEB.....	71
3.9 MĚŘENÍ MAGNETICKÉ SLOŽKY ELEKTROMAGNETICKÉ VLNY.....	73
3.10 MĚŘENÍ ELEKTRICKÉ SLOŽKY ELEKTROMAGNETICKÉ VLNY.....	75
<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>77</b>
<b>SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ</b> .....	<b>78</b>
<b>PŘÍLOHY</b> .....	<b>81</b>



## Seznam symbolů a zkratk

$E$ .....	Intenzita elektrického pole [ $V \cdot m^{-1}$ ]
$H$ .....	Intenzita magnetického pole [ $A \cdot m^{-1}$ ]
$L$ .....	Indukčnost [H]
$C$ .....	Kapacita [F]
$R$ .....	Odpor [ $\Omega$ ]
$I$ .....	Elektrický proud [A]
$U$ .....	Elektrické napětí [V]
$E$ .....	Elektromotorické napětí [V]
$P$ .....	Činný výkon [W]
$Q$ .....	Jalový výkon [VAr]
$S$ .....	Zdánlivý výkon [VA]
$Z$ .....	Impedance [ $\Omega$ ]
$G$ .....	Elektrická vodivost [S]
$N$ .....	Poyntingův vektor [ $VA \cdot m^{-2}$ ]
$q$ .....	Náboj [C]
$t$ .....	Čas [s]
$d$ .....	Vzdálenost [m]
$r$ .....	Poloměr [m]
$h$ .....	Výška [m]
$l$ .....	Délka [m]
$tg \delta$ .....	Ztrátový činitel [-]
$\vartheta$ .....	Teplota [ $^{\circ}C$ ]
$\epsilon_r$ .....	Relativní permitivita [-]
$\epsilon_0$ .....	Permitivita vakua [ $F \cdot m^{-1}$ ]
$\mu_r$ .....	Relativní permeabilita [-]
$\mu_0$ .....	Permeabilita vakua [ $H \cdot m^{-1}$ ]
$\rho$ .....	Rezistivita [ $\mu\Omega \cdot m$ ]
$\gamma$ .....	Měrná vodivost [ $S \cdot m^{-1}$ ]
$\bar{\gamma}$ .....	Konstanta šíření [ $m^{-1}$ ]
$\alpha$ .....	Fázová konstanta [ $m^{-1}$ ]

$\beta$ .....	Měrný útlum [ $\text{m}^{-1}$ ]
$\lambda$ .....	Vlnová délka [m]
$\omega$ .....	Úhlová frekvence [ $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ]
$f$ .....	Frekvence [Hz]
$\eta$ .....	Účinnost [-]
VN.....	Vysoké napětí
VVN.....	Velmi vysoké napětí
GND.....	Uzemnění
AC.....	Alternate Current
HVAC .....	High Voltage Alternate Current
HVDC .....	High Voltage Direct Current
SWER .....	Single Wire Earth Return
HWTL.....	Half-Wavelength Transmission Line
SWTL.....	Single Wire Transmission Line
SWRL .....	Single Wire Resonant Line
TRT .....	Teslův Rezonanční Transformátor
ICNIRP .....	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
TEM .....	Transverzální elektromagnetická vlna (Transversal Electromagnetic Wave)
TM.....	Transverzální magnetická vlna (Transversal Magnetic Wave)

## Úvod

Více než před sto lety Nikola Tesla zveřejnil výsledky svých experimentů týkajících se rezonanční metody přenosu elektrické energie. V dnešní době jsou rezonanční metody přenosu využívány především v radiokomunikačních technologiích pro přenos signálů.

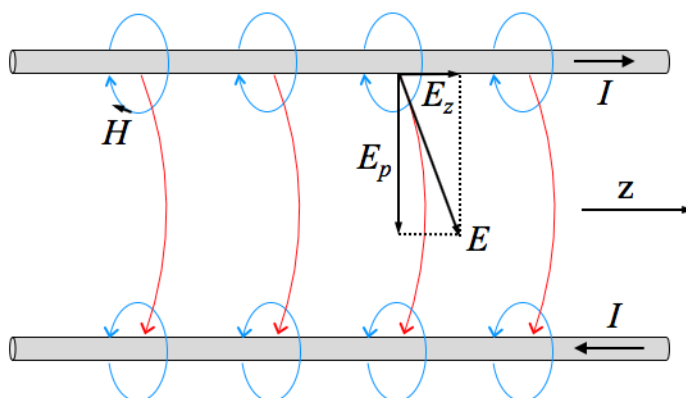
Přenos elektrické energie na malé a střední vzdálenosti v současné době je realizován pomocí střídavého proudu s poměrně nízkou frekvencí 50-60 Hz, na velké vzdálenosti pak pomocí stejnosměrného přenosu. V dané práci jako konkurenční způsob stávajícím způsobům přenosu je nabízen přenos jednovodičovým rezonančním vedením, kde vodič plní roli vlnovodu. Na rozdíl od dutého kovového vlnovodu, se kterým se běžně setkáváme v radiotechnice a ve kterém se obvod uzavírá pomocí posuvných proudů tekoucích osou vlnovodu, obvod se v jednovodičovém vlnovodu uzavírá pomocí posuvných proudů tekoucích prostorem kolem vodiče. V souvislosti s omezením ztrát na vyzařování elektromagnetických vln vhodná frekvence pro takové systémy leží v rozmezí od stovek hertz do desítek kilohertz.

# 1 Základní principy přenosu elektrické energie

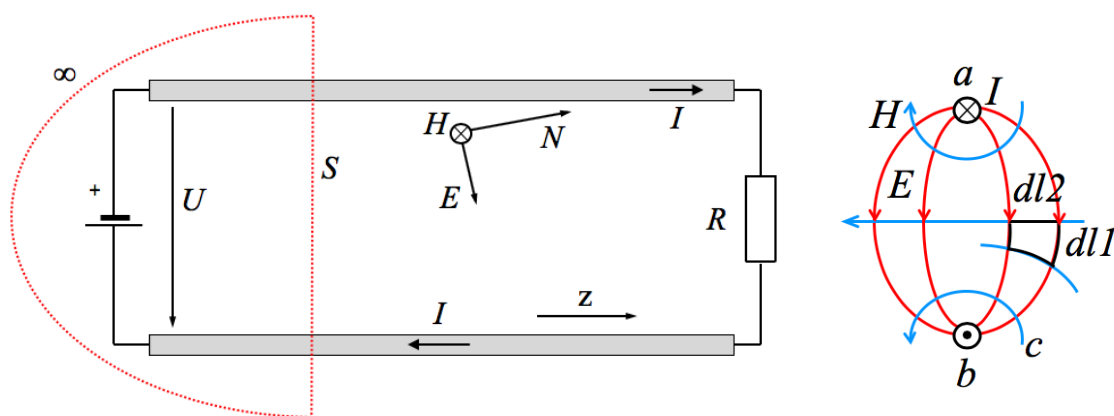
## 1.1 Poyntingův vektor

V obecném případě pro přenos elektrické energie používáme vedení se dvěma vodiči. Pro takovéto vedení platí, že siločáry intenzity elektrického a magnetického pole jsou kolmé na směr šíření proudu a na sebe navzájem, proto elektromagnetickou vlnu, která se šíří takovýmto vedením, nazýváme TEM vlna. Znamená to, že vlna je současně transverzálně elektrická (TE) i transverzálně magnetická (TM). Na vedeních používaných v současnosti pro přenos elektrické energie buďto kabelových nebo venkovních můžeme se setkat jenom s vlnou typu TEM.

Pro případ ideálních vodičů vektor elektrického pole leží v rovině kolmé na směr šíření vlny. Reálný vodič ale má určitý odpor proto existuje nenulová složka intenzity elektrického pole ve směru osy  $z$  [3][5].



Obr. 1.1 Elektromagnetické pole dvojvodičového vedení



Obr. 1.2 Poyntingův vektor na reálném vedení

Podle obrázku 1.2 je  $N$  Poyntingův vektor, a je definován rovnicí 1.1. Levá část představuje výkon zdroje, pravá část je zářivý výkon procházející obalovou plochou:

$$\int_S N dS = \int_a^b \oint_c E H dl_1 dl_2 \quad (1.1)$$

Protože součin  $E \cdot dl_1 = dU$  je konstantní při oběhu po křivce  $c$ , můžeme integrál rozdělit:

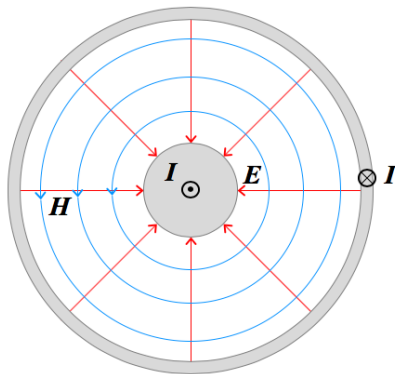
$$\int_a^b E dl_1 \cdot \oint_c H dl_2 = U \cdot I \quad (1.2)$$

Je vidět že výkon zdroje je přenášen elektromagnetickým polem. V případě že vodiče vedení mají odpor o velikosti  $R$  na délku  $l$ , přenos elektrické energie probíhá s Joulovými ztrátami [3]:

$$E_z = \frac{R \cdot I}{l} \quad H_p = \frac{I}{2\pi \cdot r} \quad (1.3)$$

$$|E_z \times H_p| = N_p = \frac{R \cdot I^2}{2\pi \cdot r \cdot l} \quad (1.4)$$

Stejná tvrzení týkající se siločar elektrického a magnetického pole platí pro koaxiální kabel. Linie vektoru  $E$  musí být kolmé k plášti i k liniím vektoru  $H$  a musí končit na centrální žíle kabelu. Znamená to, že vlna TEM je možná jen v prostoru mezi dvěma galvanicky oddělenými plášti s rovnoběžnými osami [3].



Obr. 1.3 Elektromagnetické pole koaxiálního kabelu

## 1.2 Vlnové rovnice

Každý nekonečně malý element vedení  $dx$  má následující parametry:

- indukčnost  $L_l \cdot dx$
- kapacitu  $C_l \cdot dx$
- odpor  $R_l \cdot dx$
- svod  $G_l \cdot dx$

kde  $L_l, C_l, R_l, G_l$  jsou veličiny na jednotku délky.

Na vzdálenosti  $x$  od konce vedení je napětí  $u = f(x)$ , potom na vzdálenosti  $x + dx$  napětí může být vyjádřeno jako  $u_1 = f(x + dx)$ .

Po aplikaci Taylorova rozvoje na poslední výraz a použitím prvních dvou členů dostáváme [7]:

$$u_1 = f(x) + f'(x)dx = u + \frac{\partial u}{\partial x} dx \quad (1.5)$$

Z toho úbytek napětí na elementu  $dx$ :

$$u_1 - u = \frac{\partial u}{\partial x} dx \quad (1.6)$$

Daný úbytek napětí vzniká kvůli existenci činného odporu a indukčnosti u vedení [7]:

$$u_1 - u = R_l dx \cdot i + L_l dx \cdot \frac{\partial i}{\partial t} \quad (1.7)$$

Potom můžeme psát:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = R_l i + L_l \frac{\partial i}{\partial t} \quad (1.8)$$

Obdobným postupem dostáváme 2. telegrafní rovnici:

$$\frac{\partial i}{\partial x} = G_l u + C_l \frac{\partial u}{\partial t} \quad (1.9)$$

V tomto případě  $\frac{\partial i}{\partial x} dx$  je změna proudu na elementu  $dx$  kvůli svodu  $G_l dx \cdot u$  a kvůli kapacitě elementu  $dx$ :  $C_l dx \frac{\partial u}{\partial t}$  [7].

Eliminací napětí a proudu z rovnic 1.8 a 1.9 dostáváme takzvané vlnové rovnice pro

napětí a proud:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = R_1 G_1 u + \frac{\partial u}{\partial t} (R_1 C_1 + L_1 G_1) + L_1 C_1 \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (1.10)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = R_1 G_1 i + \frac{\partial i}{\partial t} (R_1 C_1 + L_1 G_1) + L_1 C_1 \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \quad (1.11)$$

V případě že se napětí a proud v kterémkoliv místě vedení mění v čase podle sinové funkce, telegrafní rovnice nabývají tvar [7][8][9]:

$$\frac{d\bar{U}}{dx} = R_1 \bar{I} + L_1 \frac{d\bar{I}}{dt} \quad (1.12)$$

$$\frac{\partial \bar{I}}{\partial x} = G_1 \bar{U} + C_1 \frac{d\bar{U}}{dt} \quad (1.13)$$

Protože  $\bar{U} = U e^{j\omega t}$   $\bar{I} = I e^{j\omega t}$  :

$$\frac{d\bar{U}}{dx} = (R_1 + j\omega L_1) \bar{I} \quad (1.14)$$

$$\frac{d\bar{I}}{dx} = (G_1 + j\omega C_1) \bar{U} \quad (1.15)$$

Podobně lze zapsat vlnové rovnice:

$$\frac{d^2 \bar{U}}{dx^2} - (R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1) \bar{U} = 0 \quad (1.16)$$

Řešení rovnice je ( $A, B$  jsou integrační konstanty):

$$\bar{U} = \bar{A} e^{\gamma x} + \bar{B} e^{-\gamma x} \quad (1.17)$$

$$\frac{d^2 \bar{I}}{dx^2} - (R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1) \bar{I} = 0 \quad (1.18)$$

Řešení rovnice je:

$$\bar{I} = -\frac{\bar{A}}{\bar{Z}_v} e^{\gamma x} + \frac{\bar{B}}{\bar{Z}_v} e^{-\gamma x} \quad (1.19)$$

Je vidět, že vektor napětí nebo proudu v libovolném místě vedení je sumou dvou složek představujících postupnou a odraženou vlnu.

$$\bar{\gamma} = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} \quad (1.20)$$

$$\bar{\gamma} = \beta + j\alpha \quad (1.21)$$

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.22)$$

kde:

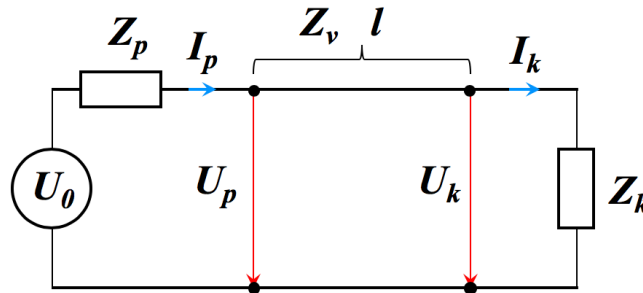
$\bar{\gamma}$  – konstanta šíření

$\beta$  – konstanta tlumení;

$\alpha$  – konstanta fáze.

Vlnová impedance:

$$\bar{Z}_v = \sqrt{\frac{(R_1 + j\omega L_1)}{(G_1 + j\omega C_1)}} \quad (1.23)$$



Obr. 1.4 Vedení s vyznačenými okrajovými podmínkami

Z okrajových podmínek  $U(0)=U_p$ ,  $I(0)=I_p$  dostaneme integrační konstanty a dosadíme do rovnic 1.18 a 1.20:

$$\bar{U} = \frac{1}{2}(\bar{U}_p - \bar{Z}_v \bar{I}_p)e^{\gamma x} + \frac{1}{2}(\bar{U}_p + \bar{Z}_v \bar{I}_p)e^{-\gamma x} \quad (1.24)$$

$$\bar{I} = \frac{1}{2}\left(\bar{I}_p - \frac{\bar{U}_p}{\bar{Z}_v}\right)e^{\gamma x} + \frac{1}{2}\left(\bar{I}_p + \frac{\bar{U}_p}{\bar{Z}_v}\right)e^{-\gamma x} \quad (1.25)$$

neboli:

$$\bar{U} = \bar{U}_p \frac{1}{2}(e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}) - \bar{Z}_v \bar{I}_p \frac{1}{2}(e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}) \quad (1.26)$$

$$\bar{I} = \bar{I}_p \frac{1}{2}(e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}) - \frac{\bar{U}_p}{\bar{Z}_v} \frac{1}{2}(e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}) \quad (1.27)$$



$$\text{víme že: } \frac{1}{2}(e^x + e^{-x}) = \cosh x \quad \frac{1}{2}(e^x - e^{-x}) = \sinh x \quad (1.28)$$

$$\bar{U} = \bar{U}_p \cosh \gamma x - \bar{Z}_v \bar{I}_p \sinh \gamma x \quad (1.29)$$

$$\bar{I} = \bar{I}_p \cosh \gamma x - \frac{\bar{U}_p}{\bar{Z}_v} \sinh \gamma x \quad (1.30)$$

Je možno přepsat do tvaru (pro známé hodnoty napětí a proudu na začátku vedení):

$$\begin{bmatrix} \bar{U} \\ \bar{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma x & -\bar{Z}_v \sinh \gamma x \\ -\frac{1}{\bar{Z}_v} \sinh \gamma x & \cosh \gamma x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_p \\ \bar{I}_p \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Pro známé hodnoty napětí a proudu na konci vedení integrační konstanty jsou:

$$\bar{A} = \frac{1}{2}(\bar{U}_k - \bar{Z}_v \bar{I}_k) e^{-\gamma x} \quad (1.32)$$

$$\bar{B} = \frac{1}{2}(\bar{U}_k + \bar{Z}_v \bar{I}_k) e^{\gamma x} \quad (1.33)$$

Pro známé hodnoty napětí na začátku vedení a impedance zátěže na konci vedení integrační konstanty jsou:

$$\bar{A} = \bar{U}_p \frac{(\bar{Z}_k - \bar{Z}_v)}{(\bar{Z}_k - \bar{Z}_v) + (\bar{Z}_k + \bar{Z}_v) e^{2\gamma l}} \quad (1.34)$$

$$\bar{B} = \bar{U}_p - \bar{A} \quad (1.35)$$

Pro známé hodnoty napětí zdroje a impedance zátěže na konci a na začátku vedení integrační konstanty jsou:

$$\bar{A} = \bar{U}_0 \frac{\bar{Z}_v (\bar{Z}_k - \bar{Z}_v)}{(\bar{Z}_v - \bar{Z}_p)(\bar{Z}_k - \bar{Z}_v) + (\bar{Z}_v + \bar{Z}_p)(\bar{Z}_k + \bar{Z}_v) e^{2\gamma l}} \quad (1.36)$$

$$\bar{B} = \bar{U}_0 \frac{\bar{Z}_v (\bar{Z}_k + \bar{Z}_v)}{(\bar{Z}_v + \bar{Z}_p)(\bar{Z}_k + \bar{Z}_v) + (\bar{Z}_v - \bar{Z}_p)(\bar{Z}_k - \bar{Z}_v) e^{-2\gamma l}} \quad (1.37)$$

### 1.3 Trojfázové vedení AC

V průmyslových přenosových sítích používáme harmonický střídavý proud AC, jeho okamžitá hodnota se mění v čase podle funkce sinus:

$$i(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (1.38)$$

Základní význam v elektroenergetice má trojfázová soustava střídavého proudu. Střídavý trojfázový proud přenášíme pomocí venkovních nebo kabelových vedení. Venkovní vedení sestávají z holých vodičů, ze stožárů a izolátorů [20].

Při průchodu střídavého proudu vzniká nerovnoměrné rozložení proudu v průřezu vodiče – skinefekt, závislý na frekvenci proudu. Činný odpor pro jednotku délky vodiče při průchodu stejnosměrného proudu stanovujeme pomocí vzorce, který je dostatečně přesný i pro střídavý proud o frekvenci 50 Hz:

$$R_1 = \frac{\rho}{S} \quad (1.39)$$

kde:

$\rho$  – měrný odpor při teplotě  $\vartheta_0 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ ,

$S$  - průřez vodiče.

Vliv teploty se respektuje činitelem:

$$k_\vartheta = 1 + \alpha(\vartheta - \vartheta_0) \quad (1.40)$$

kde:

$\alpha$  – teplotní činitel odporu,

$(\vartheta - \vartheta_0)$  – změna teploty.

Pro lana AlFe musíme uvažovat rezistence obou materiálů [20]:

$$R = \left( \frac{1}{R_{Al}} + \frac{1}{R_{Fe}} \right)^{-1} \quad (1.41)$$

Provozní indukčnost trojfázového transponovaného vedení:

$$L_p = 0,46 \cdot \log \frac{d}{r} \text{ [mH/km]} \quad (1.42)$$

kde:

$d$  – střední geometrická vzdálenost mezi fázovými vodiči,

$r$  – poloměr vodiče, nebo ekvivalentní poloměr svazku v případě svazkového vodiče [mm].

$$d = \sqrt[3]{d_{12} \cdot d_{13} \cdot d_{23}} \text{ [mm]} \quad (1.43)$$

Provozní kapacita trojfázového vedení:

$$C_p = \frac{1}{D - D'} \text{ [F/km]} \quad (1.44)$$

Pro jednoduchá vedení potenciálové součinitele:

$$D = 41,3 \cdot 10^6 \log \frac{2h}{r} \text{ [km/F]} \quad (1.45)$$

$$D' = 41,3 \cdot 10^6 \log \frac{\sqrt{4h^2 + d^2}}{d} \text{ [km/F]} \quad (1.46)$$

Na vedeních se vyskytuje svod směrem k zemi, který způsobuje ztráty činného výkonu, které ovšem obvykle zanedbáváme. Svod je způsoben nedokonalou izolací a korunou.

$$G = \frac{1}{R_i} = \frac{\Delta P}{U^2} \text{ [S/km]} \quad (1.47)$$

Hodnota izolačního odporu  $R_i$  pro vedení VVN je obvykle kolen 1000 M $\Omega$ .

Tab. 1.I *Technické parametry venkovních vedení VVN 400kV [20]*

Vodiče ve fázi	3 × 350 mm <sup>2</sup>	3 × 450 mm <sup>2</sup>
Přirozený výkon [MW]	750	850
Odpor [ $\Omega$ /km/fázi]	0,0283	0,0217
Reaktance [ $\Omega$ /km]	0,305	0,307
Susceptance [S/km]	3,8·10 <sup>-6</sup>	3,7·10 <sup>-6</sup>
Nabíjecí výkon [MVA <sub>r</sub> /km]	0,2	0,05

Tab. 1.II *Ochranné pásmo uvažované od krajního vodiče [20]*

1 – 35 kV	35 – 110 kV	110 – 220 kV	220 – 400 kV	> 400 kV
7 m	12 m	15 m	20 m	30 m

Tab. 1.III *Technické parametry venkovních vedení VVN 110 kV [20]*

Vodiče ve fázi	1 × 185 mm <sup>2</sup>	1 × 240 mm <sup>2</sup>	1 × 450 mm <sup>2</sup>	1 × 670 mm <sup>2</sup>
Přirozený výkon [MW]	33,2			
Odpor [ $\Omega$ /km/fázi]	0,156	0,125	0,067	0,04
Reaktance [ $\Omega$ /km]	0,417	0,41	0,38	0,35
Susceptance [S/km]	2,7·10 <sup>-6</sup>	2,8·10 <sup>-6</sup>	3·10 <sup>-6</sup>	3,2·10 <sup>-6</sup>
Nabíjecí výkon [MVar/km]	0,011	0,011	0,012	0,017

Kabelová vedení jsou různého provedení, jednožilové, vícežilové, s různou izolací žil a s různým materiálem stínění. Kabely mají větší provozní kapacitu než venkovní vedení a menší indukčnost. Na kabelech vzniká menší úbytek napětí na stejné vzdálenosti ve srovnání s venkovními vedeními a menší jalové ztráty [20].

Činný odpor jednožilových kabelů se zvyšuje kvůli vířivým proudům a hysterezním ztrátám v kovovém plášti. U trojfázových souměrně zatížených kabelů je tento vliv zanedbatelný. Provozní indukčnost se u trojfázových kabelů počítá stejně jako u transponovaných vedení.

Svod kabelů je dán dielektrickými ztrátami. Trojfázové dielektrické ztráty [21]:

$$P_d = \omega C U^2 t g \delta \text{ [W]} \quad (1.48)$$

kde  $\omega C U^2$  - nabíjecí výkon.

U jednožilových kabelů s kovovým pláštěm a vícežilových se stíněním spočítáme provozní kapacitu jako kapacitu vodiče proti plášti [21]:

$$C_p = \frac{0,0242 \cdot \epsilon_r}{\log \frac{r_1}{r_2}} \text{ (uF/km)} \quad (1.49)$$

kde:

$r_1$  – poloměr vodiče (mm),

$r_2$  – střední poloměr pláště (mm).

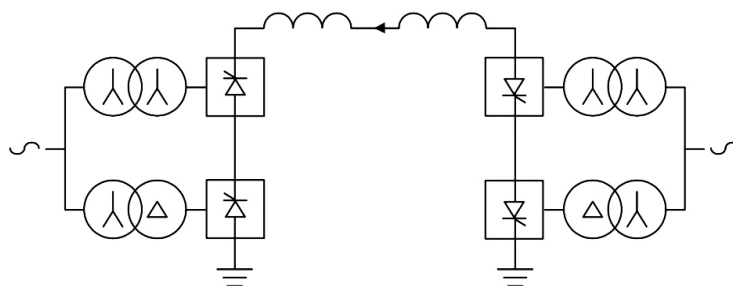
Kapacita kabelů které nemají vodivý plášť se mění podle způsobu uložení a určuje se měřením.

## 1.4 HVDC – High Voltage Direct Current

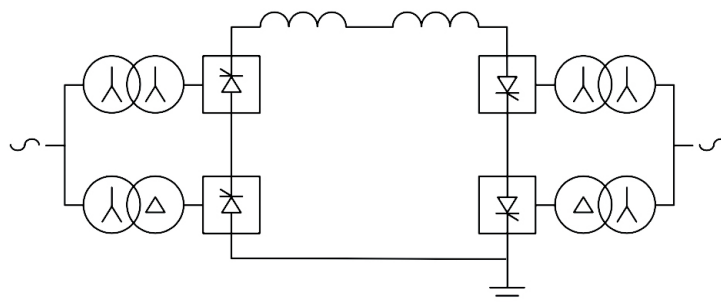
S vývojem technologie výroby výkonových polovodičů se postupně rozšiřuje pro přenos elektrické energie použití stejnosměrného proudu. V současnosti technologie HVDC je používána pro propojení nesynchronních sítí a přenos převážně na velké vzdálenosti kvůli ještě stále poměrně velkým nákladům na výstavbu stanic nutných pro tuto technologii na začátku a na konci vedení pro usměrnění a rozstředění proudu na průmyslovou frekvenci.

Vzhledem ke konfiguraci můžeme vyčlenit několik typů zapojení: monopol, dipól, s uzemněním nebo bez. Monopol představuje jednotlivý vodič, pro uzavření obvodu a zajištění zpáteční cesty proudu je použita zem, moře, nebo kovový vodič [1].

Pro snížení ztrát korónou v případě venkovního vedení se monopolární linka provozuje s negativním napětím. Přestože jednovodičový HVDC systém se zpětnou zemní cestou proudu je ekonomicky výhodnější, nemůže být použitý v případech, kdy by mohlo dojít ke korozi kovových konstrukcí nacházejících se v zemi. Nebo v případech negativního vlivu na životní prostředí. Monopolární HVDC vedení propojuje Švédsko a Německo, Švédsko a Polsko, Itálii a Řecko, Austrálii a Tasmánii [1].



Obr. 1.5 Schéma monopolu s návratnou cestou proudu přes uzemnění [19]

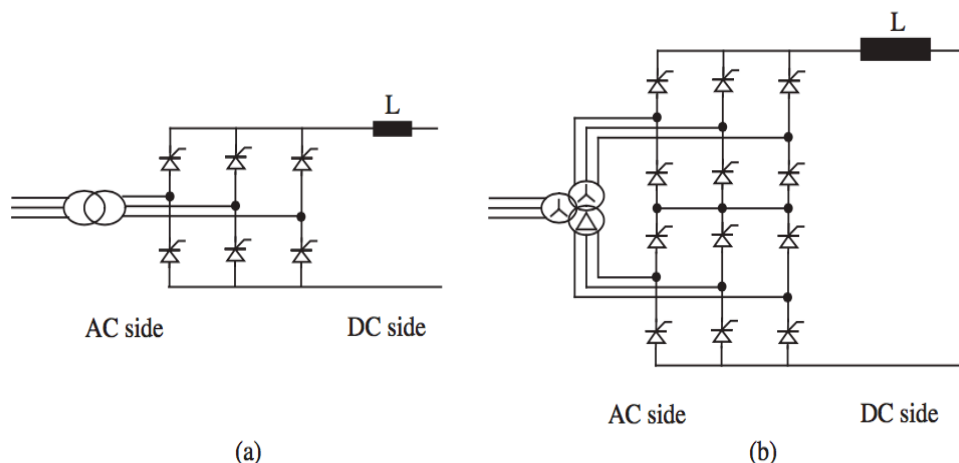


Obr. 1.6 Schéma monopolu s návratnou cestou proudu přes kovový vodič [19]

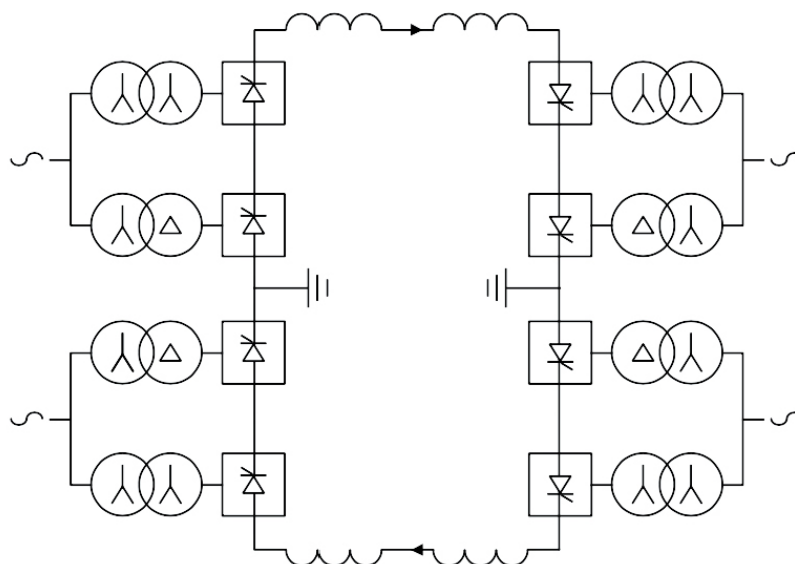
Nejrozšířenějšími technologiemi pro HVDC jsou CSC (current source converter) neboli LCC (line commutated converter), která využívá pro komutaci tyristory, a VSC

(voltage source converter), zaměštnávající pro svou činnost rychlé moderní IGBT komponenty [1].

Pro potlačení harmonických je nezbytná aplikace filtrů. Pro tyto účely slouží 12, 18, a 24pulzní měniče. Většina měničů má 12puzní topologie, která zabraňuje vzniku 5., 7., 17., 19.,  $(6\pm 1+k \cdot 12)$  harmonických. Požadované napětí je dosaženo zapojením tyristorů do série. Jednotlivý tyristor obvykle dimenzován na napětí 8,5 kV a proud do 5 kA.



Obr. 1.7 Schéma 6pulzního (a) a 12pulzního (b) LCC měniče [1]

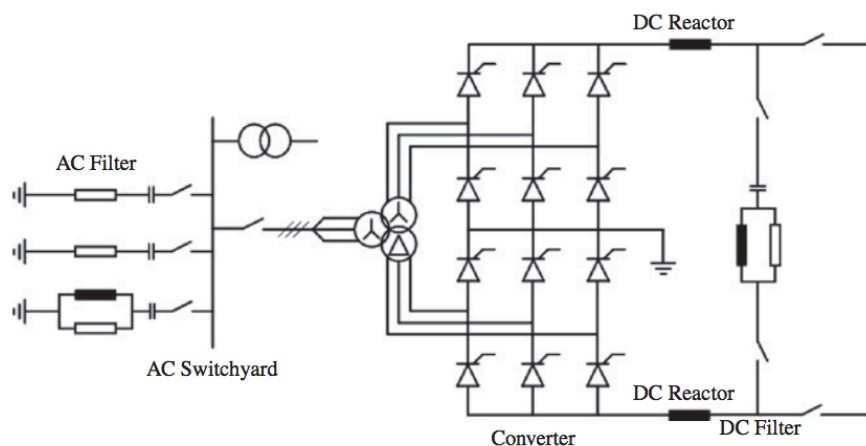


Obr. 1.8 Bipolární schéma HVDC technologie [19]

Bipolární schéma používá dva vodiče, jeden z nich má kladnou polaritu, druhý zápornou polaritu. Kvůli případné nesymetrie uzemněním může protékat proud. Výhodou bipolárního schématu je možnost provozovat jeden pól jako monopol s návratnou cestou

proudu přes uzemnění [19].

Bipolární linky většinou využívají technologie LCC HVDC, každá stanice má dva měniče, mezi kterými je uzemněný střední bod. Příkladem bipolární HVDC linky bez kovového zpětného vodiče je vedení mezi Norskem a Nizozemskem [1].



Obr. 1.9 Schéma LCC-HVDC stanice [1]

Přenosová schopnost vedení v případě stejnosměrného proudu je o 80% větší než pro přenos střídavého proudu, při stejných parametrech vedení. Faktorem omezujícím přenášený výkon u venkovních vedení je teplota vodiče. Přestože měď má větší konduktivitu, pro venkovní vedení používáme hliníkové vodiče. Hliník má menší objemovou hustotu a tím dostáváme menší hmotnost vodiče [1].

V případě kabelů, teplo produkované průchodem proudu je přenášeno přes izolaci kabelu do okolí, ve kterém je kabel uložen. Kvůli zvýšeným požadavkům na teplotní režim vodič kabelu má větší průřez ve srovnání s vodičem venkovního vedení pro stejný přenášený výkon. Umístění kabelových vodičů blízko sobe je příčinou zvýšení provozní kapacity a zmenšení provozní indukčnosti u kabelů. Z toho důvodu kabelů pro HVDC nevznikají oproti technologii AC nadměrné nabíjecí proudy. Tím pádem nepotřebujeme kompenzační zařízení podél linky. Na vedeních 400 kV v systémech střídavého proudu měla by být kompenzace každých 20-40 km. Kabelová DC vedení jsou ekonomičtější ve srovnání s kabelovými AC vedeními, díky výrazně menším ztrátám v izolaci [1].

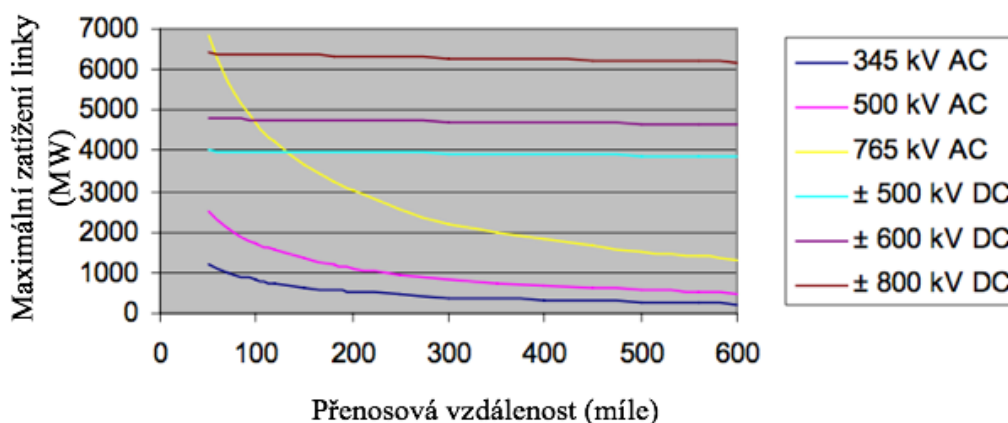
Provozní kapacity kabelů pohybují v rozmezí 160-600 nF/km v závislosti na použitém dielektriku a jeho tloušťce.

V některých případech v systémech HVDC není nutné používat transformátory. Prakticky ale jsou instalovány za účelem optimalizace nezávislosti systémů AC a HVDC,

regulaci napětí, omezení zkratových proudů.

LCC HVDC technologie potřebuje kompenzaci jalových proudů a přídavné filtry pro vyhlazování stejnosměrného proudu.

Následující graf porovnává přenosovou schopnost vedení EHV AC a HVDC pro různé vzdálenosti a různé napěťové úrovně. Jde o bipolární konfiguraci HVDC.



Obr. 1.10 Přenosová schopnost vedení versus vzdálenost [ABB]

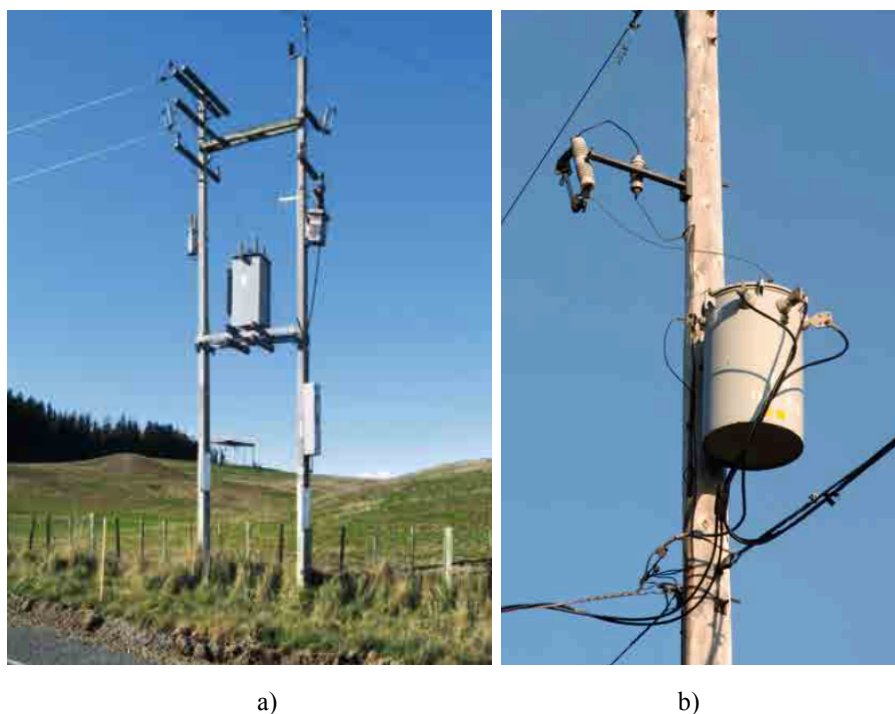
## 1.5 SWER - Single Wire Earth Return

Zajímavým systémem distribuce elektrické energie je jednovodičový s uzavřením elektrického obvodu přes zem, stejně jako u monopolu HVDC. Tento systém je rozšířeně používán v krajích s malým počtem obyvatel na Novém Zélandu, v Austrálii, Kanadě, Indii, Brazílii, Jižní Africe [10].

První systém SWER byl postaven na Novém Zélandu v roce 1925 a velmi rychle se zjistilo, že je vhodný pro levnou distribuce elektrické energie. Hlavní nevýhodou je to, že přes zem tečou poměrně velké proudy, které mohou ohrozit lidský život nebo se stát příčinou narušení normální funkce jiných elektrotechnických zařízení v oblasti působení takovýchto proudů. Proto dovolený proud je pro linky s napětím 19,1 kV omezen na hodnotu 25 A. V případech, kde může dojít k rušení ze strany SWER, proud je omezen na hodnotu 8A. Je zřejmé, že odpor uzemňovacích elektrod by měl být co nejmenší. Jeho hodnota závisí na odporu půdy. Odpor uzemňovacích elektrod oddělovacího transformátoru by se měl pohybovat v rozmezí 1-2  $\Omega$ , pro distribuční transformátor platí interval 5-10  $\Omega$ . Hloubka uzemňovacích elektrod může dosahovat hodnoty 3-5 m.

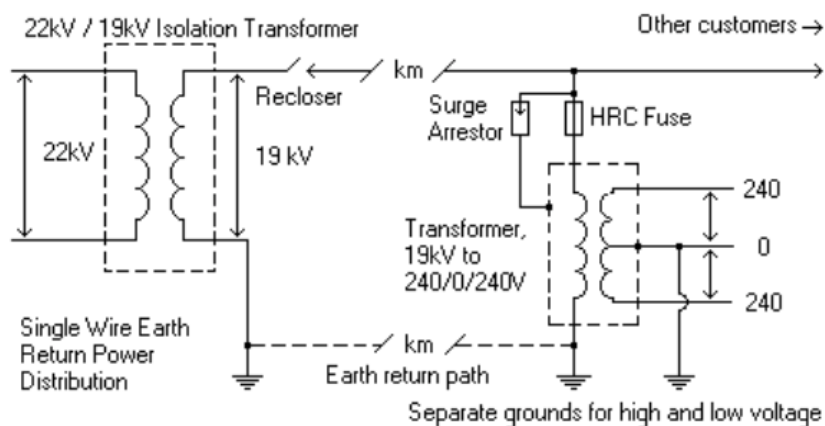


Rezistivita půdy je nejslabším článkem v řetězu systému SWER, protože se může měnit v širokém rozmezí i na velmi krátkých vzdálenostech v závislosti na koncentrace vody a iontů [12].



Obr. 1.11 Jednofázové transformátory systému SWER, oddělovací – a) a distribuční – b) [13]

Zároveň rezistivita půdy je také ovlivňovaná teplotou. S rostoucí teplotou rezistivita klesá, s klesající teplotou rezistivita narůstá, a může narůstat až tři krát v případě, kdy je půda zmrzlá. Joulové ztráty proudu procházejícího v zemi mohou vysušit půdu a tím vzrůstá rezistivita, funguje to jako kladná zpětná vazba, protože větší rezistivita způsobuje větší Joulové ztráty a tak dále, což je velmi nepříznivá vlastnost systému SWER [12].



Obr. 1.12 Typické uspořádání systému SWER [11]

Typické napětí na linkách SWER je 12,7 kV nebo 19,1 kV. Výkon transformátorů 22/19 kV SWER je obvykle 400 kVA. Výkony transformátorů na straně spotřebitelů se pohybují v rozmezí 10 až 50 kVA [10][12]. Pro snížení nákladů vzdálenost mezi stožáry SWER dosahuje 300 metrů, výška vedení nad zemí je 12 m. SWER se navrhuje tak, aby krokové napětí nepřesahovalo maximální hodnotu 30 V, obvykle se požaduje menší nebo rovno 25 V.

Pro frekvenci 50 Hz a rezistivitu půdy 250  $\Omega \cdot \text{m}$  je hloubka vniku 1470 metrů [12]. Vypočítává se podle vztahu [12]:

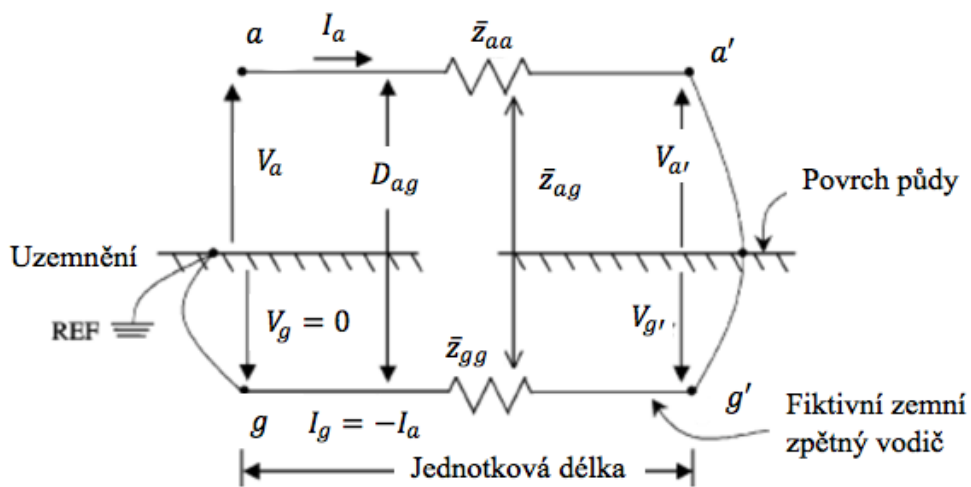
$$2p = \sqrt{\frac{\rho}{j\omega\mu}} \quad (1.50)$$

kde:

$\rho$  – rezistivita půdy [ $\Omega \cdot \text{m}$ ];

$\omega$  – úhlová frekvence [rad/s];

$\mu$  – permeabilita půdy [H/m];



Obr. 1.13 Carsonův model SWER [12]

Impedance vedení SWER na obrázku 1.13 je označena jako  $Z_{aa}$  [ $\Omega/\text{km}$ ] a skládá se ze tří složek [12]:

$$Z_{aa} = \bar{z}_{aa} + \bar{z}_{gg} - 2\bar{z}_{ag} \quad (1.51)$$

kde:

$\bar{z}_{aa}$  – vlastní impedance vedení;

$\bar{z}_{gg}$  – vlastní impedance zemní cesty;

$\bar{z}_{ag}$  - vzájemná impedance mezi vedením a zemí.

$$\bar{z}_{aa} = R_a + j4\pi \cdot 10^{-4} \cdot f \cdot \ln\left(\frac{2(h_a + \bar{p})}{r_a}\right) \quad (1.52)$$

kde:

$R_a$  – odpor vodiče  $a$  [ $\Omega/\text{km}$ ];

$f$  – frekvence [Hz];

$r_a$  – poloměr vodiče  $a$  [m];

$h_a$  – výška vodiče  $a$  nad zemí [m].

$$\begin{aligned} \bar{z}_{gg} = & \pi^2 \cdot 10^{-4} \cdot f - j0,0386 \cdot 8\pi \cdot 10^{-4} \cdot f + \\ & + j4\pi \cdot 10^{-4} \cdot f \cdot \ln\left(\frac{2}{5,6198 \cdot 10^{-3}}\right) \end{aligned} \quad (1.53)$$

$$\bar{z}_{ag} = j2\pi \cdot 10^{-4} \cdot \ln\left(\frac{h_a}{\sqrt{\rho/f}}\right) \quad (1.54)$$

Příčná admittance SWER [S/km]:

$$Y = \frac{1}{X_c} = \frac{1}{j\omega C} \quad (1.55)$$

$$C^{-1} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln\left(\frac{D_{ag}}{r_a}\right) \quad (1.56)$$

kde:

$\epsilon_0$  – permitivita vakua [F/m];

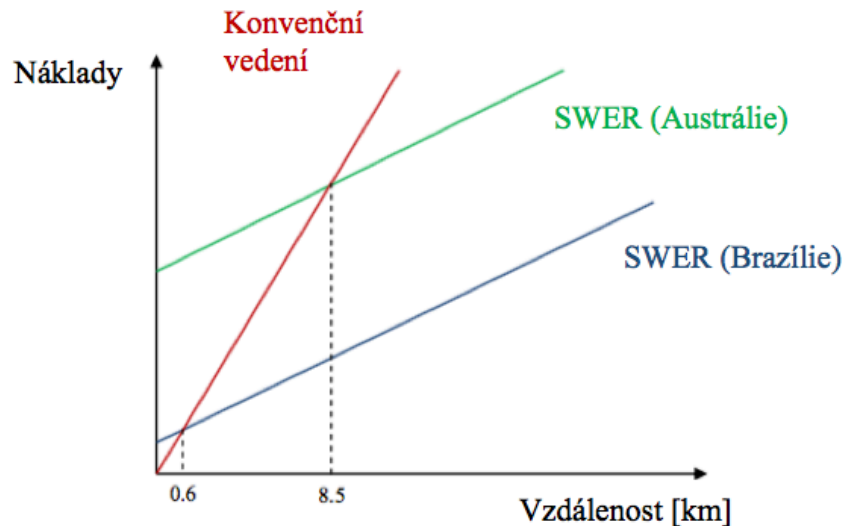
$D_{ag}$  – vzdálenost vodiče a zpětné cesty proudu [m];

$r_a$  – poloměr vodiče  $a$  [m];

Je důležité, že s růstem vzdálenosti  $D_{ag}$  roste kapacitní reaktance, proto roste hodnota nabíjecího proudu linky SWER, tím pádem je výraznější Ferrantiho jev [12].

Hlavní výhodou linek SWER jsou nízké pořizovací náklady a náklady na údržbu, jsou

přibližně o 30 - 50% nižší než u konvenčních trojfázových systémů 22 kV. Na obrázku je uvedeno porovnání investičních nákladů systémů SWER a konvenčních distribučních systémů. V případě Austrálie jsou započítány náklady na izolační transformátory. Je vidět, že Australské SWER jsou výhodnější z ekonomického hlediska než konvenční systém od hodnoty 8,5 km [12].



Obr. 1.14 Závislost nákladů na délce linky SWER [12]

## 1.6 HWTL – Half-Wavelength Transmission Line

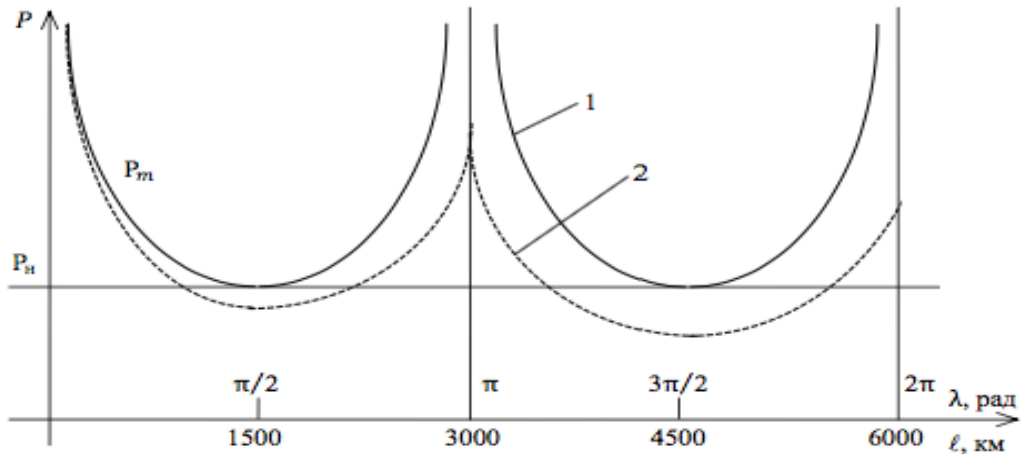
Elektrická rezonance - jev, který nastává v elektrickém obvodu, je-li buzen vnějším periodickým zdrojem s frekvencí shodnou s frekvencí vlastních elektrických kmitů obvodu. Rezonanční stavy na vedeních střídavého napětí 50 Hz jsou obvykle v elektroenergetice považovány za nebezpečné kvůli možnosti vzniku přepětí na vedení.

Určité rezonanční stavy ale mají pozitivní vliv na přenosovou schopnost vedení. Teorie říká, že přenosová schopnost vedení, které má délku 3000 km, při frekvenci 50 Hz má neomezenou hodnotu. Teoretický přenášený výkon je vyznačen na grafu 1.15 čarou č. 1. Prakticky ale je přenosová schopnost omezena ztrátami – křivka č. 2. Délka vedení se v tomto případě rovná délce půlvlny pro danou frekvenci [18].

$$\begin{bmatrix} \bar{U} \\ \bar{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma x & -\bar{Z}_v \sin \gamma x \\ -\frac{1}{\bar{Z}_v} \sin \gamma x & \cos \gamma x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_p \\ \bar{I}_p \end{bmatrix} \quad (1.57)$$

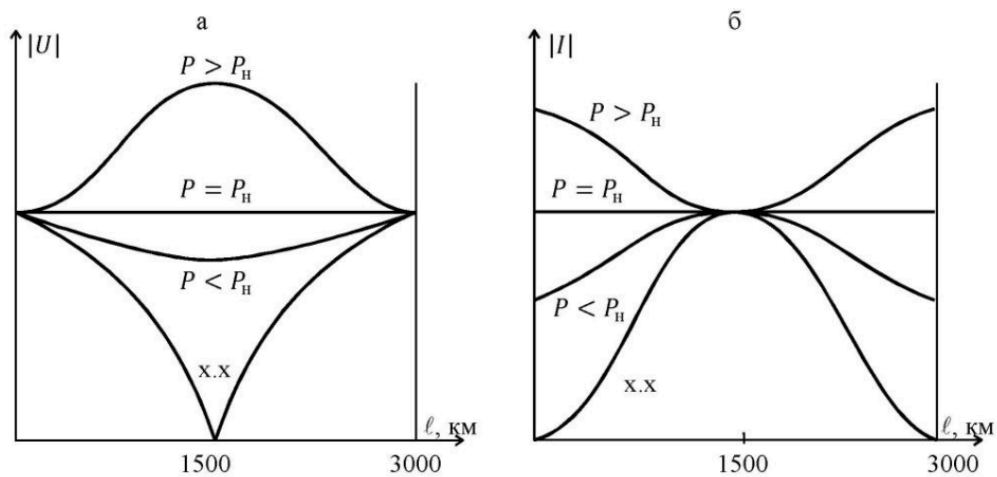
Napětí a proud na konci vedení mají opačnou fázi oproti napětí a proudu na začátku. Vyplývá to z rovnic pro napětí a proud pro bezztrátové vedení (1.57) po dosazení  $\cos \pi = -1, \sin \pi = 0$ :

$$\bar{U}_1 = -\bar{U}_2 \quad \bar{I}_1 = -\bar{I}_2$$

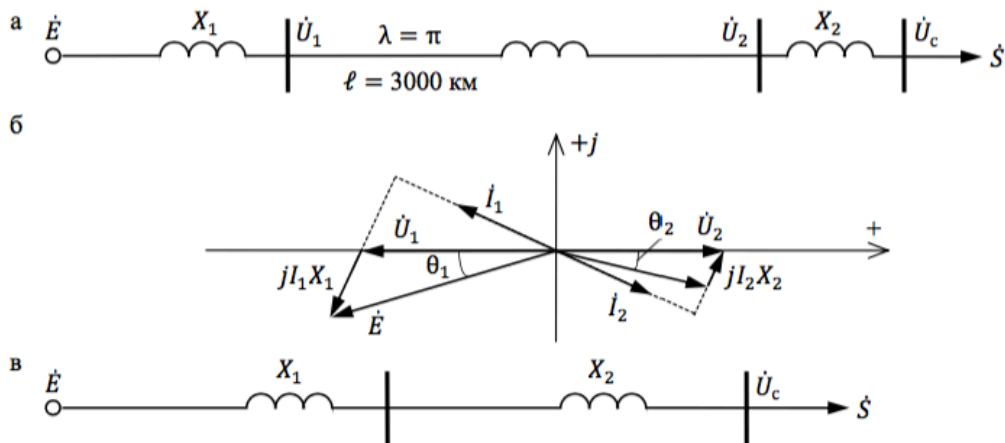


Obr. 1.15 Limit přenosové schopnosti vedení [18]

Z grafu 1.16 je patrné, že absolutní hodnota napětí uprostřed vedení v případě přenosu přirozeného výkonu je stejná na začátku a na konci vedení ( $P=P_n$ ). Proud ve střední části vedení je nezávislý na hodnotě přenášeného výkonu a vždy má hodnotu stejnou jako při přenosu výkonu přirozeného.



Obr. 1.16 Napětí a proud půlvlnného vedení [18]



Obr. 1.17 a) HWTL, b) fázorový diagram, c) náhradní schéma bez HWTL [18]

Činný výkon přenášený HWTL [18]:

$$P = \frac{E \cdot U_1 \cdot \sin(\theta_1 + \theta_2)}{X_1 + X_2} \quad (1.58)$$

kde:

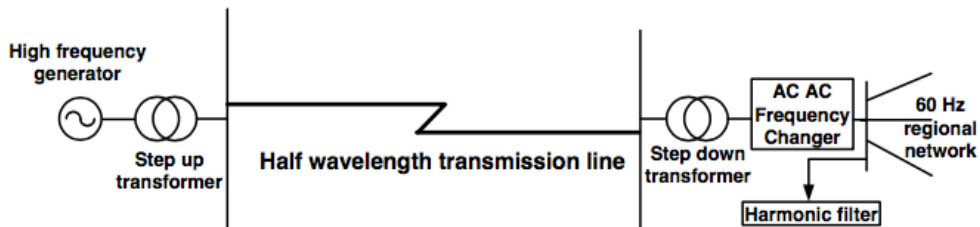
$\theta_1, \theta_2$  - fázový posuv napětí na  $X_1$  a  $X_2$

Jak je uvedeno v [17], pro frekvenci 60 Hz a délku vedení větší než 900 míl, vyžaduje systém HWTL menší investiční náklady než konvenční vedení o stejné délce. Vyplývá to z toho, že s rostoucí délkou konvenčního vedení roste fázový posuv napětí, je tento jev nežádoucí protože síť ztrácí stabilitu. Maximální akceptovaná hodnota posuvu je 30 stupňů elektrických. Pro omezení tohoto jevu je nutno použít na dlouhých konvenčních vedeních kompenzační zařízení podél vedení. Systém HWTL kompenzaci nevyžaduje, protože je fázový posuv 180 stupňů v tomto případě normálním pracovním stavem. Dále autor poskytuje informaci o tom že na HWTL neexistuje Ferrantiho jev, je to patrné i z grafu 1.16, kde napětí na konci vedení je konstantní i pro případ nezátíženého vedení.

Tedy HWTL mají některé výhodné vlastnosti, proto se objevují studie, jak by bylo možné aplikovat tento způsob přenosu i na vedení s menší délkou než několik tisíc kilometrů. Je jasné, že konstantní délka 3000 km, je špatně aplikovatelná na běžné podmínky přenosu elektrické energie. Jednou z takových myšlenek je měnit frekvenci zdroje a tak ovlivňovat vlnovou délku [36]. Na obrázku 1.18 je uvedeno schéma, kde generátor má proměnnou frekvenci.

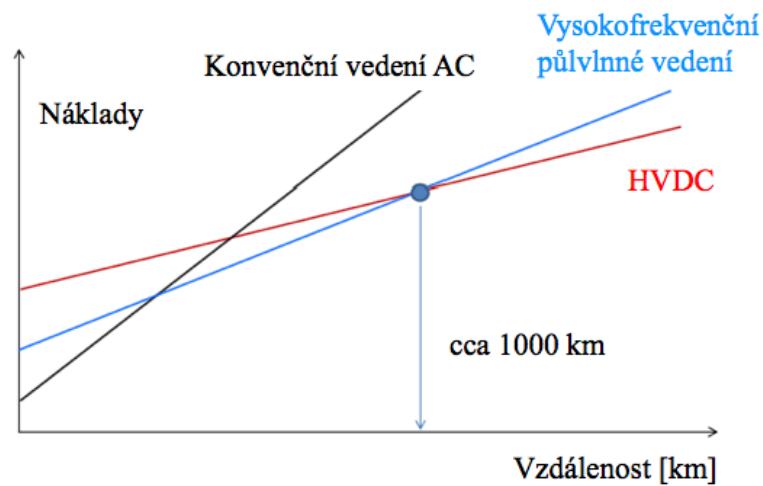
Tab. 1.IV Závislost délky půlvlny na otáčkách generátoru [36]

Počet pólů	Otáčky (min-1)		
	n = 3600	n = 7200	n = 14400
P = 2	2500 km (60 Hz)	1250 km (120 Hz)	625 km (240 Hz)
P = 6	833 km (180 Hz)	417 km (360 Hz)	208 km (720 Hz)
P = 12	417 km (360 Hz)	208 km (720 Hz)	104 km (1440 Hz)



Obr. 1.18 Schéma HWTL s generátorem s možností měnit frekvence napětí [36]

Na grafu převzatém z [51] je porovnání nákladů na konvenční vedení AC, HVDC a HWTL.



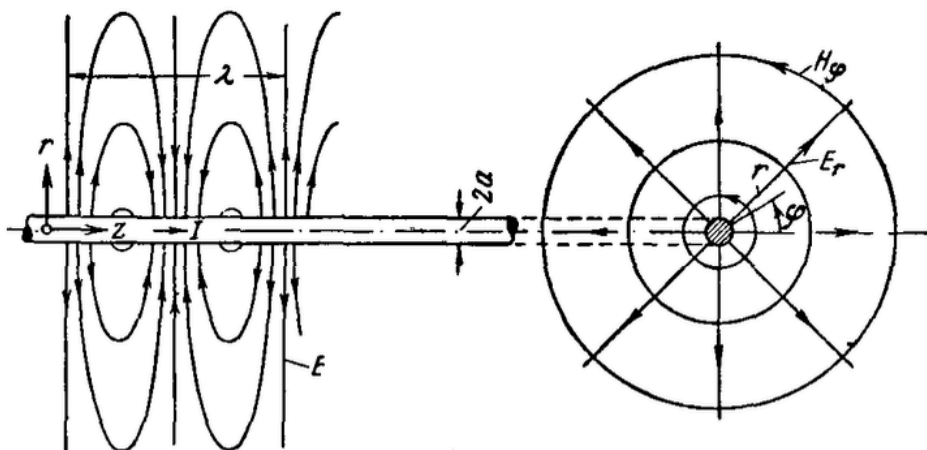
Obr. 1.19 Závislost investičních nákladů na délce vedení pro různé systémy přenosu [51]

## 2 Teoretické předpoklady pro přenos energie jednovodičovým rezonančním vedením.

### 2.1 Přenos energie s využitím principu povrchové vlny

Elektrická povrchová vlna poprvé byla zkoumána Hertzem a teoreticky popsána Sommerfeldem [31] a dalšími autory [24][25][26].

Na rozdíl od dvojevodičového vedení, na kterém, jak bylo uvedeno výše, vzniká vlna typu TEM, na jednovodičovém vedení vzniká vlna typu TM - transversálně magnetická: linie vektoru magnetického pole jsou kolmé na směr šíření vlny. Pro vznik TM vlny je třeba mít délku vedení alespoň  $\lambda$ .



Obr. 2.1 Rozložení H a E povrchové vlny [28]

Při šíření povrchových vln podél vodiče nemá proud protékající vodičem možnost se vrátit do zdroje pomocí druhého zpětného vodiče, jak tomu je u konvenčních vedení, proto se uzavírá pomocí posuvných proudů kolem vodiče. Vlny typu TE se podél jednovodičového vedení šířit nemohou. Energie se podél vodiče šíří axiálním směrem. Převládá radiální složka elektrického pole s malou axiální složkou [28].

Předpokládejme že proud se mění podle zákonu:

$$I(z) = I_0 e^{-\gamma z} \quad (2.1)$$

kde:

$I_0$  - proud v bodě  $z = 0$ ;



$\gamma$  - konstanta šíření;

Potom složka  $H_\varphi$  magnetického pole může být určena pomocí vztahu [28]:

$$H_\varphi \approx \begin{cases} \frac{I_0}{2\pi r} e^{-\gamma z} & \text{pro } a \leq r < |r_0| \\ \frac{I_0}{2\sqrt{2\pi r r_0}} e^{-\frac{r}{r_0} - \gamma z} & \text{pro } |r_0| < r < \infty \end{cases} \quad (2.2)$$

kde:

$r_0$  - mezní poloměr, který určuje míru vniku pole do prostředí kolem vodiče,

Pro  $r > r_0$  intenzita pole velmi prudce klesá s růstem  $r$  podle exponenciálního zákona, proto větší část energie je soustředěna v oblasti o poloměru  $|r_0|$ .

$$E_r = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon_0} H_\varphi \approx Z_0 H_\varphi \quad (2.3)$$

$$E_z \approx \begin{cases} j \frac{I_0 \lambda_0 Z_0}{(2\pi)^2 r^2} \ln \frac{1,125 r_0}{r} e^{-\gamma z} & \text{pro } a \leq r < |r_0| \\ j \frac{I_0 \lambda_0 Z_0}{4\pi r_0 \sqrt{2\pi r r_0}} e^{-\frac{r}{r_0} - \gamma z} & \text{pro } |r_0| < r < \infty \end{cases} \quad (2.4)$$

kde:

$Z_0$  – impedance vakua

$\lambda_0$  - délka vlny ve vakuu

Pro  $|r_0| > \lambda_0$  konstanta šíření:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{j2\pi}{\lambda_0} \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_0}{2\pi r_0}\right)^2} \quad (2.5)$$

Poloměr  $r_0$  se určí z podmínky na rozhraní na povrchu vodiče ( $r = a$ ), podle které  $E_z(a) = IZ'$ , kde  $Z'$  je impedance vodiče pro vysokou frekvenci. Pro  $a \gg o$ , kde  $o$  - hloubka vniku [28]:

$$Z' = (1 + j) \frac{\rho}{2\pi a o} \quad (2.6)$$

Protože skoro vždy platí, že  $|r_0| \gg a$ , pro určení  $r_0$  je možné využít vztahu [28]:

$$(1 - j) \frac{2\pi a \rho}{\lambda_0 Z_0 o} = (1 - j) \frac{2\pi^2 a o}{\lambda_0^2} = \left(\frac{a}{r_0}\right)^2 \ln \frac{1,125 r_0}{a} \quad (2.7)$$

Určit  $r_0$  můžeme numericky nebo graficky [28][31][32],

položíme:

$$(1 - j) \left(\frac{2\pi}{1,125}\right)^2 \frac{a o}{\lambda_0^2} = v \quad \left(\frac{a}{1,125 r_0}\right)^2 = u \quad (2.8)$$

Potom rovnice (2.7) nabývá tvar:

$$v = u \cdot \ln \frac{1}{u} \quad (2.9)$$

pro první iteraci:

$$u_0 = v \quad (2.10)$$

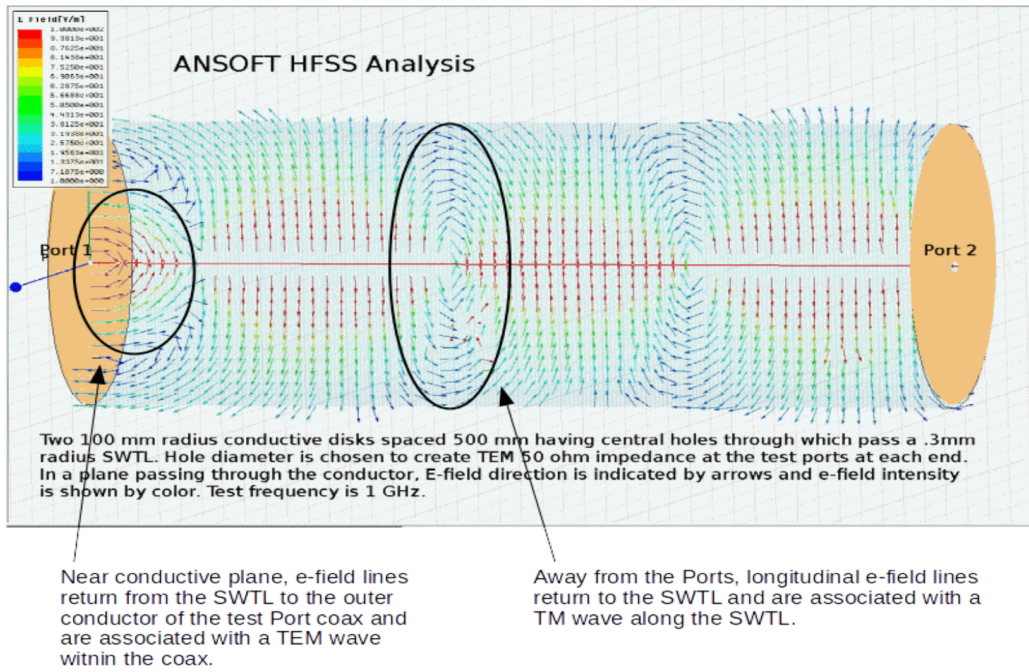
$$u_1 = \frac{v}{\ln \frac{1}{u_0}} = \frac{v}{\ln \frac{1}{v}} \quad (2.11)$$

V obecném tvaru:

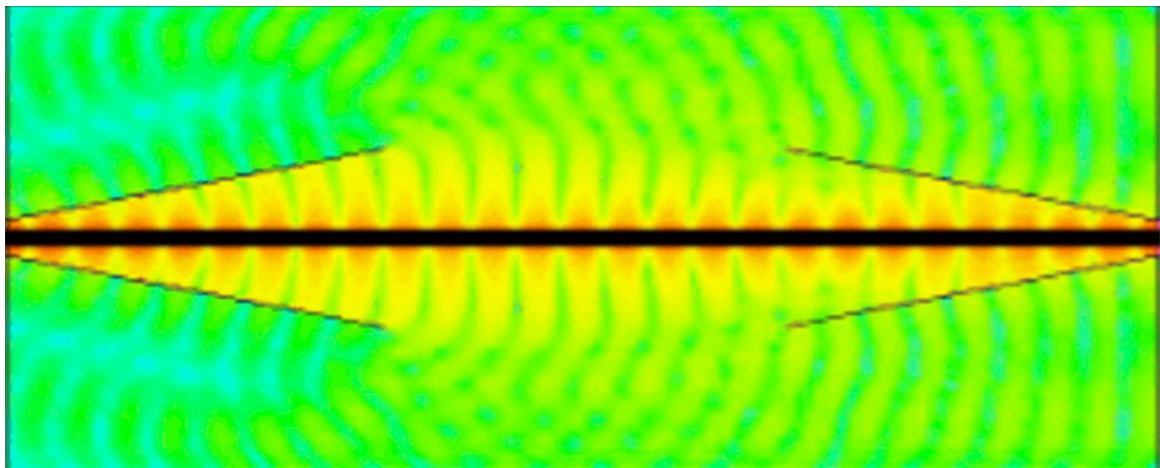
$$u_n = \frac{v}{\ln \frac{1}{u_{n-1}}} \quad (2.12)$$

Podle [31] amplituda pole povrchové vlny o vlnové délce 0,3 m šířící se na měděném drátu o poloměru 1 mm se zmenší e-krát na vzdálenosti 770 m od zdroje. Je vidět, že poměrně vysokofrekvenční elektromagnetická vlna se šíří na značnou vzdálenost kolem vodiče, který nemá ani plášť ani přídatnou dielektrickou vrstvu. Ale je třeba si uvědomit, že za určitých podmínek může dojít ke stavu, kdy se TM vlna na vedení rychle utlumí. Sommerfeld jako příklad uvádí výsledek pro platinový drát o průměru  $2 \cdot 10^{-6}$  m při frekvenci 300 MHz: k útlumu dochází na vzdálenosti již 16 cm.

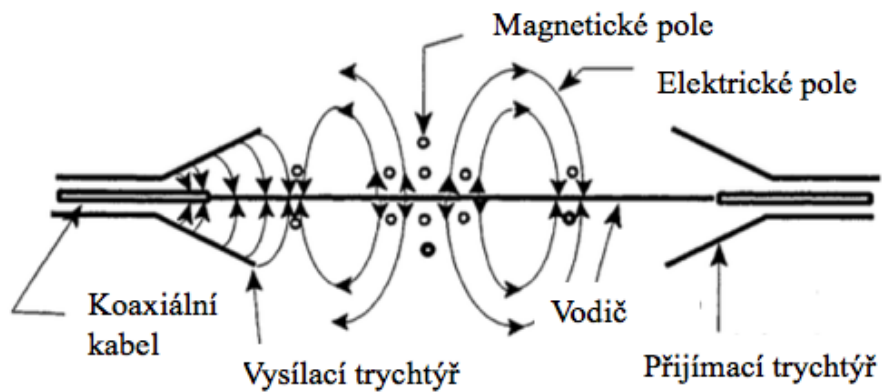
Modelování šíření povrchových vln bylo provedeno v práci [33], kde autor také zveřejňuje výsledky svých praktických experimentů a způsobu buzení povrchové vlny (United States Patent 2013). Výsledky simulace rozložení elektromagnetického pole povrchové vlny jsou uvedeny na obrázcích 2.2 a 2.3.



Obr. 2.2 Simulace povrchových vln v ANSYS [35]



Obr. 2.3 Simulace povrchového vlnění [27]



Obr. 2.4 Uspořádání pro vysílání a příjem povrchové vlny [37]

Musíme brát v úvahu že se kolem vodiče šíří značná část energie. Proto čím je větší koncentrace energie v blízkosti vodiče, tím menší je přenosová linka ovlivněna ze strany okolního prostředí. Autor [32] uvádí činitel koncentrace energie kolem vodiče:

$$\zeta = \frac{P_c - P_r}{P_c} \cdot 100 = \frac{2 \cdot \ln \frac{r}{a}}{\ln|\xi| + 0,34} \quad (2.13)$$

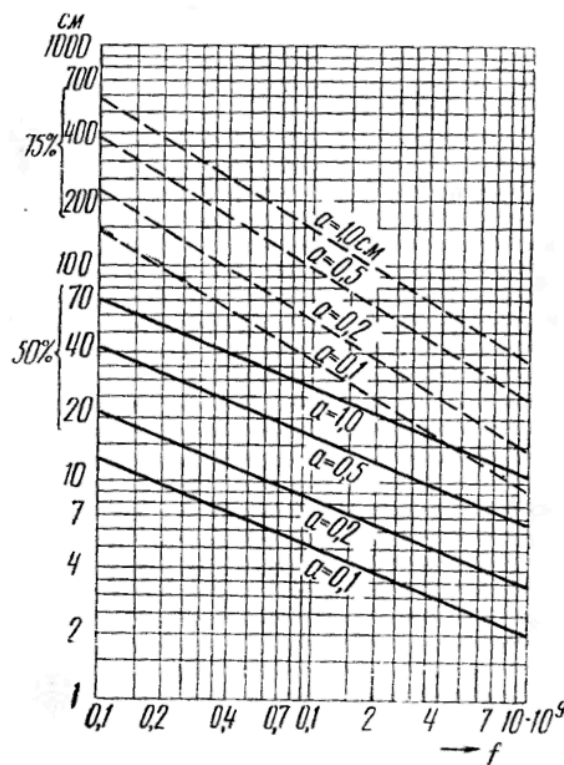
$$|\xi| \ln|\xi| = -2(0,89)^2 \frac{\varepsilon_2 a \mu_1 \omega}{\sqrt{\varepsilon_1 \mu_1}} \quad (2.14)$$

kde:

$P_c$  – celková energie povrchové vlny,

$P_r$  – energie povrchové vlny v cylindrickém objemu o poloměru  $r$

$\varepsilon_1$  - komplexní permitivita:  $\varepsilon_1 = \varepsilon + \frac{j\sigma}{\omega}$

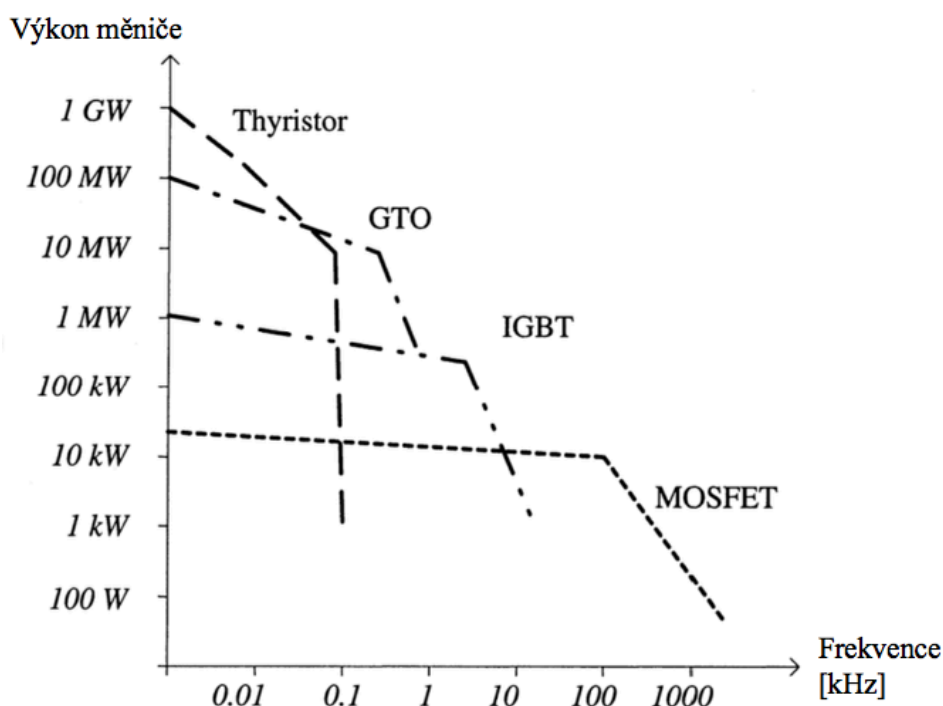


Obr. 2.5 Závislost  $r_0$  na frekvenci s vyznačením procentních hodnot energie pro různé poloměry vodičů [32]

Z grafu 2.5 je vidět že například pro frekvenci 100 MHz 75 % celkové energie povrchové vlny se nachází ve vzdálenosti 4 m od linky v případě, že vodič má poloměr 5 mm.

## 2.2 Přenos energie na nízkých frekvencích s využitím vlastní kapacity a vlastní indukčnosti vodiče

Zmíněný rozsah frekvencí od desítek megahertz až do jednotek gigahertz je těžko použitelný za účelem přenosu velkého elektrického výkonu kvůli fyzikálnímu omezení současných polovodičových prvků. V případě technologií MOSFET, vysokých frekvencí dosáhnout můžeme, ale při malém výkonu, naopak tyristory GTO mohou spínat větší výkony, ale za cenu nižší frekvencí.



Obr. 2.6 Závislost výkonu polovodičových měničů na typu polovodičů [34]

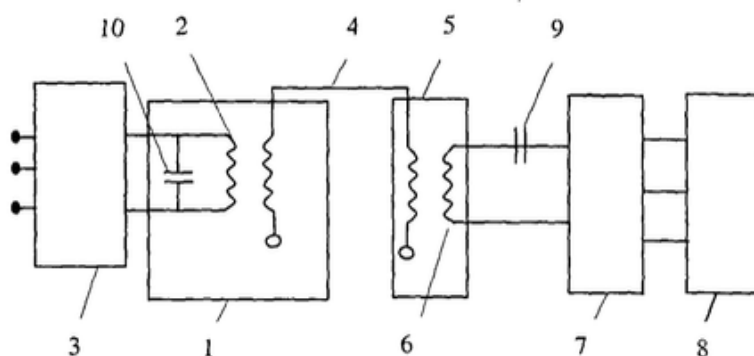
Jiná možnost přenosu elektrické energie jednovodičovým vedením je popsána v monografii [22], tento systém je schopen přenášet výkon 20 kW na vzdálenost několik set metrů po jednom velmi tenkém drátu. Blokové schéma je uvedeno na obrázku. Obsahuje dva transformátory propojené mezi sebou vodičem, přičemž, jak je patrné ze schéma 2.7, každý transformátor má jeden konec sekundárního vinití volný, nepřipojený.

Následující tabulka obsahuje výsledky měření, které bylo provedeno pro přenosovou linku o délce 100 metrů: výška nad zemí – 6 m, kabel v PVC izolaci s laněným měděným jádrem o průřezu 1 mm<sup>2</sup>, maximální provozní napětí kabelu: 15 kV. Odporová zátěž:  $P_n = 24$  kW,  $U_n = 380$  V,  $f_n = 50$  Hz [22].

Tab. 2.I Výsledky měření na jednovodičovém vedení o délce 100 metrů [22]

Napájecí frekvenční měnič, usměrňovač			Napětí na vedení [kV]	f [kHz]	Napětí DC obvodu přijímacího fr. měniče $U_{fm}$ [V]	Zátěž			$\eta$
$U_1$ [V]	$I_1$ [A]	$P_1$ [kW]				$U_2$ [V]	$I_2$ [A]	$P_2$ [kW]	
520	10,0	5,2	7,5	2,51	223	155	17,5	4,7	0,89
520	15,0	7,8	9,0	2,86	243	190	20,5	6,8	0,87
520	20,0	10,4	10,0	3,09	285	223	21,0	8,1	0,78
520	25,0	13,0	11,0	3,21	330	260	24,0	10,8	0,83
520	30,0	15,6	12,0	3,30	383	300	25,0	13,0	0,83
520	35,0	18,2	13,0	3,36	418	330	26,0	14,8	0,81
520	42,0	21,8	14,0	3,42	465	370	27,0	17,3	0,79
520	45,0	23,4	14,6	3,45	492	382	29,0	19,2	0,82

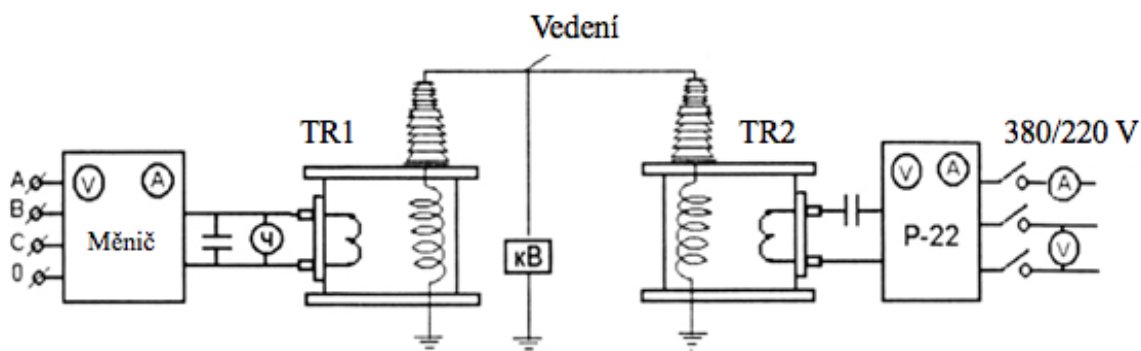
Z tabulky je vidět že účinnost přenosu je relativně vysoká a přibližně odpovídá účinnosti konvenčních přenosových 3f systémů s průmyslovou frekvencí.



Obr. 2.7 Blokové schéma jednovodičového přenosového systému [22]

Kde:

- 1 – paralelní rezonanční obvod;
- 2 – primární vinutí vysokofrekvenčního transformátoru;
- 3 – frekvenční měnič;
- 4 – jednovodičové vedení;
- 5 – přijímací rezonanční obvod;
- 6 – sekundární nízkonapěťové vinutí přijímacího rezonančního transformátoru;
- 7 – frekvenční měnič;
- 8 - zátěž;
- 9, 10 – rezonanční kondenzátory.



Obr. 2.8 Struktura jednovodičového rezonančního systému [22]



Obr. 2.9 Testování jednovodičového rezonančního systému o výkonu 20 kW [43]

Tab. 2.II Parametry transformátorů a rezonančních obvodů jednovodičového systému [22]

	Vysílací transformátor	Přijímací transformátor
Vnitřní průměr [mm]	590	590
Délka vodiče vysokonapěťového vinutí [m]	400	400
Počet závitů vysokonapěťového vinutí [-]	952	952
Počet závitů nízkonapěťového vinutí [-]	19	27
Kapacita rezonančního kondenzátoru [uF]	14	12
Rezonanční frekvence [kHz]	1,852	1,852

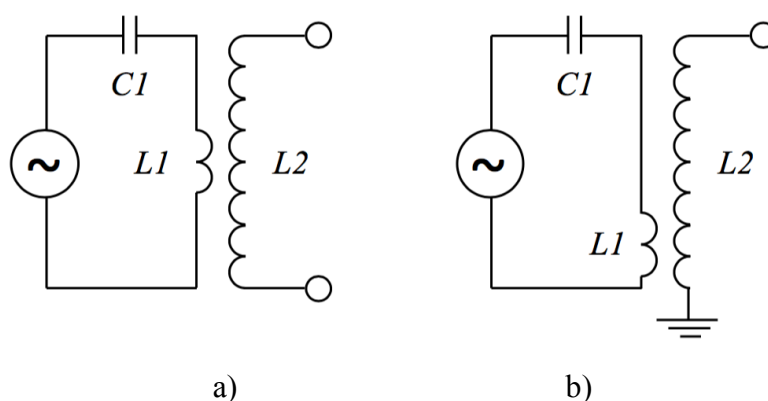
Při tvorbě diplomové práce jsem vyšel z předpokladu, že jako vysílací a přijímací transformátor je možné využít Teslův Rezonanční Transformátor, dále TRT.

TRT se obvykle skládá ze dvou rezonančních obvodů. Primární obvod obsahuje kondenzátor a induktor. Sekundární obvod je tvořen jednovrstvým solenoidem s velkým počtem závitů a má vlastnosti dlouhého vedení díky rozprostřeným parametrům  $L$  a  $C$  [14].

Znamená to, že místo, kde je umístěn induktor má význam, v případě že induktor  $L_1$  je umístěn uprostřed cívky  $L_2$ , která neuzemněna, vzniká uprostřed  $L_2$  kmitná proudy stojatého vlnění, na koncích  $L_2$  vznikají kmitny napětí. Primární LC obvod v tomto případě musí být naladěn na základní harmonickou sekundárního obvodu s uvažováním optimálního činitele vazby  $k$  mezi induktorem  $L_1$  a sekundárním vinutím.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.15)$$

$$M = \frac{L_a - L_b}{4} \quad (2.16)$$



Obr. 2.10 Schéma Teslova rezonančního transformátoru s uzemněním b) a bez a).

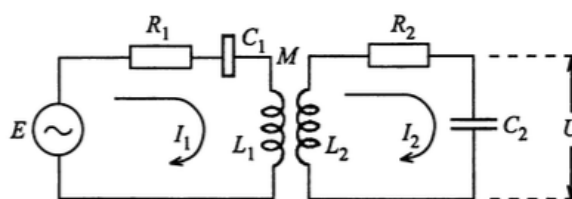


Рис. 83

Obr. 2.11 Vázané rezonanční obvody [44]

Převod transformátoru:

$$k_{tr} = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (2.17)$$



Rezonanční frekvence obvodu se soustředěnými parametry:

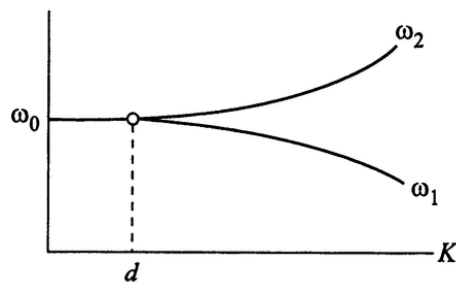
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.18)$$

Vazební frekvence vázaných rezonančních obvodů:

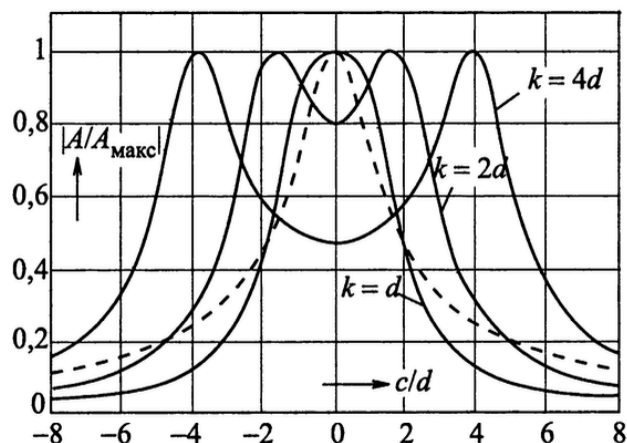
$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \sqrt{k^2 - d^2}}} \quad \omega_2 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \sqrt{k^2 - d^2}}} \quad (2.19)$$

Rozdíl mezi vazebními rezonančními frekvencemi je tím větší, čím je větší činitel vazby. V případě že činitel vazby se rovná činiteli tlumení, vazba se nazývá kritická, potom platí:

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$$



Obr. 2.12 Kritická vazba [44]



Obr. 2.13 Frekvenční charakteristika vázaných rezonančních obvodů [44]

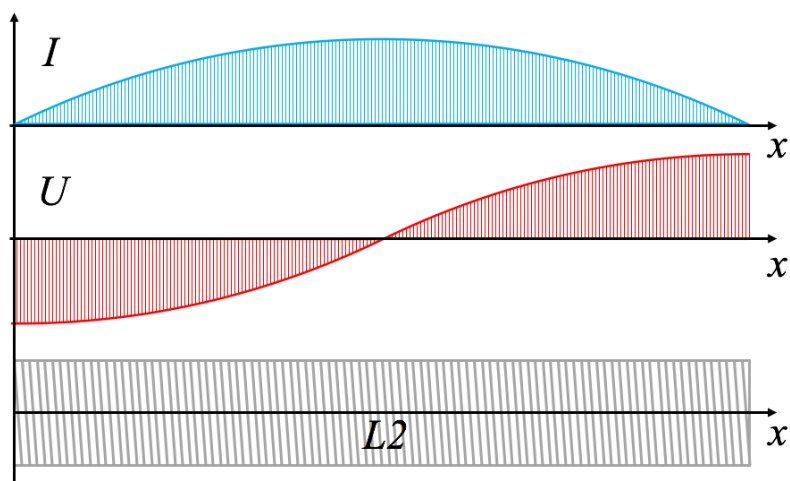
Při stejných vlastních rezonančních frekvencích obvodů se optimální vazba pro přenos největšího výkonu do druhého rezonančního obvodu rovná kritické vazbě a vypočítává se

podle výrazu:

$$k = \sqrt{d_1 d_2} \quad (2.20)$$

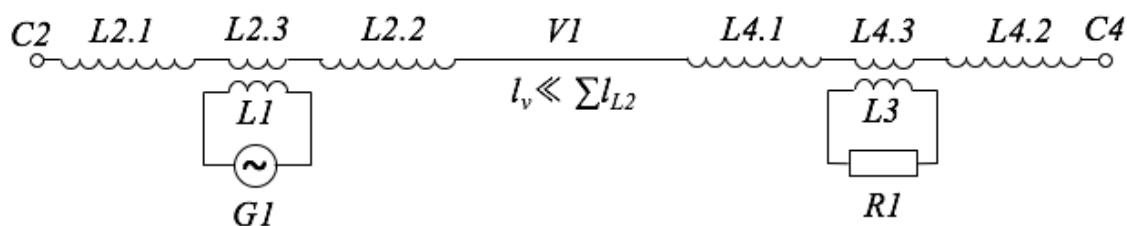
kde:

$d$  – činitel tlumení příslušného rezonančního obvodu.



Obr. 2.14 Předpokládané rozložení napětí a proudu podél sekundárního vinutí TRT bez uzemnění.

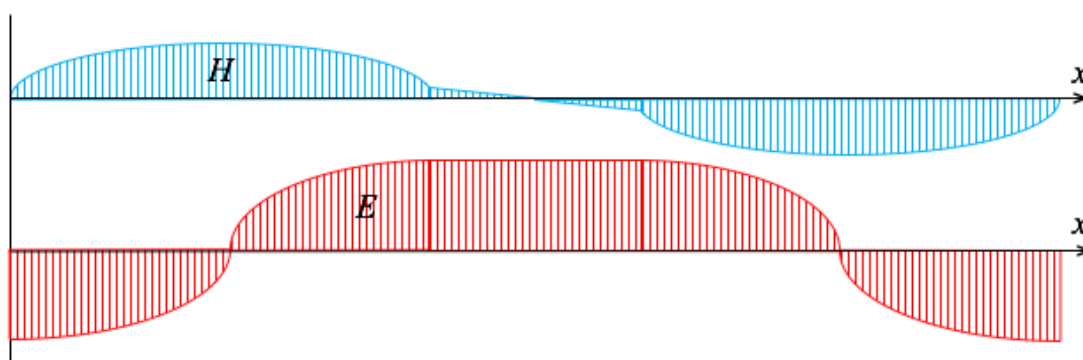
Celý systém jednovodičového rezonančního přenosu by se potom skládal ze dvou TRT, jednoho vysílacího ( $L2.1+L2.3+L2.2$ ), druhého – přijímacího ( $L4.1+L4.3+L4.2$ ), spojených mezi sebou jednovodičovým vedením  $V1$ . Buzení vysílacího TRT provádíme pomocí primárního vinutí  $L1$ , které je umístěno uprostřed TRT.



Obr. 2.15 Schéma jednovodičového rezonančního přenosu.

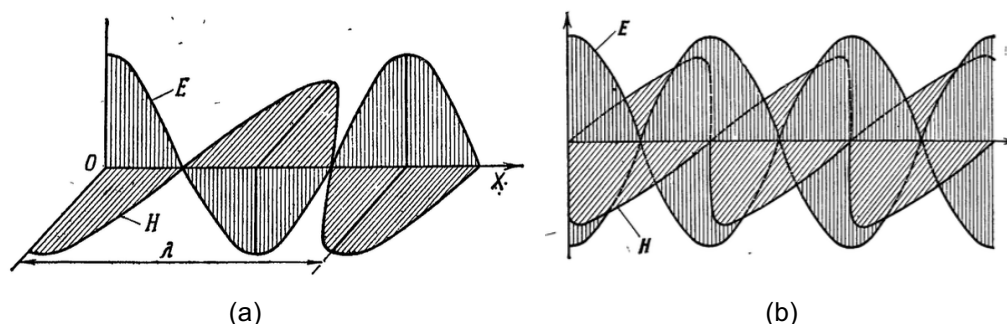
Pro nezátížený systém platí rozložení intenzity elektrické a magnetické složky pole podle grafu 2.16. Předpokládá se vznik kmitny proudu uprostřed TRT a kmiten napětí na koncích TRT. Kmitny napětí na koncích vysílacího nebo přijímacího TRT jsou v protifázi.

Vlny na vedení, stejně jako vlny šířící se ve volném prostoru, mají elektrickou a magnetickou složku ve fázi.



Obr. 2.16 Rozložení intenzity elektrické a magnetické složky stojatého vlnění na nezatíženém systému.

Pro stojaté vlny na vedení toto tvrzení neplatí, elektrická a magnetická složka jsou posunuty o 90 stupňů díky tomu, že elektrická složka se odráží od volného konce vedení ve fázi, magnetická složka se odráží od volného konce vedení v protifázi.



Obr. 2.17 Postupná elektromagnetická vlna (a), stojatá elektromagnetická vlna (b) [45]

V případě že vedení V1 je krátké ve srovnání s vlnovou délkou, potom na celém vedení očekáváme převážně elektrickou složku stojatého vlnění s maximem uprostřed vedení.

Vznik stojatého vlnění na samotném vedení V1 (vně oblasti TRT) je jev nežádoucí, protože v tomto případě může docházet k vyzařování elektromagnetických vln, díky tomu, že vedení na rozdíl od TRT má hodnotu vlnové impedance prakticky shodnou s vlnovou impedancí prostředí, je tak dobře impedančně přizpůsobeno. Zatímco TRT má hodnotu vlnové impedance několik set  $k\Omega$ , mnohem větší než  $120\pi$ .

V případě, že na přijímacím TRT odebíráme výkon do zátěže, potom na vedení V1 by se měla vyskytovat převážně postupná vlna napětí od vysílacího k přijímacímu TRT. Stojaté vlnění by mělo vznikat jenom v oblasti TRT díky odrazu vln napětí a proudu od volného konce cívky L2.1. Ve výsledku v oblasti L2.3 vzniká kmitna proudu, probíhá

superpozice odražené a postupné vlny a v oblasti cívky L2.2 se šíří jenom postupná vlna, která se dále přes vedení V1 dostává do přijímacího TRT, prochází oblastí L4.1, L4.3, L4.2, odráží se od volného konce L4.2 se vznikem kmitny napětí a uzlu proudu, tím pádem v oblasti L4.3 vzniká kmitna proudu. Danou oblast TRT můžeme považovat za klasický transformátor, pro který platí pojem «převod transformátoru», a umístíme v ni vinutí L3, které napájí zátěž R1.

Napětí na TRT určuje vztah [14]:

$$V_2(t) = \frac{V_1}{2} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} e^{-\frac{t}{T}} \left( \cos \frac{\omega t}{\sqrt{1-k}} - \cos \frac{\omega t}{\sqrt{1+k}} \right) \quad (2.21)$$

$$T = \frac{4L_1L_2}{R_2L_1 + R_1L_2} \quad (2.22)$$

Činitel tlumení rezonančního obvodu:

$$d = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \quad (2.23)$$

Činitel jakosti rezonančního obvodu:

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.24)$$

Činitel jakosti určuje poměr akumulované a ztracené energie za jednotku času.

### 3 Analýza možnosti uplatnění rezonančního přenosu elektrické energie

#### 3.1 SWTL – Single Wire Transmission Line

SWTL využívá pro přenos energie povrchové vlny. Přenos probíhá na vysokých frekvencích. Jednou z oblastí uplatnění takového systému může být napájení takzvaných přivázaných kvadrokoptér (TD - Tethered Drone). Systém TD vznikl kvůli omezení kapacity baterií u kvadrokoptér a nutnosti nepřetržitého letu v některých oblastech jejich použití. Tento problém byl vyřešen napájením kvadrokoptéry přes kabel, který je připojen ke zdroji energie umístěném na zemi.

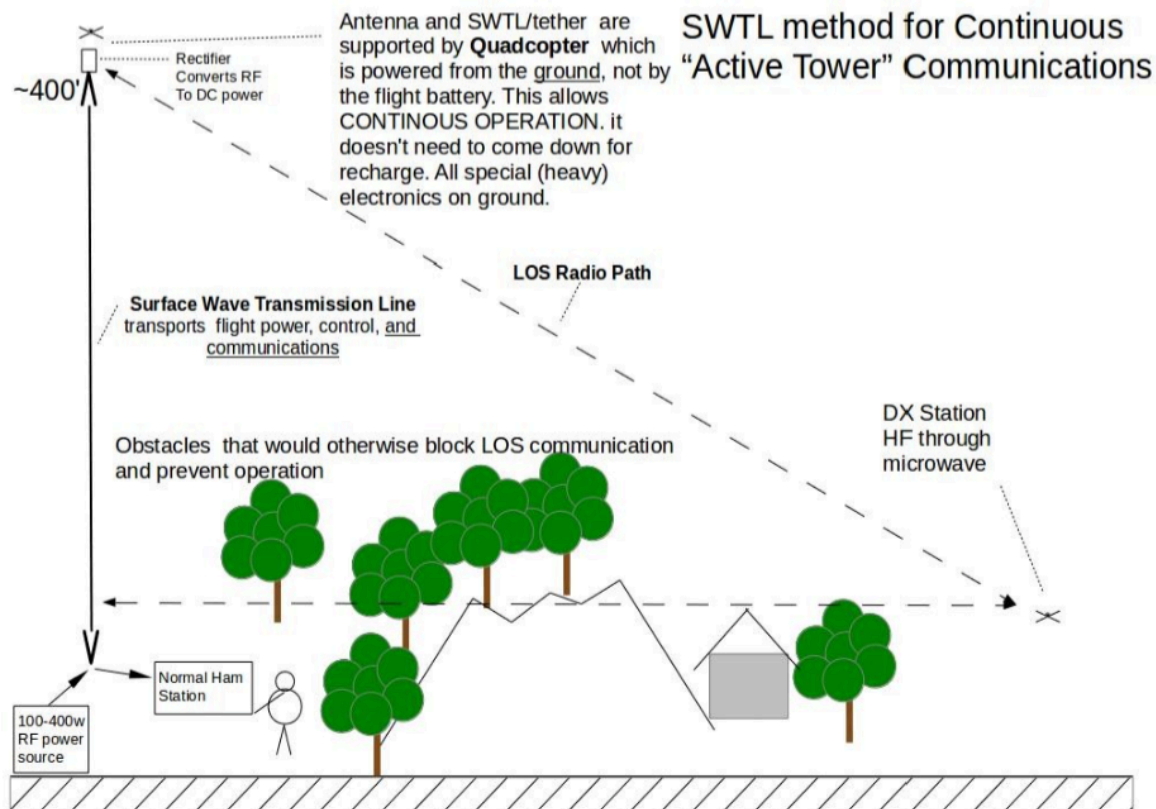


Obr. 3.1 Tethered drone [46].

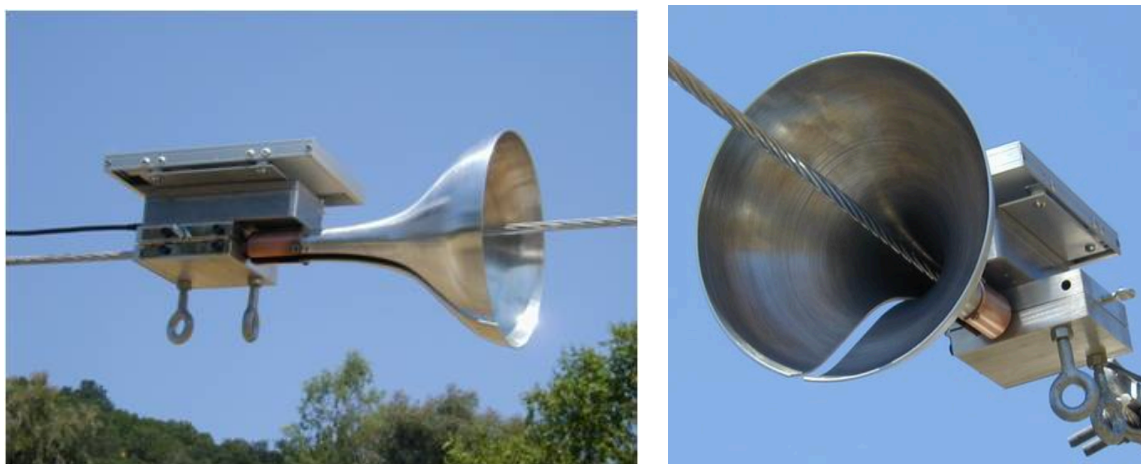
Za účelem „zjednodušení“ napájecího kabelu je možné v daném případě využít systém SWTL a nahradit kabel jednoduchým kovovým lanem. Ovšem na začátku a na konci lana musí být umístěno zařízení na vybuzení povrchové vlny. Na obrázku 3.1 je uveden příklad takového zařízení. Dále na obrázku 3.2 je systém použitý autorem [35] pro napájení kvadrokoptéry, která zároveň nese na sobě vysílací anténu radioamatérského vysílače.



Obr. 3.2 Napájení kvadroptéry s vysílací anténou pomocí povrchových vln [30]



Obr. 3.3 Kvadroptéra nese vysílací anténu a zároveň je napájena pomocí SWTL [30]



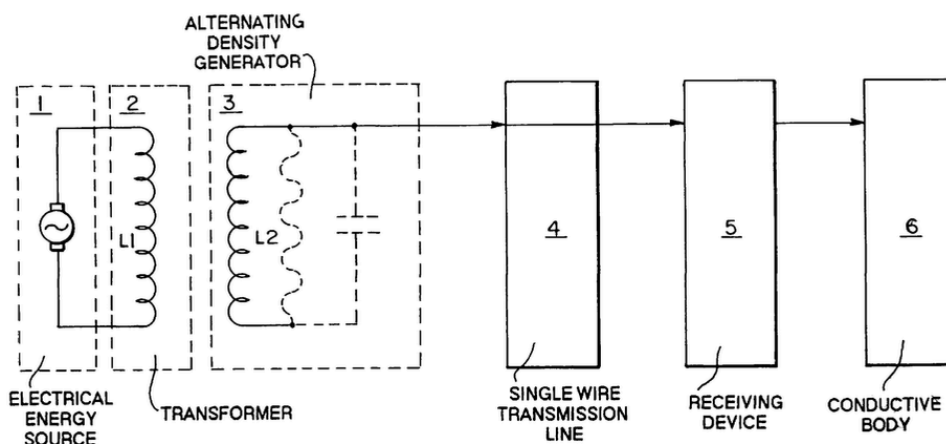
Obr. 3.4 Příklad zařízení na vybudění povrchové vlny na vedení [29][33]

### 3.2 SWRL – Single Wire Resonant Line

Jak už bylo řečeno, pro přenos velkého výkonu je rozumné použít nízké frekvence. V tomto případě značná část energie se šíří kolem vedení a zasahuje do objektů nacházejících se v blízkosti vedení. Tím vzrůstají dielektrické ztráty a účinnost přenosu se snižuje. Zároveň existuje směrnice ICNIRP, která udává hodnoty elektrického a magnetického pole, které by neměly být překročeny pro zajištění bezpečnosti osob.

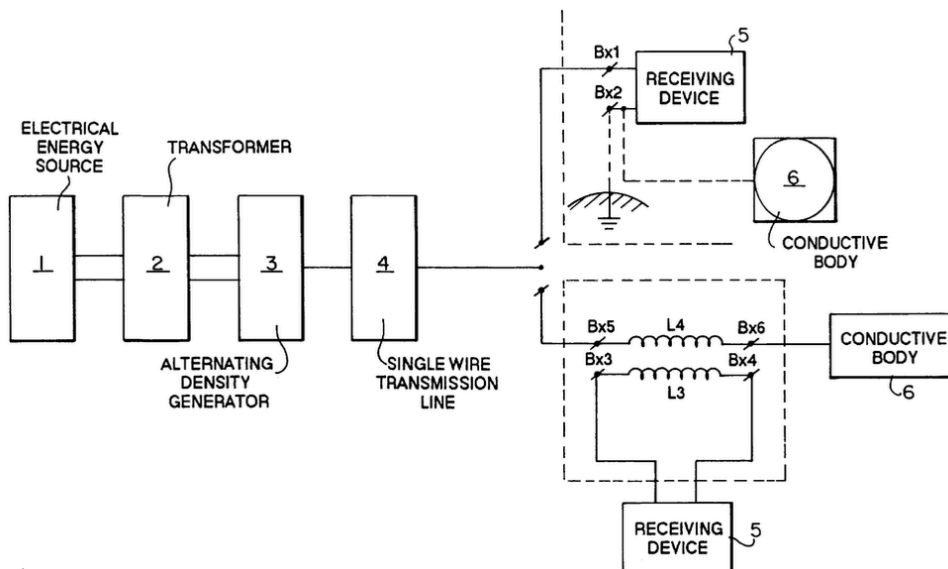
Model SWRL jsem postavil s využitím informací v textu patentu [23] vydaného v roce 1995 Stanislavu Avramenko a monografií [22]. Schéma jednovodičového systému podle patentu je uvedeno na obrázcích 3.5, 3.6, 3.7.

Předpokládal jsem, že bloky 2 a 3 mohou být nahrazeny Teslovým rezonančním transformátorem, kde blok 2 představuje primární vinutí transformátoru, blok 3 – sekundární vinutí. Dalším blokem, který je označen číslem 4, je jednovodičové vedení.



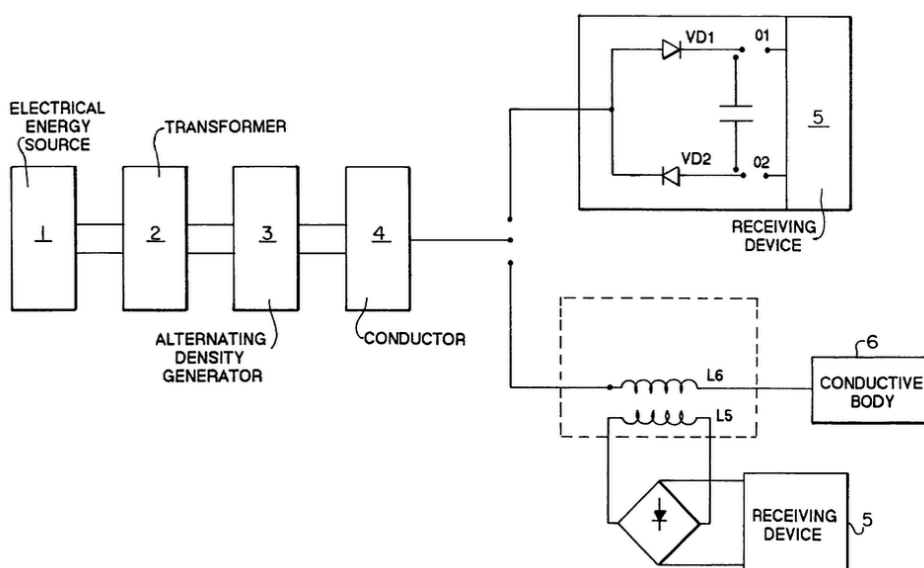
Obr. 3.5 Zdroj napětí a transformátor [23]

Na obrázku 3.6 jsou možné varianty zapojení zátěže, která vyžaduje napájení střídavým proudem. Přičemž, jednou z variant je připojit zátěž přímo na jednovodičové vedení. Druhou variantou je připojit zátěž přes transformátor (L4, L3).



Obr. 3.6 Způsoby zapojení zátěže na konci jednovodičového vedení [23]

Na obrázku 3.7 jsou možné varianty zapojení zátěže, která vyžaduje napájení stejnosměrným proudem. Jedna z variant obsahuje usměrňovač na polovodičových diodách VD1 a VD2, připojený přímo na jednovodičové vedení. Ve druhé variantě je použit usměrňovač, zapojený přes transformátor (L6, L5). Blok číslo 6 je vodivé těleso.



Obr. 3.7 Napájení zátěže stejnosměrným proudem [23]

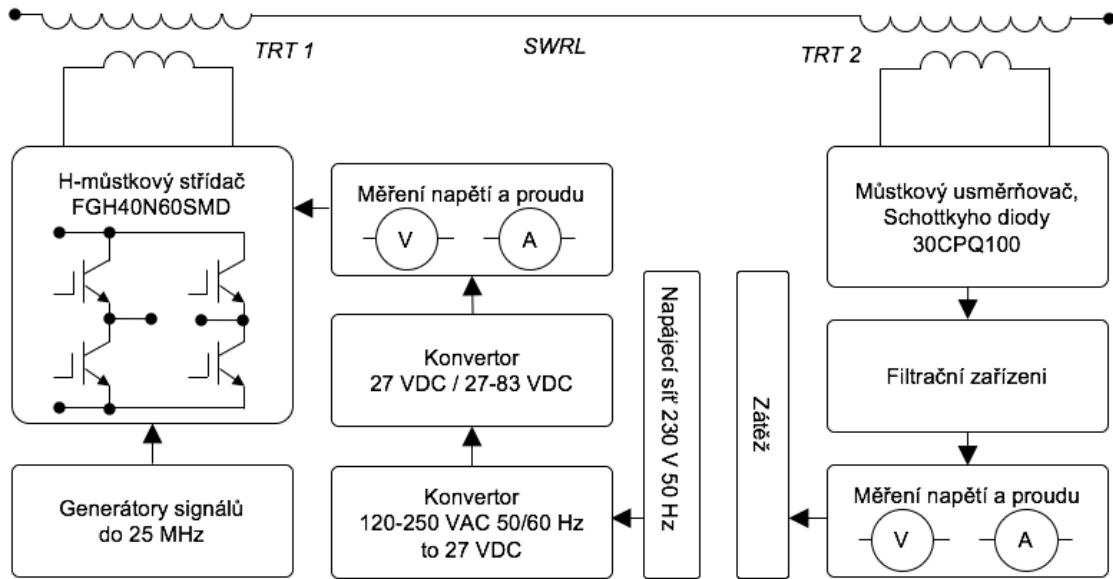


### 3.3 Konstrukce a elektrotechnické parametry

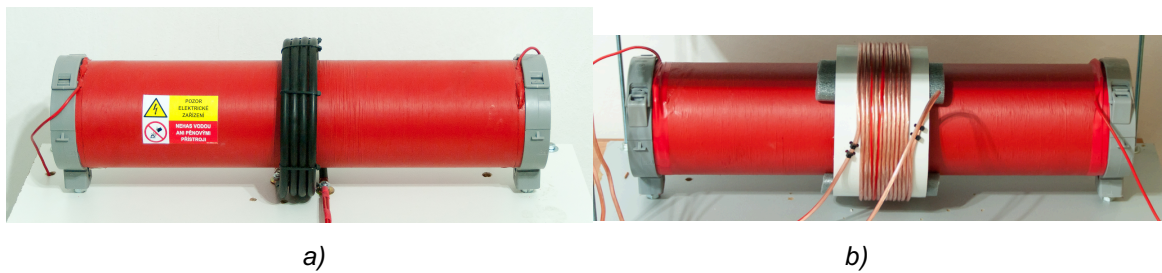
Rezonanční frekvence vysílacího transformátoru TRT1 je příliš vysoká, aby bylo možné použít pro jeho napájení průmyslový napěťový střídač. Proto jsem se rozhodl postavit střídač, který by vyhovoval požadavkům na napájení modelu SWRL. Základem střídače je H-můstková schéma zapojení výkonových tranzistorů. Tranzistory jsem zvolil co nejvýkonnější a nejrychlejší pro pouzdro TO-247, jsou to IGBT FGH40N60SMD. Řídící signál na tranzistory je přiváděn pomocí GDT transformátoru s feromagnetickým jádrem od firmy EPCOS a materiálem N87. Podle mých zkušeností daný typ materiálu dobře pracuje na frekvencích až do 800 kHz. Signál na GDT se přivádí z tranzistorů IRF630, které řídí integrovaný obvod IR2110. Signál na daný integrovaný obvod je přiváděn z DDS generátoru signálů přes logické integrované obvody 74HC74, 74HC14 a 74HC08, které umožňují přivést na střídač modulační nízkofrekvenční signál pro modulaci vysokofrekvenčního signálu.

Z hlediska bezpečnosti není model napájen přímo ze sítě 230V/50Hz, ale přes dva konvertory napětí. První slouží pro galvanické oddělení modelu od napájecí sítě, a má na výstupu stejnosměrné napětí 27,2 V. Je tento konvertor schopen, v případě potřeby, dodat výkon 1200 W. Druhý konvertor, napájený z prvního napětím 27 V, má možnost regulací výstupního napětí v rozmezí 27 – 83,5 V. Napětí z výstupu tohoto konvertoru je přivedeno na IGBT tranzistory zmíněného prototypu vysokofrekvenčního střídače, dále je napětí o frekvenci 200 kHz až 600 kHz přivedeno na induktor L1.

Na přijímací straně modelu SWRL se střídavé napětí usměrňuje za účelem odstranění komplikací při jeho měření. Zátěž R1 je potom napájena stejnosměrným proudem. Kvůli vysoké frekvenci zase musel jsem použít co nejrychlejší diody, a zvolil jsem proto Schottkyho diody 60CTQ150 s maximálním závěrným napětím 150 V. Usměrňovač obsahuje 5 bloků po 5 sériově zapojených diod, a má možnost komutací 10+10 diod nebo 5+5+5+5, tj. může pracovat jako jednopulzní, nebo dvoupulzní uzlový, nebo jako dvoupulzní dvoucestný (můstkový) usměrňovač. Při měření bylo použito můstkové zapojení. Napětí z usměrňovače je přivedeno na zátěž přes jednoduchý filtr obsahující dva kondenzátory 1,05  $\mu\text{F}$  / 2100 V a indukčnost 1,8 mH + 1,8 mH.



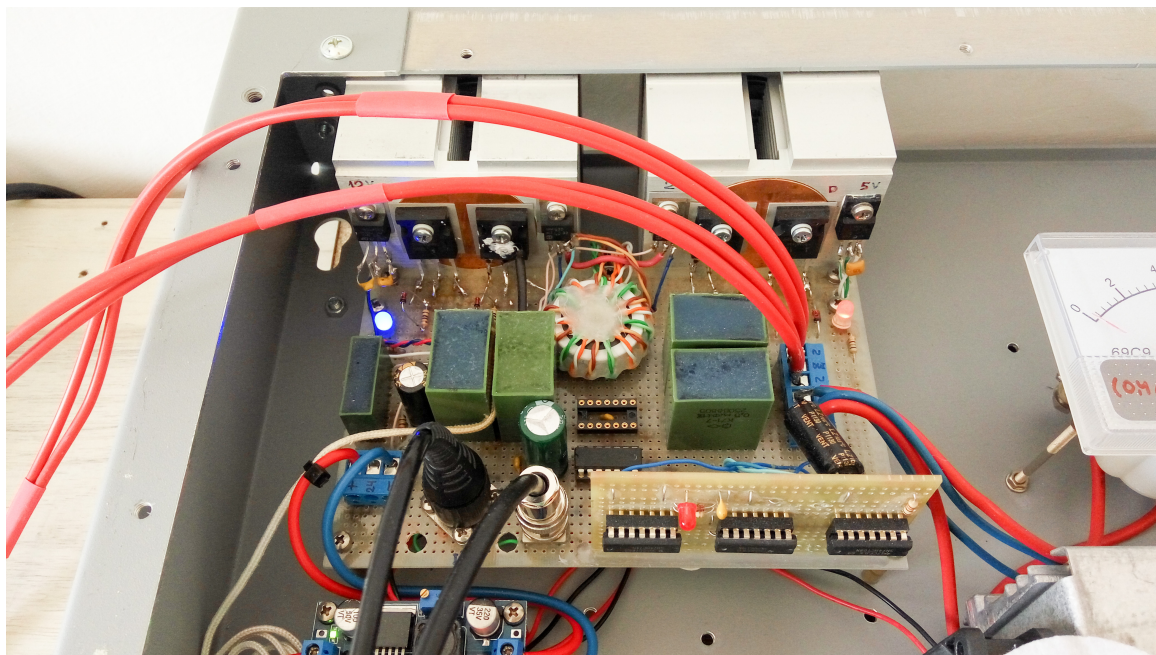
Obr. 3.8 Blokové schéma zapojení pro měření charakteristik SWRL



Obr. 3.9 Vysílací a) a přijímací b) rezonanční transformátory



Obr. 3.10 Systém pro napájení SWRL: DDS generátor signálů, zdroj SS napětí 27V 1200W, boost (step-up) konvertor do 83,5V, H-můstkový střídač do 600 kHz, analogový ampérmetr a voltmetr

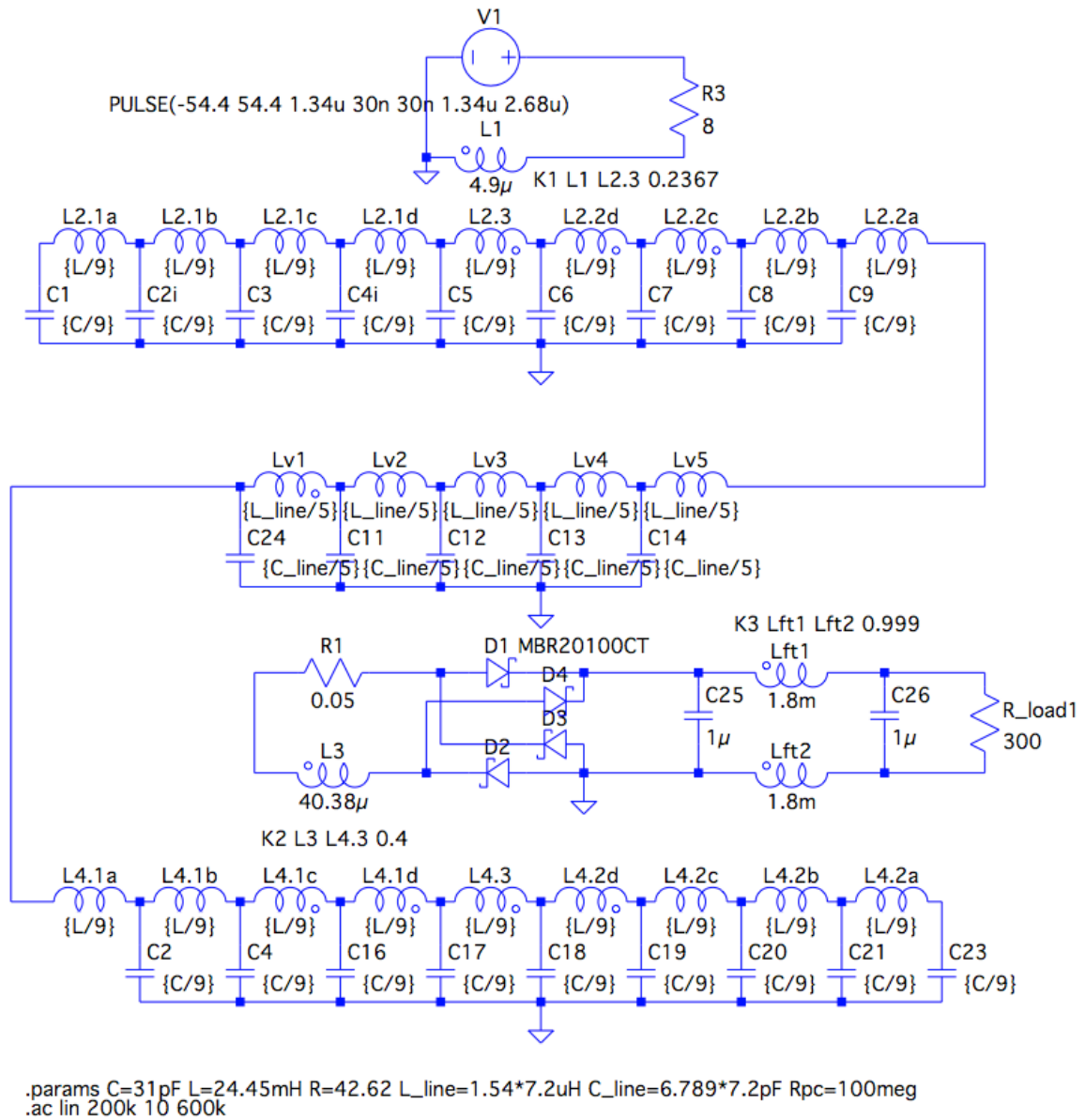


Obr. 3.11 Vysokofrekvenční H-můstkový napěťový střídač

Tab. 3.I Změřené hodnoty parametrů SWRL

Vysokonapěťová cívka TRT: měděný lakovaný drát o průměru 0,4 mm		
	TRT1 (zdroj)	TRT2 (zátěž)
Délka cívky [m]	0,434	0,434
Průměr cívky [m]	0,11	0,11
Počet závitů [-]	cca 1000	cca 1000
Délka drátu [m]	347	347
Indukčnost (100 kHz) [mH]	23,31	23,39
Činitel jakosti (100 kHz) [-]	233	232
Odpor DC [ $\Omega$ ]	46,45	46,15
Induktor TRT1: měděná trubka 8/6 mm		
Délka trubky [m]		2
Počet závitů [-]		4
Indukčnost (100 kHz) [ $\mu$ H]		4,9
Činitel jakosti (100 kHz) [-]		280
Odpor DC [ $\Omega$ ]		0,01
Sekundární cívka TRT2: mnohožilový vodič o průřezu 4 mm <sup>2</sup>		
Počet závitů [-]		12
Průměr cívky [m]		0,152
Indukčnost (100 kHz) [ $\mu$ H]		40,38
Činitel jakosti (100 kHz) [-]		135
Odpor DC [ $\Omega$ ]		0,05

### 3.4 Modelování SWRL v LTspice



Obr. 3.12. Model obvodu SWRL v LTspice

Pro vlastní kapacitu sekundárního vinutí platí výraz [16]:

$$C = \frac{4\varepsilon_0}{\pi} \cdot l \left[ 1 + 0,8249 \left( \frac{D}{l} \right) + 2,329 \left( \frac{D}{l} \right)^{3/2} \right] \quad (3.1)$$

$l$  – délka cívky;

$D$  – průměr cívky;

$\varepsilon_0$  – permitivita vakua;

$$C = 7,366 \text{ pF}$$

Kapacita sférického kondenzátoru o poloměru  $r_1$ :

$$C = 4\varepsilon_0\varepsilon_r \cdot r_1 \quad (3.2)$$

$$C = 4 \cdot 8,854 \cdot 10^{-12} \cdot 1 \cdot 0,015 = 0,53 \text{ pF}$$

Rezonanční frekvence vinutí pro půlvlnovou rezonanci [49]:

$$f_{1/2} = \frac{\left( \frac{300 \cdot 0,5}{l_w \cdot (1 + 0,45 \cdot \frac{D}{l})} \right)^{0,8}}{\left( \frac{D^2}{73 \cdot \psi} \right)^{0,2}} \text{ (MHz)} \quad (3.3)$$

kde:

$l_w$  – délka vodiče vinutí;

$l$  – délka cívky;

$\psi$  – rozteč závitů;

$D$  – průměr cívky.

$$f_{1/2} = \frac{\left( \frac{300 \cdot 0,5}{347 \cdot (1 + 0,45 \cdot \frac{0,11}{0,434})} \right)^{0,8}}{\left( \frac{0,11^2}{73 \cdot 0,00043} \right)^{0,2}} = 0,567 \text{ MHz}$$

Změřená rezonanční frekvence vysílacího TRT je 540 kHz.

Odpor sekundárního vinutí je závislý na frekvenci, jsou proto vyšší harmonické v sekundárním rezonančním vinutí ztlumeny oproti základní harmonické [14]:

$$R = \frac{l_w}{2\pi r} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad (3.4)$$

kde:

$l_w$  – délka vodiče vinutí;

$f$  – frekvence;

$r$  – poloměr vodiče sekundární cívky TRT;

$\mu$  – relativní permeabilita vodiče;

$\sigma$  – konduktivita vodiče.

$$R = \frac{347}{2\pi \cdot 0,0002} \sqrt{\frac{\pi \cdot 357000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{59171598}} = 42,62 \Omega \quad (3.5)$$

Indukčnost sekundárního vinutí TRT určíme podle vztahu [16]:

$$L = \frac{\mu_0 \pi n^2 r^2}{l(1 + 0,99 \frac{r}{l})} \quad (3.6)$$

kde:

$n$  – počet závitů cívky;

$l$  – délka cívky;

$r$  – poloměr cívky.

$$L = \frac{4 \cdot \pi^2 \cdot 10^{-7} \cdot 1000^2 \cdot 0,055^2}{0,434 \cdot (1 + 0,99 \frac{0,055}{0,434})} = 24,45 \text{ mH} \quad (3.7)$$

Podle optimalizované Wheelerova vzorce [48]:

$$L = \frac{\mu_0 D n^2}{2} \left[ \ln \left( 1 + \frac{\pi D}{2l} \right) + \frac{1}{2,3004 + 3,437 \frac{l}{D} + 1,7636 \left( \frac{l}{D} \right)^2 - \frac{0,47}{\left( 0,755 + \frac{D}{l} \right)^{1,44}}} \right] \quad (3.8)$$

indukčnost cívky vychází:

$$L = 24,77 \text{ mH}$$

Vypočtené a naměřené hodnoty indukčnosti se liší o přibližně 5 %.

Dále určíme kapacitu (pF/m) vedení V1 [www.wolframalpha.com]:

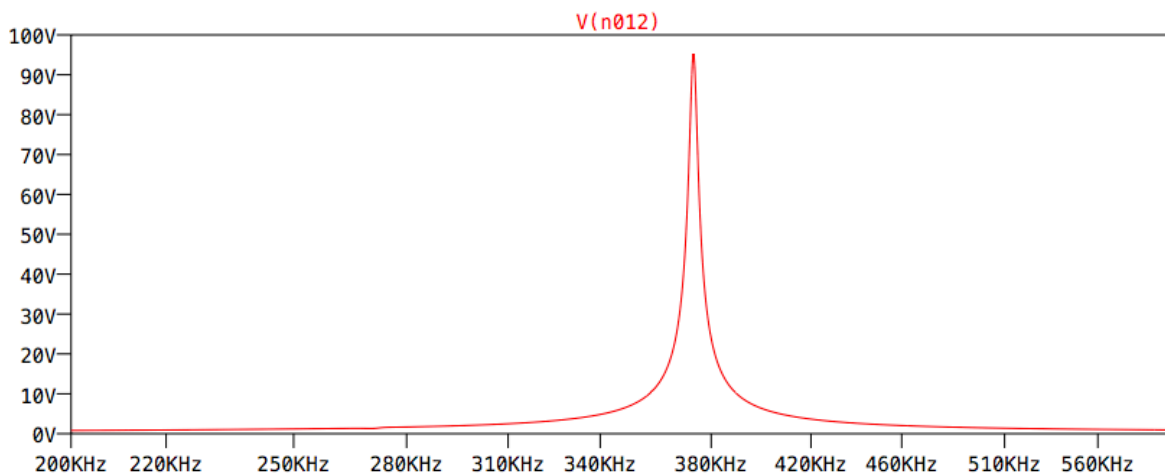
$$C = \varepsilon_0 r \left[ 8 + 4,1 \left( \frac{l}{r} \right)^{0,76} \right] \quad (3.9)$$

a indukčnost ( $\mu\text{H/m}$ ) vedení V1 [coil32.ru]:

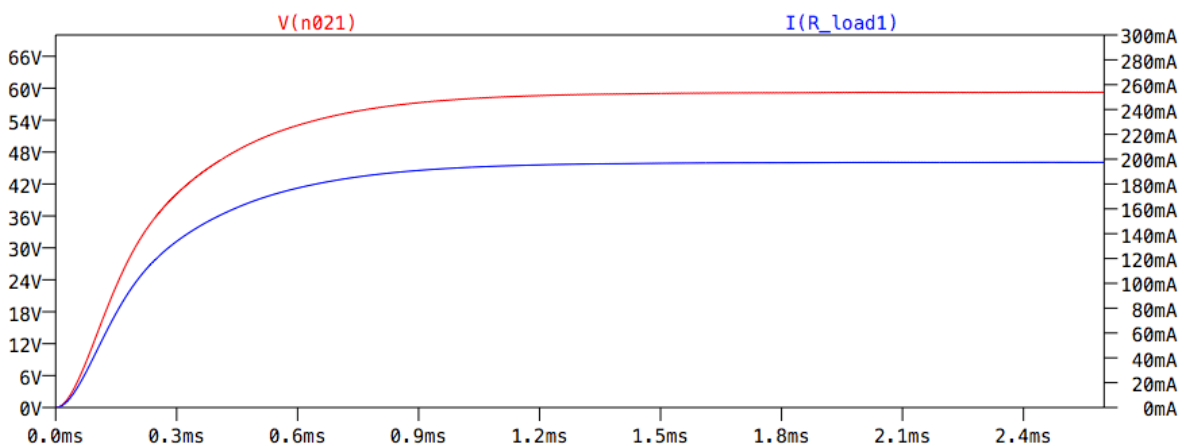
$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{2l}{r} - 0,75 \right) \right] \quad (3.10)$$

$$C = 6,789 \text{ pF/m}, \quad L = 1,54 \text{ } \mu\text{H/m}$$

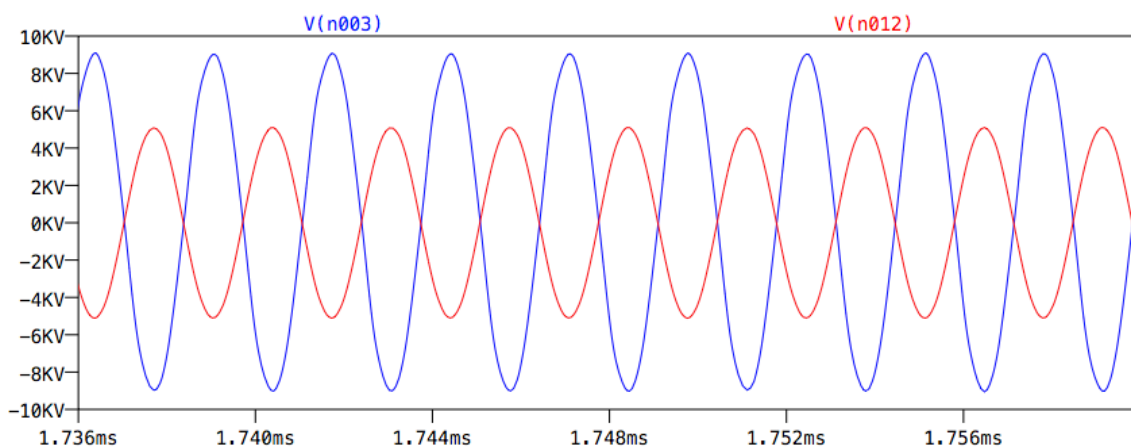
Protože vztah (3.2) nezapočítává relativní permitivitu materiálu pouzdra cívky, změřená rezonanční frekvence celého systému SWRL se lišila od vypočtené v modelu LTspice. Proto celková vlastní kapacita sekundárního vinutí s uvažováním změřené frekvence byla korigovaná na hodnotu  $C = 31 \text{ pF}$ .



Obr. 3.13. Rezonanční frekvence SWRL

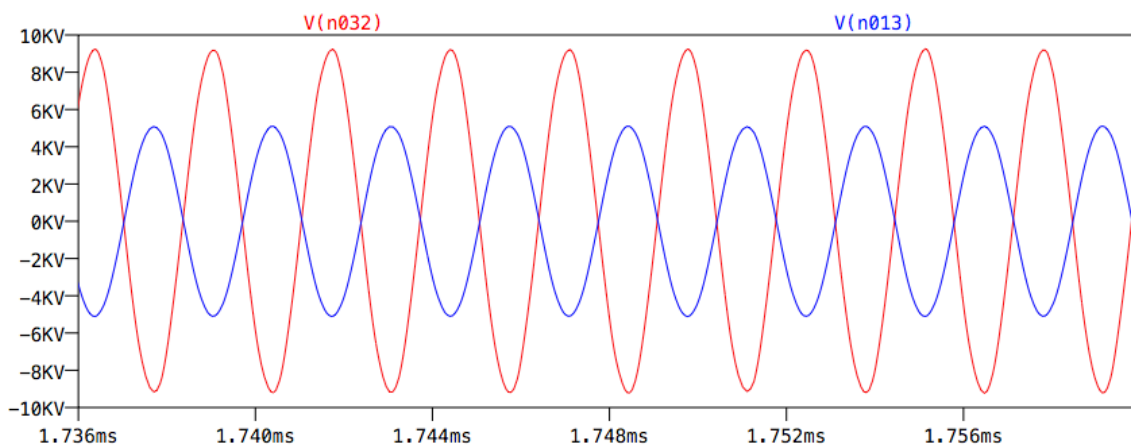


Obr. 3.14. Ustálení napětí a proudu na zátěži



Obr. 3.15. Napětí na TRT1

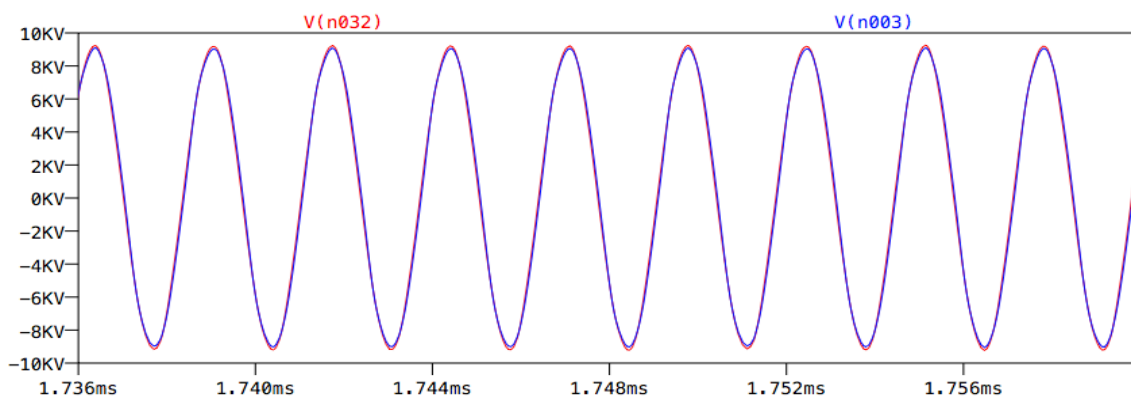
Modrý průběh na grafu 3.15 je napětí na volném konci vysílacího transformátoru TRT1, podle modelu LTspice je to napětí na cívce L2.1a, červený průběh – je napětí na začátku vedení V1, podle obrázku 3.12 je to napětí na vodiči, který propojuje cívku L2.2a a Lv5. Je vidět, že hodnota napětí na volném konci transformátoru je větší, je to způsobeno superpozicí odražené a postupné vlny. Zatímco na konci, zapojeném na vedení V1, existuje převážně postupná vlna, šířící se směrem do přijímacího transformátoru TRT2.



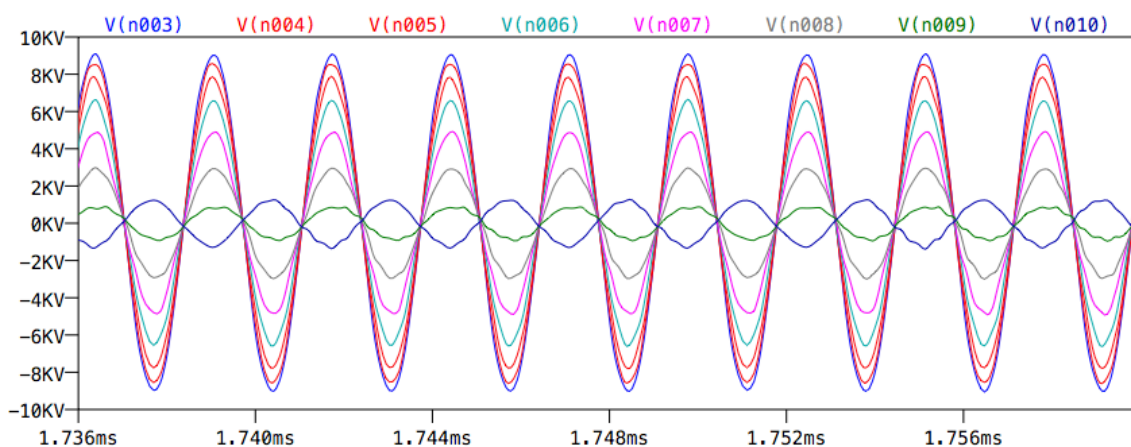
Obr. 3.16. Napětí na TRT2

Stejná situace je na TRT2. Podle obrázku 3.16, červený průběh je napětí na volném konci TRT2 (L4.2a), modrý průběh – napětí na konci vedení V1 (L4.1a). Při porovnání těchto dvou obrázků můžeme udělat závěr, že napětí na volných koncích transformátorů TRT1(cívka L2.1a LTspice) a TRT2(cívka L4.2a) jsou ve fázi. Je to vidět také na obrázku 3.17 kde modrý a červený průběhy se splývají. Napětí na začátku a na konci vedení V1 jsou ve fázi také.





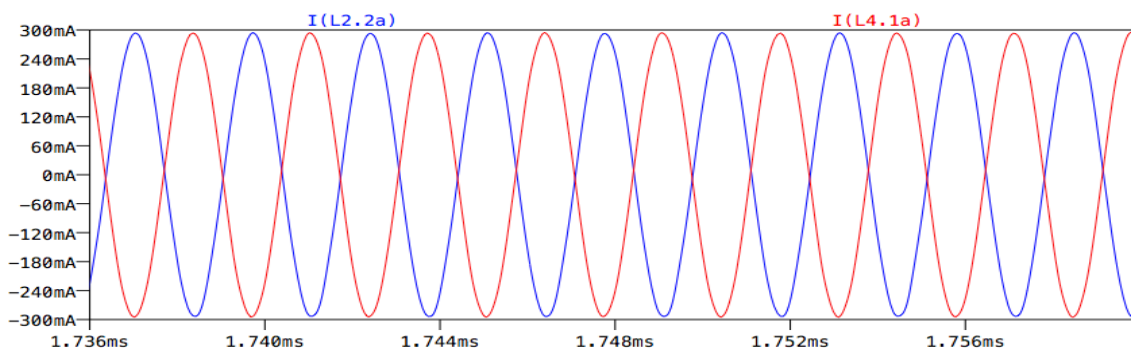
Obr. 3.17. Napětí na TRT1 a TRT2



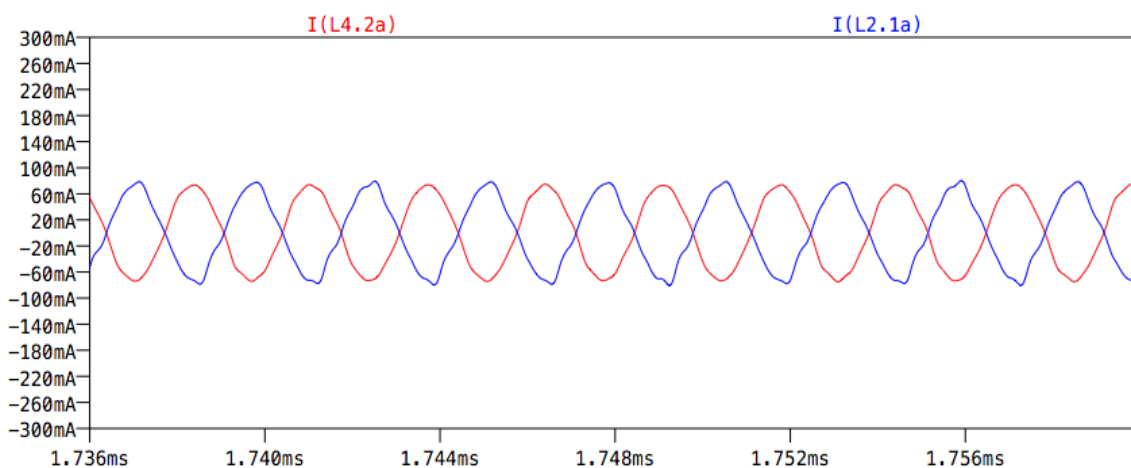
Obr. 3.18. Amplituda napětí na jednotlivých elementech TRT1

Amplituda napětí na jednotlivých elementech TRT1 je maximální na začátku vinutí a postupně klesá až do elementu L2.2c, na kterém se mění fáze a dále probíhá narůst amplitudy. Změna fáze na TRT2 probíhá na elementu L4.1d.

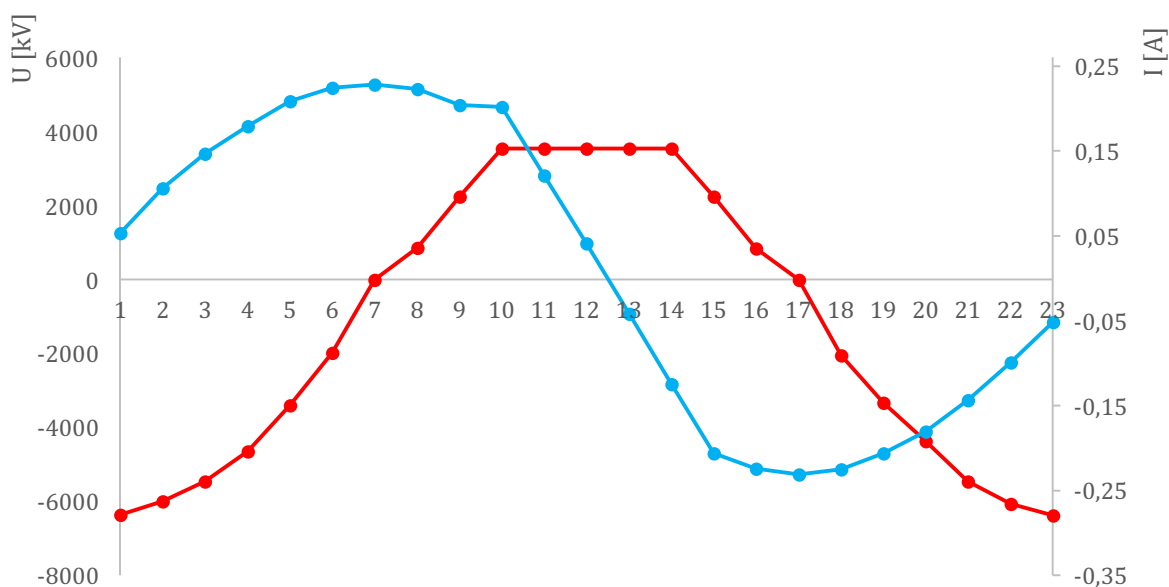
Maximální proud prochází elementem L2.2c, jeho amplituda dosahuje hodnoty 230 mA, elementem L2.1a prochází minimální proud, jeho hodnota dosahuje 53 mA. Uprostřed vedení V1 proud mění fázi, amplituda proudu na elementu Lv3 se rovná 41 mA, na začátku a na konci vedení V1 proud je v protifázi.



Obr. 3.19. Proud na začátku a na konci vedení V1



Obr. 3.20. Proud na nezapojených koncích transformátorů TRT1 a TRT2

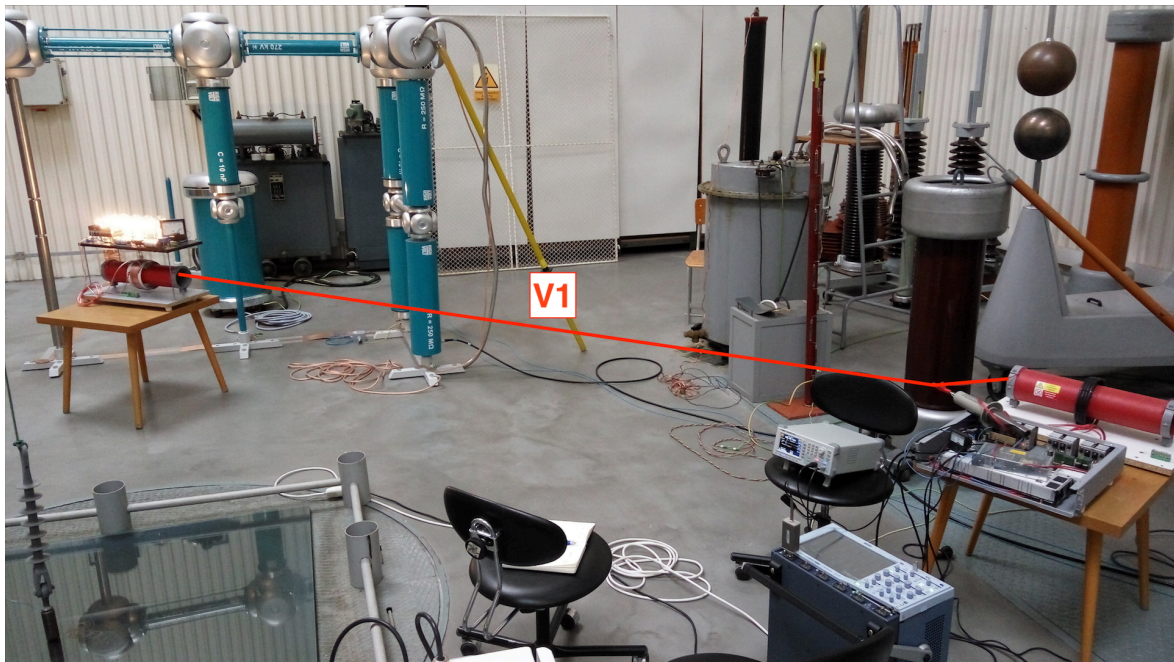


Obr. 3.21. Vypočtené rozložení napětí a proudu na SWRL

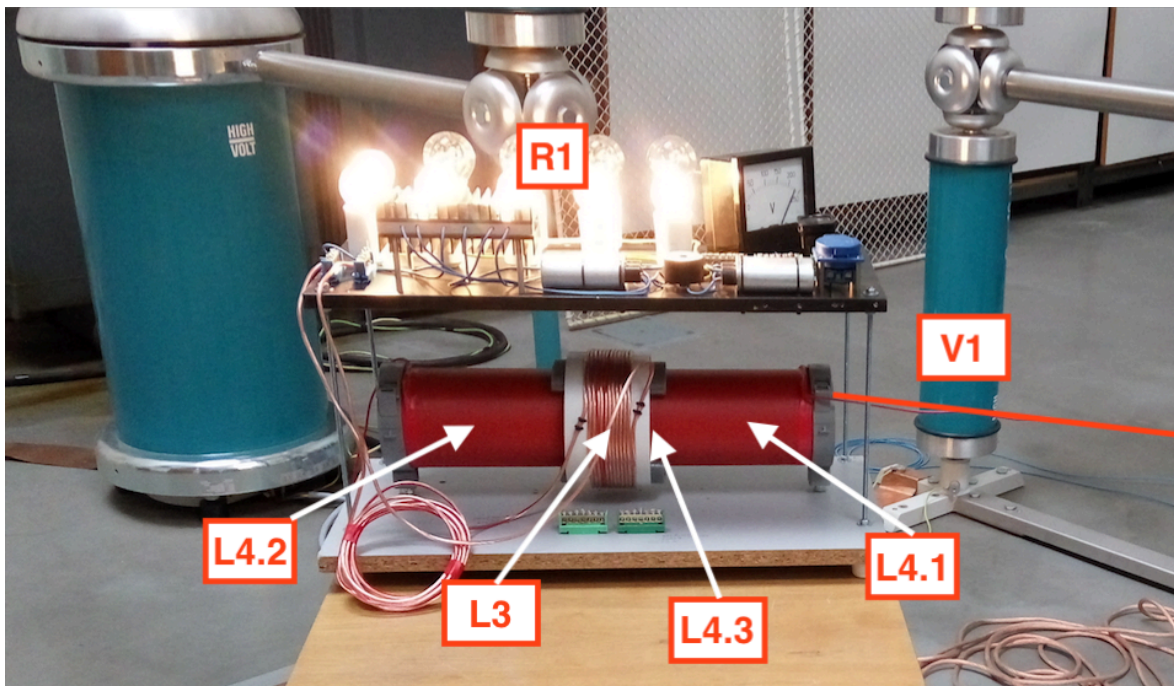
Body 1-2 představují TRT1, body 10-14 představují vedení V1, body 15-23 – TRT2. Rozložení proudu a napětí podél systému SWRL celkem odpovídá předpokládanému rozložení, ale zjistil jsem, že kmitny proudu a uzly napětí jsou posunuty, relativně geometrického středu vinutí, směrem k vedení V1.

### 3.5 Měření napětí na jednovodičovém vedení V1

Měření probíhalo v Laboratoři vysokého napětí Katedry elektroenergetiky a ekologie. Systém byl napájen ze zdroje stejnosměrného napětí 54,4 V. Změnou frekvencí na generátoru byl postupně dosažen rezonanční stav na vedení V1.



Obr. 3.22 Pohled na systém SWRL připravený pro měření, červenou čarou vyznačen měděný lakovaný drát o průměru 0,3 mm



Obr. 3.23 SWRL na straně zátěže

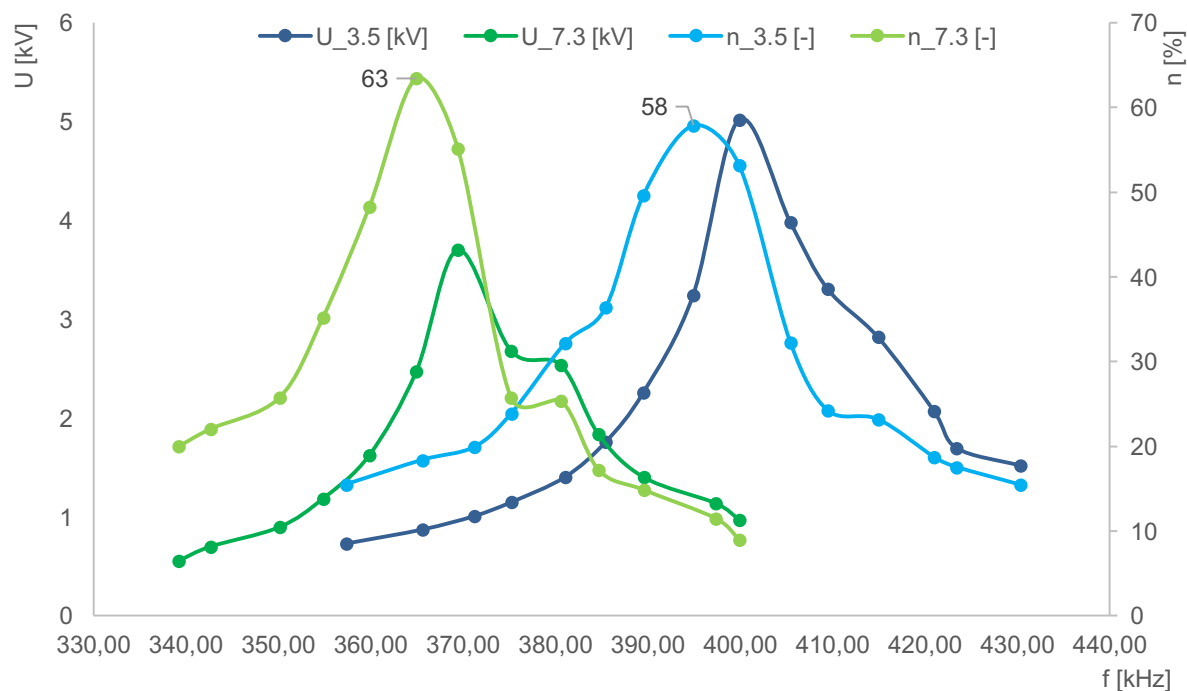
Během změny frekvence byly zaznamenávány hodnoty napětí a proudu vstupujícího do střídače, hodnoty napětí a proudu na zátěži R1, a také hodnoty napětí na vedení V1 pomocí vysokonapěťové sondy.

Tab. 3.II Naměřené a vypočítané hodnoty pro SWRL s délkou linky 3,5 m

Frekvence, f [kHz]	Napětí na vstupu střídače, $U_1$ [V]	Proud na vstupu střídače, $I_1$ [A]	Výkon vstupující do střídače, $P_1$ [W]	Napětí na výstupu TRT1, $U$ [kV]	Napětí na zátěži, $U_2$ [V]	Proud přes zátěži, $I_2$ [A]	Výkon na zátěži, $P_2$ [W]	Účinnost, $\eta$ [%]
357,37	54,4	1,20	65,28	0,730	46	0,22	10,12	16
365,60	54,4	1,20	65,28	0,872	50	0,24	12,00	18
371,22	54,4	1,20	65,28	1,008	52	0,25	13,00	20
375,25	54,4	1,20	65,28	1,150	60	0,26	15,60	24
381,04	54,4	1,20	65,28	1,403	70	0,30	21,00	32
385,44	54,4	1,30	70,72	1,758	83	0,31	25,73	36
389,51	54,4	1,40	76,16	2,257	105	0,36	37,80	50
394,90	54,4	2,00	108,80	3,242	150	0,42	63,00	58
399,89	54,4	3,80	206,72	5,018	220	0,50	110,00	53
405,42	54,4	4,10	223,04	3,982	160	0,45	72,00	32
409,43	54,4	4,00	217,60	3,309	132	0,40	52,80	24
414,89	54,4	3,40	184,96	2,820	110	0,39	42,90	23
420,94	54,4	2,50	136,00	2,074	85	0,30	25,50	19
423,40	54,4	2,20	119,68	1,697	70	0,30	21,00	18
430,31	54,4	2,00	108,80	1,518	60	0,28	16,80	15

Tab. 3.III Naměřené a vypočítané hodnoty pro SWRL s délkou linky 7,3 m

Frekvence, f [kHz]	Napětí na vstupu střídače, $U_1$ [V]	Proud na vstupu střídače, $I_1$ [A]	Výkon vstupující do střídače, $P_1$ [W]	Napětí na výstupu TRT1, $U$ [kV]	Napětí na zátěži, $U_2$ [V]	Proud přes zátěži, $I_2$ [A]	Výkon na zátěži, $P_2$ [W]	Účinnost, $\eta$ [%]
339,22	54,4	1,6	87,04	0,555	58	0,30	17,40	20
342,66	54,4	1,5	81,60	0,699	60	0,30	18,00	22
350,11	54,4	1,5	81,60	0,896	70	0,30	21,00	26
354,82	54,4	1,5	81,60	1,184	82	0,35	28,70	35
359,85	54,4	1,6	87,04	1,625	105	0,40	42,00	48
364,93	54,4	2,1	114,24	2,473	145	0,50	72,50	63
369,43	54,4	3,5	190,40	3,704	210	0,50	105,00	55
375,18	54,4	4,0	217,60	2,682	140	0,40	56,00	26
380,59	54,4	3,8	206,72	2,536	128	0,41	52,48	25
384,64	54,4	2,9	157,76	1,835	85	0,32	27,20	17
389,53	54,4	2,3	125,12	1,401	62	0,30	18,60	15
397,34	54,4	2,0	108,80	1,137	50	0,25	12,50	11
399,86	54,4	1,8	97,92	0,971	40	0,22	8,80	9

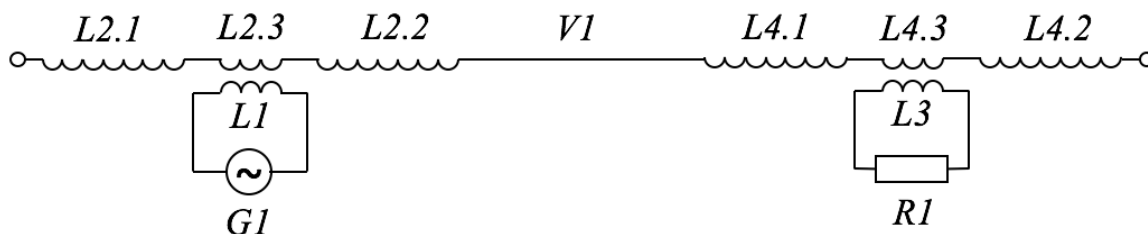


Obr. 3.24 Napětí na V1 a účinnost přenosu pro různé délky vedení V1

Z grafu je vidět, že rezonanční frekvenci SWRL ovlivňuje délka vedení V1. Při vzdálenosti 3,5 m rezonanční frekvence byla téměř 400 kHz, při zvětšení vzdálenosti na 7,3 m rezonanční frekvence poklesla na hodnotu 370 kHz. Účinnost přenosu na vzdálenost 7,3 m (63 %) byla větší než na vzdálenost 3,5 m (58 %).

### 3.6 Porovnání efektivnosti způsobů napájení a zatížení SWRL

**Varianta 1.** „Klasické“ napájení a odběr výkonu SWRL. Maximální účinnost je 75 % při přenášeném výkonu 300,2 W.

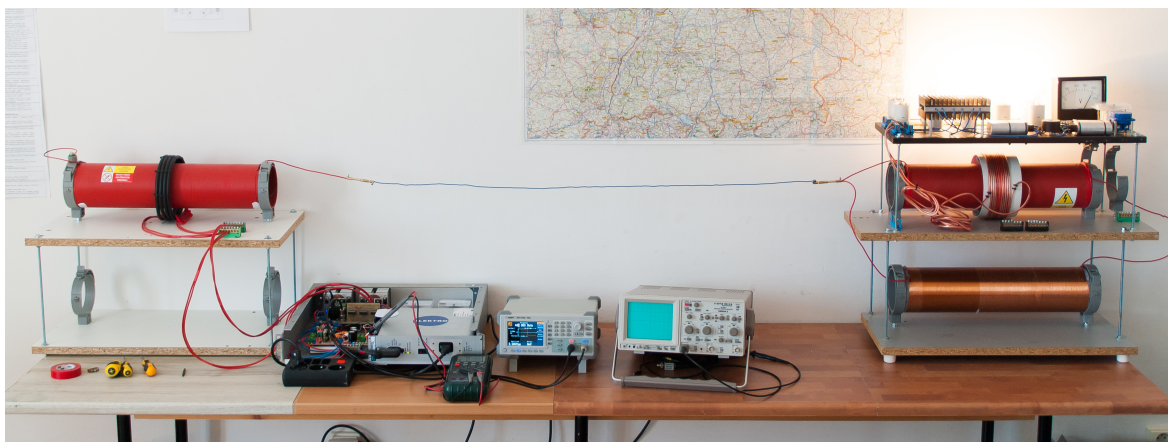


Obr. 3.25 „Klasické“ napájení a odběr výkonu SWRL.

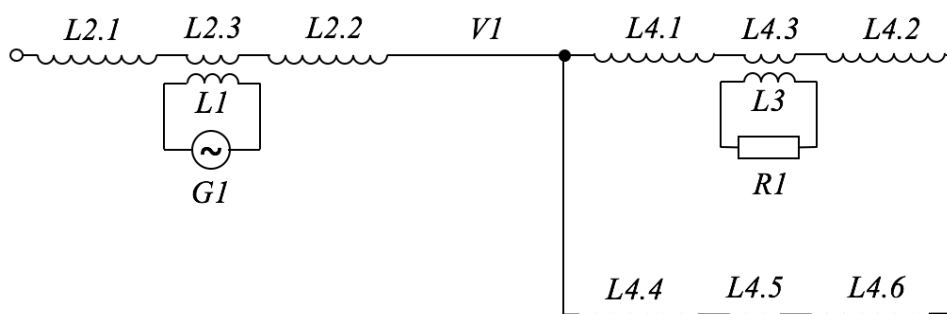
Tab. 3.IV Naměřené a vypočítané hodnoty pro SWRL s délkou linky 1,1 m

Frekvence, f [kHz]	Napětí na vstupu střídače, U <sub>1</sub> [V]	Proud na vstupu střídače, I <sub>1</sub> [A]	Výkon vstupující do střídače, P <sub>1</sub> [W]	Napětí na zátěži, U <sub>2</sub> [V]	Proud přes zátěž, I <sub>2</sub> [A]	Výkon na zátěži, P <sub>2</sub> [W]	Účinnost, η [%]
400	83,4	0,92	76,73	50	0,53	26,5	35
419	83,4	1,40	116,76	82	0,70	57,4	49
422	83,4	1,60	133,44	98	0,75	73,5	55
432	83,4	1,96	163,46	111	0,81	89,9	55
437	83,4	2,48	206,83	138	0,91	125,6	61
440	83,4	3,28	273,55	165	1,04	171,6	63
442	83,4	4,04	336,60	195	1,12	218,4	65
443	83,3	5,00	416,50	210	1,19	249,9	60
444	83,2	5,64	469,25	228	1,22	278,2	59
446	70,9	5,64	399,88	261	1,15	300,2	75
451	61,5	5,64	346,86	175	1,05	183,8	53
456	80,7	5,64	455,15	199	1,11	220,9	49
459	83,2	4,72	392,70	175	1,05	183,8	47
462	83,2	3,80	316,16	150	0,96	144,0	46
466	83,2	3,12	259,58	122	0,86	104,9	40
472	83,2	2,4	199,68	95	0,74	70,3	35
480	83,2	1,80	149,76	68	0,61	41,5	28
500	83,2	1,16	96,51	31	0,45	14,0	14

**Varianta 2.** Volný konec TRT2 je připojen k vedení V1 prostřednictvím zpožďovacího členu. Maximální účinnost je 60 % při přenášeném výkonu 200,2 W. Myšlenka o použití zpožďovacího členu pro otáčení fází byla převzata z článku [50]. Cílem je otočit fáze napětí o 180 stupňů, aby bylo možné zapojit volný konec TRT na vedení V1. Napětí na koncích TRT je v protifázi (podle obrázků 3.15 a 3.16).



Obr. 3.26 Pohled na měřící pracoviště při měření efektivnosti přenosu.



Obr. 3.27 Volný konec TRT2 je napájený na vedení V1 prostřednictvím zpožďovacího členu

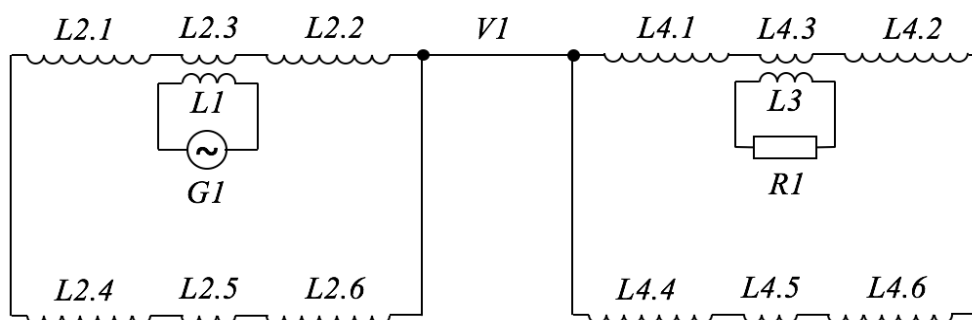
Tab. 3.V Naměřené a vypočítané hodnoty pro SWRL s délkou linky 1,1 m

Frekvence, f [kHz]	Napětí na vstupu střídače, $U_1$ [V]	Proud na vstupu střídače, $I_1$ [A]	Výkon vstupující do střídače, $P_1$ [W]	Napětí na zátěži, $U_2$ [V]	Proud přes zátěž, $I_2$ [A]	Výkon na zátěži, $P_2$ [W]	Účinnost, $\eta$ [%]
450	83,2	1,80	149,76	89	0,70	62,3	42
457	83,2	2,44	203,01	125	0,88	110,0	54
460	83,2	3,32	276,22	156	1,00	156,0	56
462	83,2	4,02	334,13	182	1,10	200,2	60
464	83,2	5,00	416,00	205	1,15	235,8	57
466	83	5,52	458,16	211	1,18	249,0	54
470	83	5,00	415,00	190	1,10	209,0	50
480	83	3,12	258,96	106	0,80	84,8	33
490	82,3	1,64	134,97	62	0,60	37,2	28
500	82,3	1,20	98,76	39	0,50	19,5	20

**Varianta 3.** Zpoždovací člen je aplikován na vysílací straně, tak i na přijímací straně modelu systému SWRL. Maximální účinnost je 54 % při přenášeném výkonu 180,4 W.



Obr. 3.28 Pohled na měřicí pracoviště při měření efektivnosti přenosu



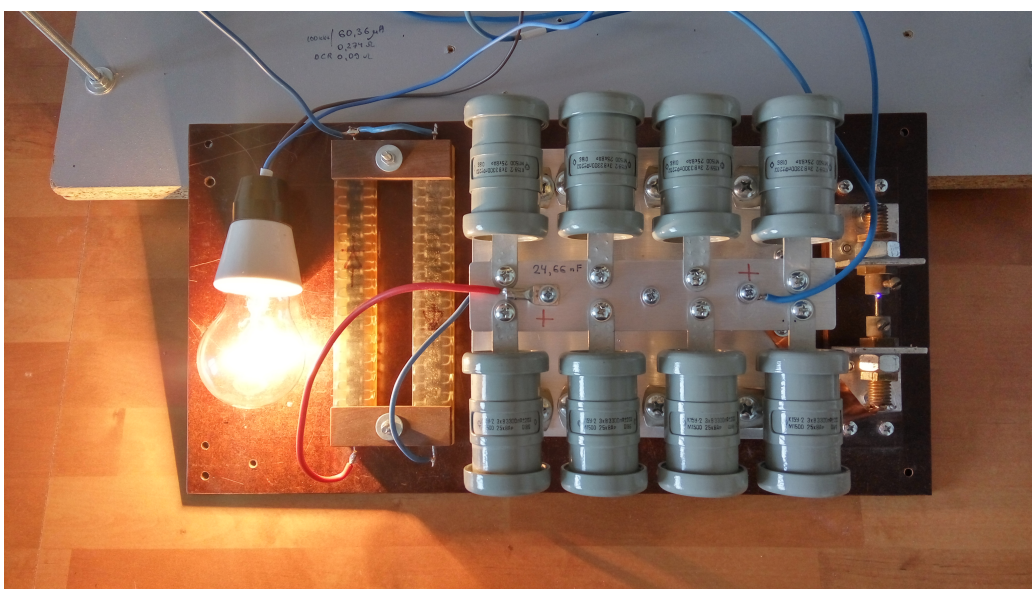
Obr. 3.29 Volné konce rezonančních transformátorů jsou napojené na vedení V1 prostřednictvím zpoždovacích členů

Tab. 3.VI Naměřené a vypočítané hodnoty pro SWRL s délkou linky 1,1 m

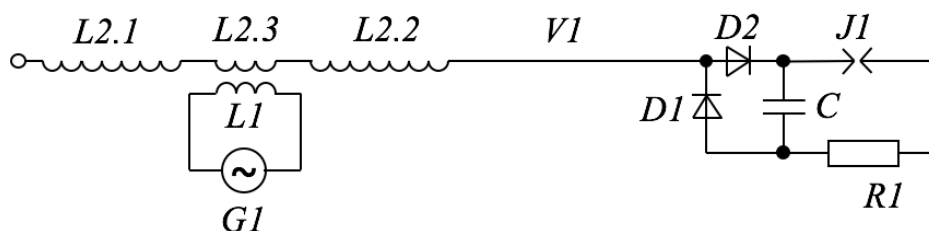
Frekvence, $f$ [kHz]	Napětí na vstupu střídače, $U_1$ [V]	Proud na vstupu střídače, $I_1$ [A]	Výkon vstupující do střídače, $P_1$ [W]	Napětí na zátěži, $U_2$ [V]	Proud přes zátěž, $I_2$ [A]	Výkon na zátěži, $P_2$ [W]	Účinnost, $\eta$ [%]
450	83,4	1,04	86,74	40	0,50	20,0	23
460	83,4	1,28	106,75	65	0,61	39,7	37
465	83,4	1,84	153,46	95	0,74	70,3	46
468	83,4	2,60	216,84	121	0,86	104,1	48
470	83,4	3,28	273,55	143	0,96	137,3	50
472	83,3	4,04	336,53	164	1,10	180,4	54
473	83,2	4,40	366,08	172	1,05	180,6	49
476	83,1	4,96	412,18	180	1,07	192,6	47
479	83,1	4,40	365,64	158	1,00	158,0	43
480	83,1	4,04	335,72	150	0,97	145,5	43
482	83,1	3,56	295,84	131	0,90	117,9	40
485	83,1	2,84	236,00	106	0,80	84,8	36
490	83,2	2,04	169,73	76	0,66	50,2	30
500	83,2	1,28	106,50	40	0,50	20,0	19



**Varianta 4.** Odběr výkonu pomocí zapojení vysokonapětového diodového usměrňovače na konci vedení V1. Každá dioda usměrňovače představuje 30 sériově zapojených diod HER508 ( $U_R = 1$  kV). Nabíjecí kapacita o hodnotě 24,66 nF obsahuje 8 paralelně zapojených kondenzátorů K15Y-2. V této variantě se měření na straně zátěže neprovádělo. Výkon vstupující do střídače je 320 W. Odhad účinnosti:  $20 \div 30$  %.



Obr. 3.30 Zleva napravo: zátěž R1, diodový usměrňovač D1-D2, nabíjecí kapacita C, jiskříště J1.



Obr. 3.31 Varianta s zapojením usměrňovače přímo na vedení V1.

Jiskříště J1 bylo použito místo spínací polovodičové součástky a slouží pro komutaci zátěže. Komutace probíhá na frekvenci cca 5 kHz, a za dobu cca 0,2 ms se kondenzátor nabíje na napětí vhodné pro napájení odporové zátěže ( $P_n = 100$  W,  $U_n = 240$  V)

Ve výsledku nejvyšší účinnost o hodnotě 75% byla dosažena ve variantě číslo 1. Přenášený výkon – 300,2 W. Nejhorší účinnost byla při zapojení vysokonapětového usměrňovače přímo na vedení V1.

### 3.7 Vyzařovací účinnost TRT a vedení

Antény podle mechanismu vyzařování dělíme na 3 skupiny. Do první skupiny patří antény, jejichž rozměry jsou srovnatelné s vlnovou délkou. Střídavý proud tekoucí v takovéto anténě je možné považovat za bezprostřední zdroj elektromagnetického záření. Do druhé skupiny patří antény s rozměrem větším než vlnová délka, vyzařování elektromagnetických vln probíhá kolmo na největší rozměr antény (funkce založena na optických principech). Do třetí skupiny patří antény vyzařující vlny v podélném směru – antény povrchových vln. Povrchová vlna šířící se podél vyzařovacího elementu antény přechází do prostorového záření [2].

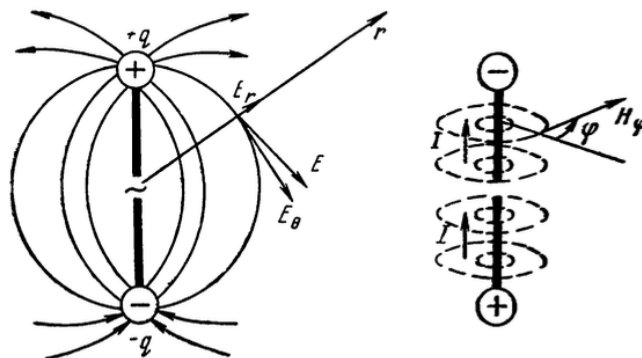
Každou anténu je možné považovat za sumu velkého počtu vyzařovacích elementů – elementárních dipólů. Za elementární elektrický dipól se považuje vodič, jehož délka je velmi krátká ve srovnání s délkou vlny. Vodičem protéká sinusový proud, jehož amplituda a fáze jsou stejné podél celé délky dipólu [2][3].

Elektromagnetické pole kolem dipólu je popsáno následujícími vztahy (kde:  $\alpha$  – koeficient fáze,  $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}$ ) [38]:

$$E_{\theta} = \frac{Il\mu\omega\alpha}{4\pi} \left( j \frac{1}{\alpha r} + \frac{1}{\alpha^2 r^2} - j \frac{1}{\alpha^3 r^3} \right) \sin\Theta \cdot e^{j(\omega t - \alpha r)} \quad (3.11)$$

$$E_r = \frac{2Il\mu\omega\alpha}{4\pi} \left( \frac{1}{\alpha^2 r^2} - j \frac{1}{\alpha^3 r^3} \right) \cos\Theta \cdot e^{j(\omega t - \alpha r)} \quad (3.12)$$

$$H_{\varphi} = \frac{Il\alpha^2}{4\pi} \left( j \frac{1}{\alpha r} + \frac{1}{\alpha^2 r^2} \right) \sin\Theta \cdot e^{j(\omega t - \alpha r)} \quad (3.13)$$



Obr. 3.32 Struktura elektrického a magnetického pole dipólu [38]

Komponenty pole  $E_\theta$  a  $H_\varphi$  jsou příčné komponenty,  $E_r$  - podélná komponenta elektrického pole. Pro hodnoty  $r < \frac{\lambda}{2\pi}$  můžeme zanedbat členy  $\frac{1}{\alpha r}$ , tímto dostaneme výrazy pro komponenty pole v následujícím tvaru [38]:

$$E_\theta \approx -j \frac{I\mu\omega\alpha}{4\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^3 r^3} \sin\Theta \cdot e^{j\omega t} = \frac{I\mu\omega\alpha}{4\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^3 r^3} \sin\Theta \cdot e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (3.14)$$

$$E_r \approx -j \frac{I\mu\omega\alpha}{4\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^3 r^3} \cos\Theta \cdot e^{j\omega t} = \frac{I\mu\omega\alpha}{4\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^3 r^3} \cos\Theta \cdot e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (3.15)$$

$$H_\varphi \approx \frac{I\alpha^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 r^2} \sin\Theta \cdot e^{j\omega t} = \frac{I\alpha^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{\alpha^2 r^2} \sin\Theta \cdot e^{j\omega t} \quad (3.16)$$

Z těchto rovnic je patrné že mezi příčnými komponentami pole  $E_\theta$  a  $H_\varphi$  existuje fázový posuv  $\frac{\pi}{2}$ . Což znamená že v této zóně („blízká zóna“) převládají reaktivní složky elektromagnetického pole, amplitudy kterých prudce klesají s rostoucí vzdáleností  $r$ .

Další zónou je vyzařovací blízká zóna, takzvaná Fresnelova zóna. Leží v intervalu  $\frac{\lambda}{2\pi} < r < 2\pi\lambda$ . Se zvětšujícím se  $r$  rozdíl mezi amplitudami příčných komponent pole  $E_\theta$  a  $H_\varphi$  se zmenšuje, a zároveň se podélná komponenta  $E_r$  rychle blíží nule.

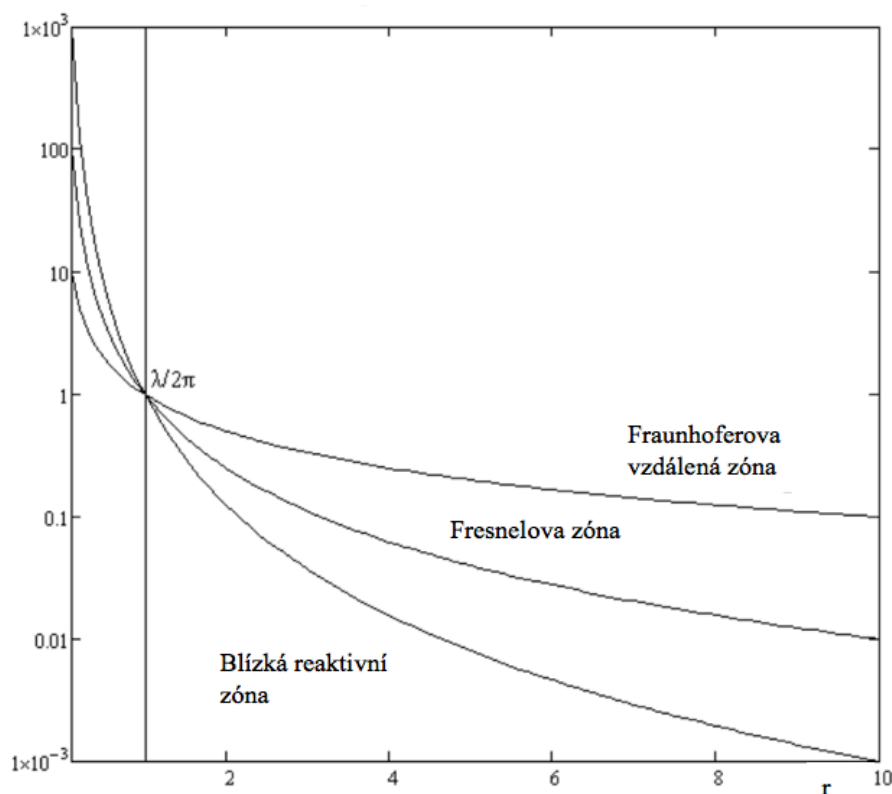
Po Fresnelově zóně následuje vyzařovací vzdálená zóna – Fraunhoferova, která se nachází v oblasti od  $r > 2\pi\lambda$  do nekonečna. V této zóně vliv členů  $\frac{1}{\alpha^2 r^2}$  a  $\frac{1}{\alpha^3 r^3}$  je natolik malý, že můžeme tyto členy zanedbat. Potom pro vzdálenou zónu platí [38]:

$$E_\theta \approx j \frac{I\mu\omega\alpha}{4\pi} \cdot \frac{1}{\alpha r} \sin\Theta \cdot e^{j(\omega t - \alpha r)} \quad (3.17)$$

$$E_r \approx 0 \quad (3.18)$$

$$H_\varphi = j \frac{I\alpha^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{\alpha r} \sin\Theta \cdot e^{j(\omega t - \alpha r)} \quad (3.19)$$

Komponenty  $E_\theta$  a  $H_\varphi$  jsou ve fázi, to znamená že v této zóně elektromagnetická vlna se šíří prostorem.

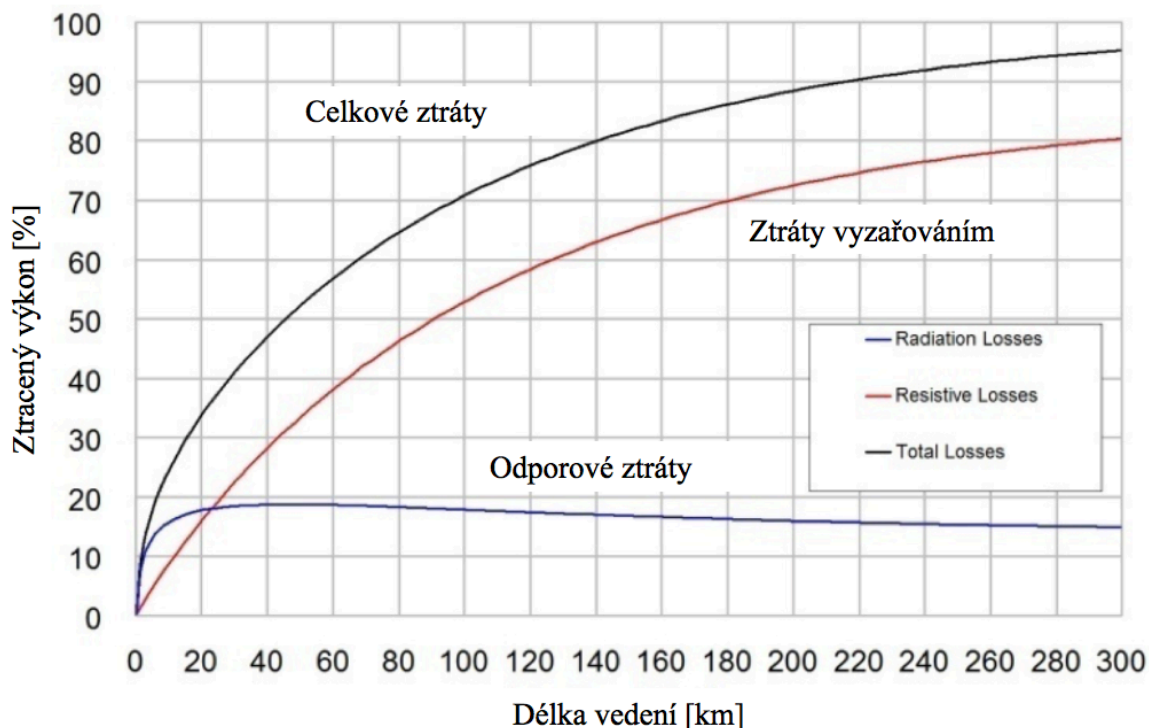


Obr. 3.33 Pokles elektrického pole v závislosti na vzdálenosti [14]

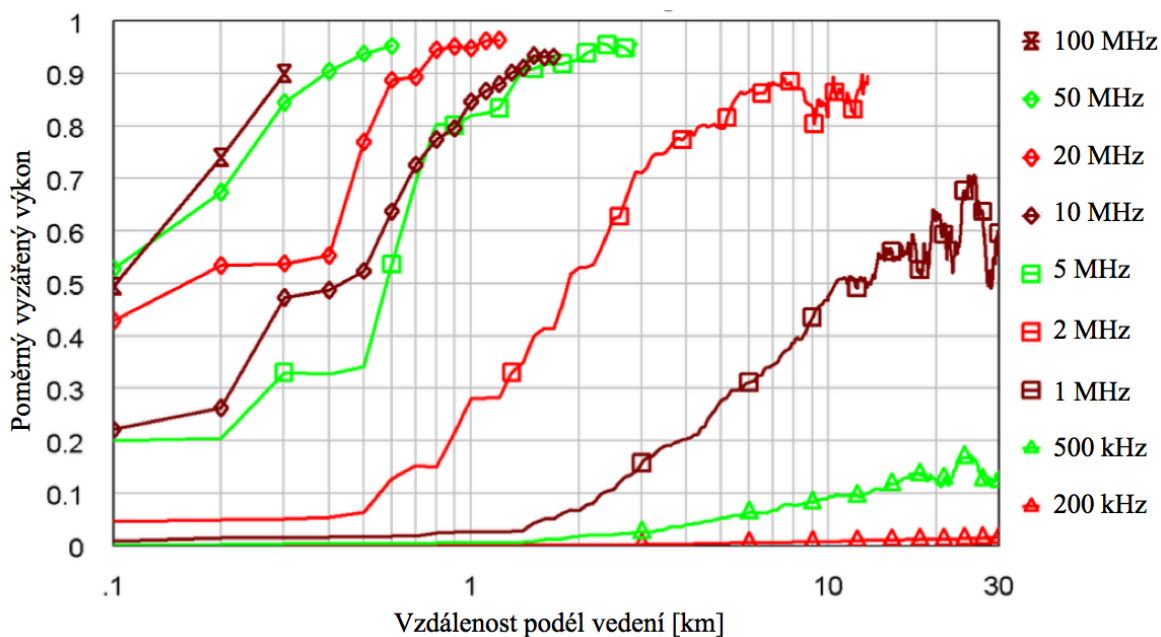
V literatuře se setkáváme s tím že struktura elektromagnetického pole u povrchu vodiče splňuje podmínky na rozhraní. Podmínkami jsou rovnost nule tangenciální složky vektoru intenzity elektrického pole a rovnost nule normálové složky vektoru intenzity magnetického pole. Tyto podmínky nám umožňují určit tangenciální složku vektoru intenzity magnetického pole u povrchu vodiče a následně určit povrchovou proudovou hustotu, ale přesné matematické určení struktury pole kolem vodiče je obtížné [15].

Ve člancích [39][40][41][42] je uvedena analýza ztrát signálu přenášeného pomocí vedení SWER, což je prakticky případ SWRL s tím rozdílem, že přenášený signál má malou amplitudu. Zjistilo se, že na vedení s délkou 300 km je na odporu vedení ztraceno 95,3 % signálu, ale vyzařování je velmi malé a není příčinou vysokých ztrát. Následující graf 3.27 ukazuje případ výpočtu ztrát bez uvažování efektu povrchu země. Při uvažování vlivu země pro vedení SWER, které se nachází ve výšce 7 metrů nad zemí, vyzařovací ztráty poklesli na hodnotu 0,023%.

Na malých vzdálenostech do několika desítek kilometrů a na frekvencích nižších než 200 kHz jsou ztráty na vyzařování skoro zanedbatelné, jak je patrné z grafu závislosti ztrát na vzdálenosti a frekvenci.



Obr. 3.34 Ztráty na odporu a ztráty vyzařováním přímého vedení,  $f = 100 \text{ kHz}$  [39]



Obr. 3.35 Ztráty vyzařováním u systému SWER na frekvencích od 200 kHz do 100 MHz [42]

Pro výpočet účinnosti vyzařování TRT platí vztah:

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} \tag{3.20}$$

kde:

$R_{loss}$  – parametr započítávající Jouleovy ztráty a dielektrické ztráty.

$R_{rad}$  – vyzařovací odpor.

Ve výpočtech vyzařovacího odporu antény se obvykle používá vztah:

$$R_{rad} = \frac{1}{3} \cdot 2\pi \cdot Z_0 \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad (3.21)$$

V případě rezonančního transformátoru radiační odpor můžeme spočítat z empirického vztahu [14]:

$$R_{rad} = \left(\frac{25,3 \cdot h}{\lambda}\right)^2 \quad (3.22)$$

kde:

$h$  – délka vinutí TRT.

Výkon vyzařený dipólem ve vzdálené zóně je určen vztahem:

$$P_{rad} = \frac{1}{3} \cdot \pi \cdot Z_0 \cdot I^2 \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad (3.23)$$

pro  $Z_0 = 120\pi \cong 377\Omega$

$$P_{rad} = 40 \cdot \pi^2 \cdot I^2 \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad (3.24)$$

kde:

$I$  – amplituda proudu v elektrickém elementárním dipólu;

$Z_0$  – vlnová impedance prostředí;

$l$  – délka elektrického elementárního dipólu;

$\lambda$  - vlnová délka;

Vyzařovaný výkon i vyzařovací odpor závisí na čtvrté mocnině kmitočtu, to má za důsledek výrazné vyzařování energie do okolí v případě ohybu vedení na vysokých kmitočtech [2][3].

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \cdot I^2 \cdot R_{rad} \quad (3.25)$$

Je zřejmé, že čím je větší vyzařovací odpor, tím je větší vyzařovací výkon. Vyzařovací odpor stoupá s růstem poměru  $\frac{l}{\lambda}$ .

Uvedené vztahy platí pro případ, že proud po celé délce dipólu je v každém okamžiku stejný. Je-li délka dipólu srovnatelná s délkou vlny, musíme anténu rozdělit na krátké úseky a pole jimi buzené integrovat [3]. Hertzův dipól je možné považovat za elementární elektricky pŕůvlvlnný dipól v případě, že na koncích dipólu jsou soustředěny značné kapacitní prvky, které způsobují konstantní proud podél dipólu [2]. Stejně tak můžeme považovat za elementární dipól i TRT, protože je jeho délka mnohokrát menší než vlnová délka.

Spočteme vyzařovací odpor TRT:

$$R_{rad} = \left( \frac{25,3 \cdot h}{\lambda} \right)^2 = \left( \frac{25,3 \cdot 0,453}{347 + 347} \right)^2 = 273 \mu\Omega \quad (3.26)$$

Spočteme účinnost vyzařování TRT:

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} \cdot 100 = \frac{0,000273}{0,000273 + 46,45} \cdot 100 = 0,0006\% \quad (3.27)$$

Spočteme vyzařovací odpor vedení V1:

$$R_{rad} = \frac{1}{3} \cdot 2\pi \cdot Z_0 \cdot \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2 = 80 \cdot \pi^2 \left( \frac{7,3}{813} \right)^2 = 0,064 \Omega \quad (3.28)$$

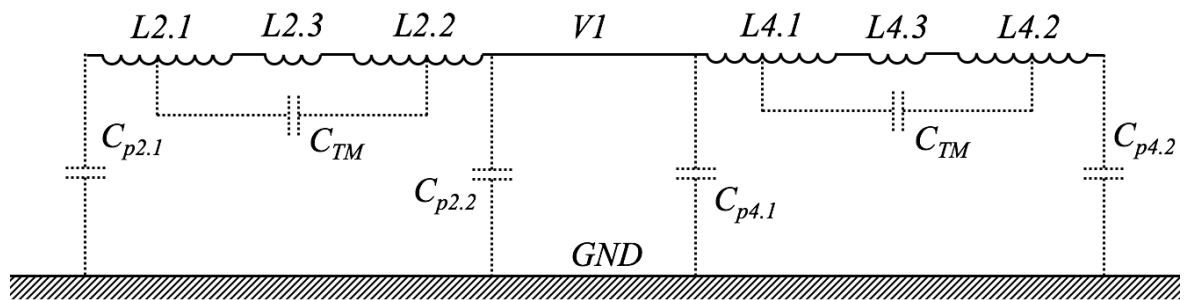
Spočteme výkon vyzářený anténou ve vzdálené zóně:

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \cdot I^2 \cdot R_{rad} = \frac{1}{2} \cdot 0,120^2 \cdot 0,064 = 46 \text{ mW} \quad (3.29)$$

Při výpočtech je důležité si uvědomit, že jde o model, který pracuje na zvýšené frekvenci. V případě reálného systému přenosu TRT bude mít větší rozměry a nižší rezonanční frekvence. Například [22] pro přenos výkonu 20,4 kW na vzdálenost 10 km na frekvenci 3,6 kHz by ztráty dosahovaly hodnoty 102,3 W.

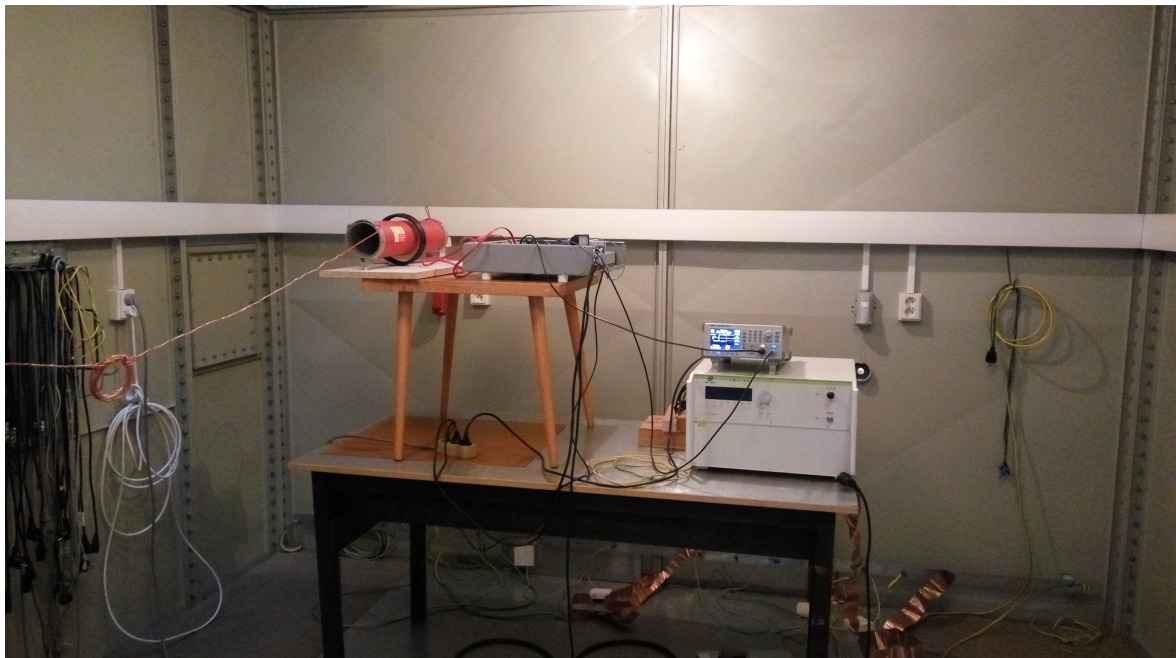
### 3.8 Zjištění vlivu parazitních kapacitních vazeb

Oba transformátory TRT nejsou stíněné, a proto převážně elektrická složka elektromagnetického pole zasahuje do okolního prostředí. Protože je konstrukce taková, že jeden z vývodů TRT zůstává nezapojený, je nutné zabývat se zejména zjištěním vlivu kapacitních vazeb  $C_{p2.1}$  a  $C_{p4.2}$ .



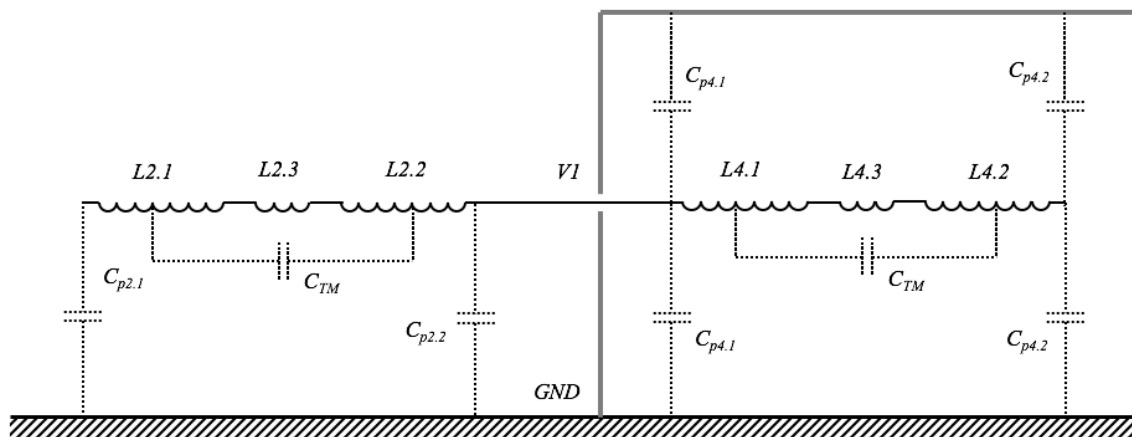
Obr. 3.36 Schéma s parazitními kapacitami

Vysílací TRT byl umístěn ve stínící komoře. Přijímací TRT byl umístěn vně komory, jednovodičové vedení bylo vedeno skrz „vlnovod“ ventilačního otvoru komory.



Obr. 3.37 TRT1 umístěný na stole uvnitř stínící komory



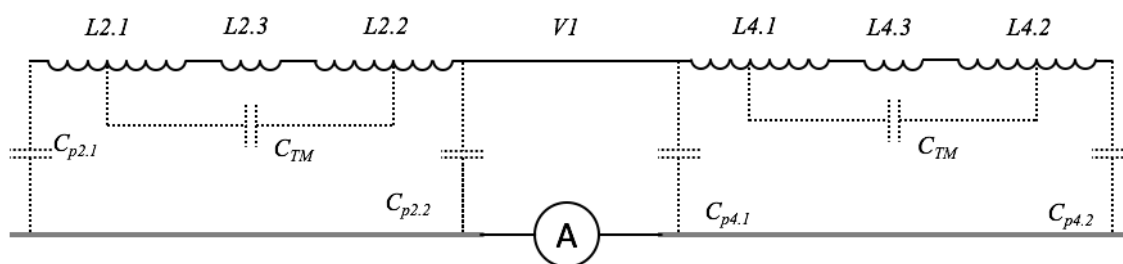


Obr. 3.38 Schéma SWRL s vyznačenými kapacitními vazbami



Obr. 3.39 Příjímací část systému SWRL je umístěná vně stínicí komory

Žádný vliv stínicí komory na hodnotu přenášeného výkonu zaznamenán nebyl. Na základě tohoto zjištění můžeme udělat závěr, že většina energie elektrického pole je soustředěna v blízkosti TRT a kapacitní vazby  $C_{p4.1}$  a  $C_{p4.2}$  mají natolik malou hodnotu, že je jejich vliv na funkčnost systému zanedbatelný. Obvod se uzavírá po částech, neuzavírá se přes kapacitní vazby  $C_{p2.1} + C_{p4.2}$ , ale přes kapacitní vazby  $C_{TM}$ . Předpoklad potvrzuje i měření proudu mezi dvěma kovovými plechy, které byly umístěny pod transformátory a propojeny přes ampérmetr. V rezonančním stavu žádný proud přes ampérmetr neprotéká, protože v tomto stavu v každý časový okamžik napětí na konci L2.1 je ve fázi s napětím na konci L4.2.



Obr. 3.40 Schéma zapojení pro měření proudu mezi transformátory

### 3.9 Měření magnetické složky elektromagnetické vlny

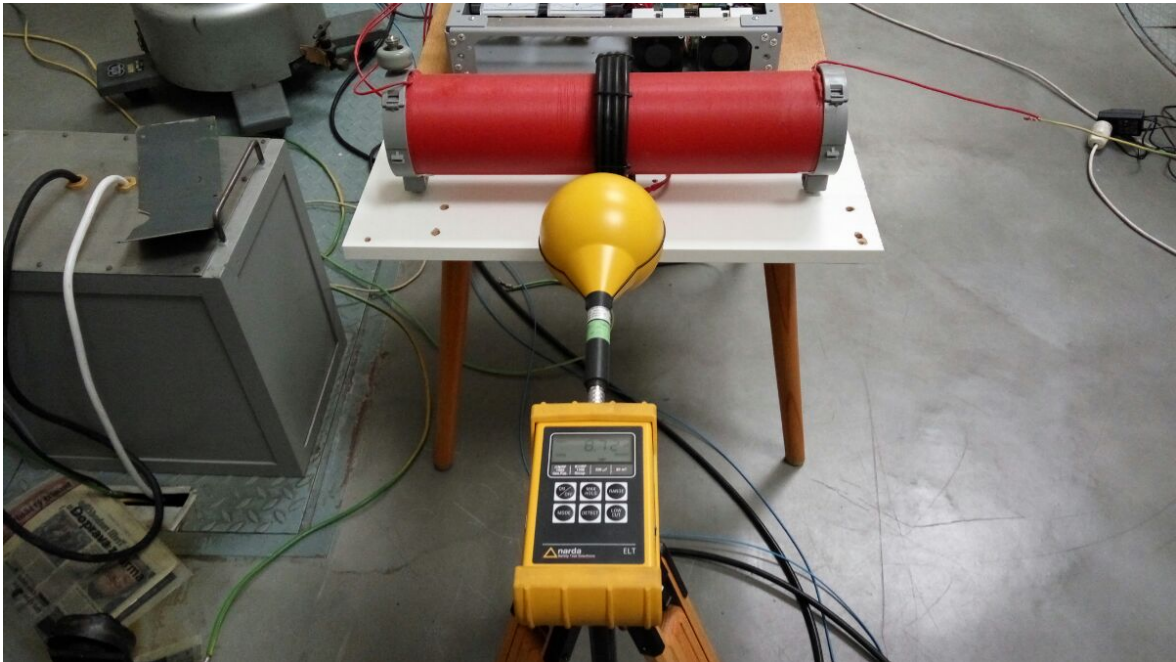
Směrnice ICNIRP udává meze elektrického a magnetického pole, které by, z důvodu bezpečnosti osob, neměly být překročeny. Postavený model SWRL pracuje na frekvencích do 400 kHz. Hodnota magnetické indukce pro danou frekvenci by neměla překročit  $2,3 \mu\text{T}$ . Měření bylo provedeno pomocí sondy ELT-400 NARDA.

Tab. 3.VII Referenční hodnoty časově proměnného elektrického a magnetického pole [47]

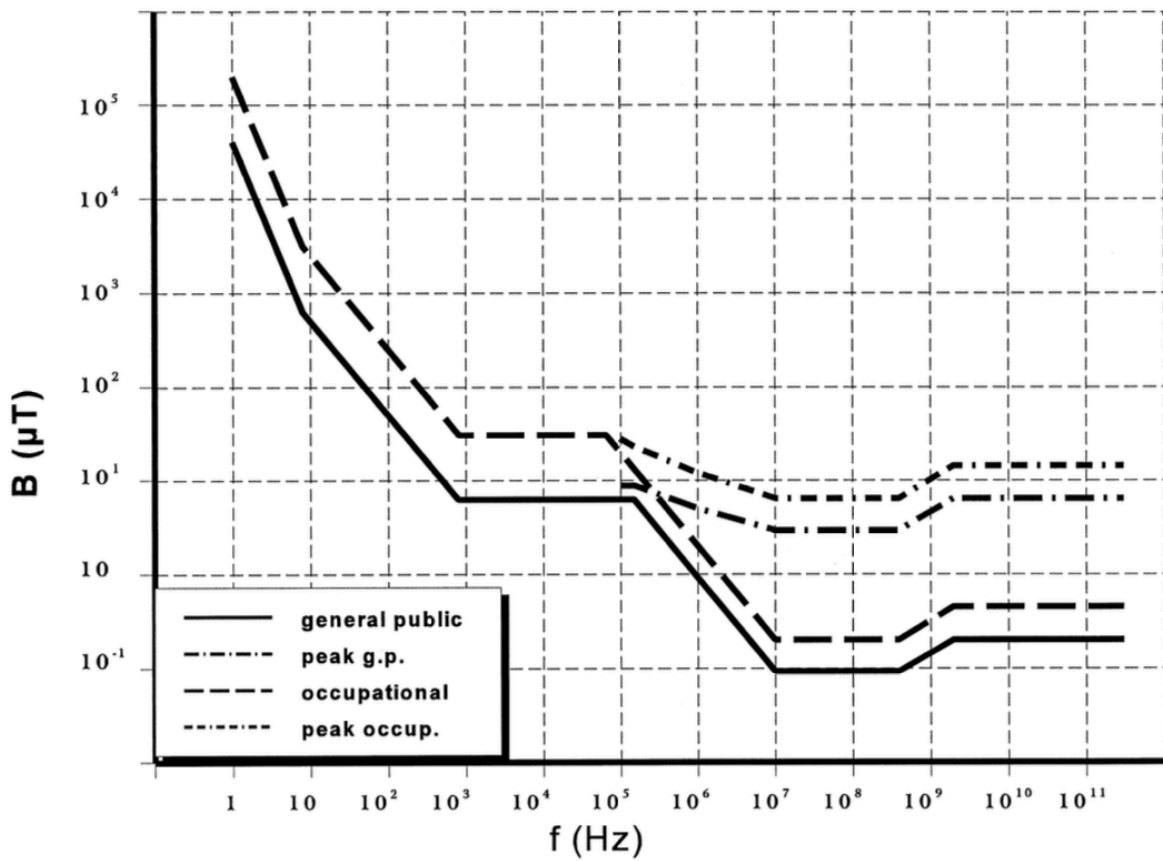
Frekvenční rozsah	E (V/m)	H (A/m)	B ( $\mu\text{T}$ )
do 1 Hz	–	$3,2 \cdot 10^4$	$4 \cdot 10^4$
1 – 8 Hz	10000	$3,2 \cdot 10^4 / f^2$	$4 \cdot 10^4 / f^2$
8 – 25 Hz	10000	$4000 / f$	$5000 / f$
0,025 – 0,8 kHz	$250 / f$	$4 / f$	$6,25 / f$
0,8 – 3 kHz	$250 / f$	5	6,25
3 – 150 kHz	87	5	6,25
0,15 – 1 MHz	87	$0,73 / f$	$0,92 / f$
1 – 10 MHz	$87 / f^{1/2}$	$0,73 / f$	$0,92 / f$
10 – 400 MHz	28	0,073	0,092
400 – 2000 MHz	$1,375 \cdot f^{1/2}$	$0,0037 \cdot f^{1/2}$	$0,0046 \cdot f^{1/2}$
2 – 300 GHz	61	0,16	0,20

Tab. 3.VIII Naměřené hodnoty magnetické indukce

Uprostřed TRT1	Podél TRT2	Uprostřed vedení V1	Podél vedení V1
0,1 m – 8,891 $\mu\text{T}$	5,081 $\mu\text{T}$	0,1 m – 0,139 $\mu\text{T}$	0,604 $\mu\text{T}$
0,12 m – 5,438 $\mu\text{T}$	7,796 $\mu\text{T}$	0,2 m – 0,087 $\mu\text{T}$	0,350 $\mu\text{T}$
0,15 m – 3,611 $\mu\text{T}$	9,027 $\mu\text{T}$	0,3 m – 0,062 $\mu\text{T}$	0,173 $\mu\text{T}$
0,25 m – 1,664 $\mu\text{T}$	11,52 $\mu\text{T}$	0,4 m – 0,056 $\mu\text{T}$	0,139 $\mu\text{T}$
	10,64 $\mu\text{T}$	0,5 m – 0,051 $\mu\text{T}$	0,131 $\mu\text{T}$
		0,6 m – 0,047 $\mu\text{T}$	0,166 $\mu\text{T}$
		0,7 m – 0,045 $\mu\text{T}$	0,232 $\mu\text{T}$
		0,8 m – 0,044 $\mu\text{T}$	2,637 $\mu\text{T}$



Obr. 3.41 Měření magnetické složky pole pomocí sondy ELT-400 NARDA



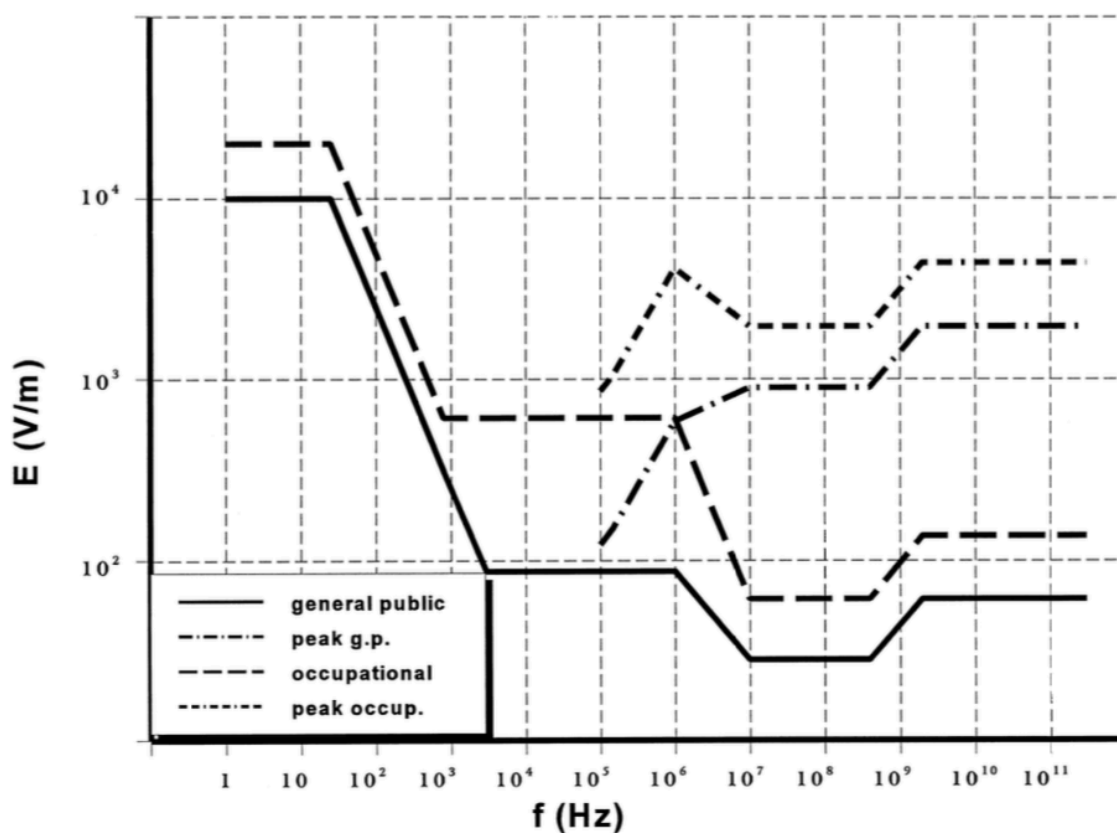
Obr. 3.42 Referenční hodnoty časově proměnného magnetického pole [47]

### 3.10 Měření elektrické složky elektromagnetické vlny

Měření bylo provedeno pomocí měřicího přijímače vysokofrekvenčního rušení PMM8010. Hodnota intenzity elektrického pole pro danou frekvenci by neměla překročit 87 V/m. Při přenosu výkonu  $P \approx 100 \text{ W}$  maximální hodnota  $E = 4,2 \text{ V/m}$  byla naměřena ve vzdálenosti 0,02 m od vedení V1.



Obr. 3.43 Měření elektrické složky pole pomocí přístroje PMM8010

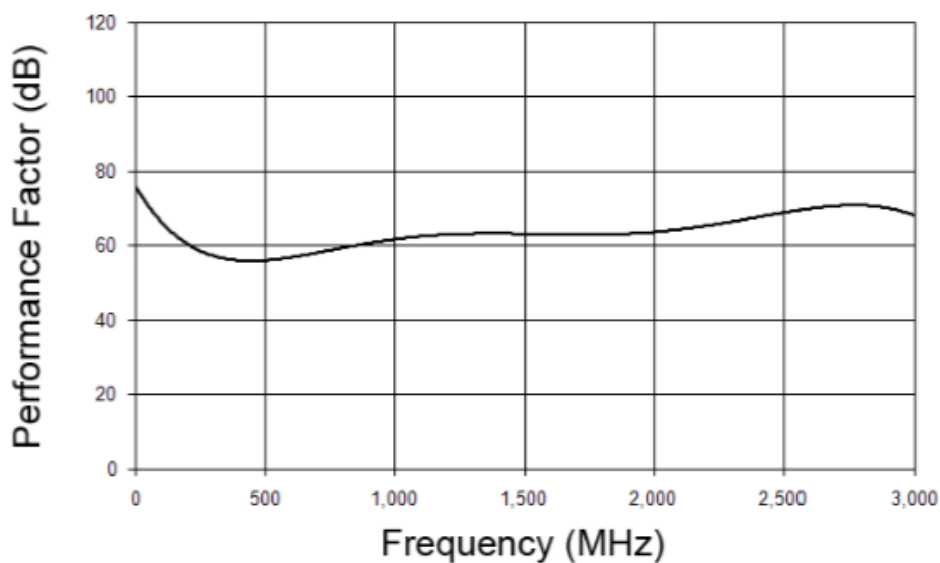


Obr. 3.44 Referenční hodnoty časově proměnného elektrického pole [47]

Tab. 3.IX Naměřené hodnoty elektrického pole uprostřed vedení VI

d [m]	0,01	0,05	0,09	0,13	0,17	0,21	0,25	0,29	0,34	0,39	0,44
U [dB $\mu$ V]	74,5	73,0	70,0	65,5	61,0	59,0	58,5	58,0	56,0	55,5	55,0
E [dB $\mu$ V/m]	133	131	128	124	119	117	117	116	114	114	113
E [V/m]	4,2	3,5	2,5	1,5	0,9	0,7	0,7	0,6	0,5	0,5	0,4

$$E \text{ (dB}\mu\text{V/m)} = U \text{ (dB}\mu\text{V)} + PF \text{ (dB)} \quad (3.30)$$



Obr. 3.45 Hodnoty PF v závislosti na frekvenci pro sondu 904 Ball Probe [51]

## Závěr

Díky rostoucí spotřebě energií existuje neustálá poptávka na systémy s velkou přenosovou schopností. Bylo proto pro mě zajímavé prozkoumat možnosti přenosu elektrické energie s ohledem na současný rozvoj elektrotechniky a elektroniky. V literatuře jsem se setkal s pojmem „jednovodičový přenos“. Na první pohled to znělo nesmyslně, protože v elektroenergetice obvykle používáme vodivostní proud, ten potřebuje vodivou cestu jak do zátěží, tak i zpáteční cestu – do generátoru, jen tak je obvod uzavřen. V přírodě ale existuje běžný jev, pomocí kterého je energie přenášena bez nutnosti existence zpětného vodiče. Jde o šíření přepětového impulzu atmosférického výboje hromosvodem. Zjistil jsem, že v literatuře se uvádějí minimálně dva způsoby opravdového přenosu energií pomocí jednovodičového vedení. Jedním z nich je systém využívající povrchové vlny, jejichž teorie je dobře vysvětlená v literatuře, a je z ní vidět, že se povrchová vlna velmi rychle utlumí na vodiči s malým průměrem a s nízkou vodivostí, zároveň je nutné použít velmi vysokou frekvenci. Pro přenos velkého výkonu v elektroenergetice není zatím tento způsob vhodný kvůli omezeným vlastnostem současných polovodičových prvků. Je ale tento způsob použitelný pro napájení zařízení do výkonu několik kilowatt a na malých vzdálenostech. Druhým způsobem je přenos energie pomocí rezonančních transformátorů naladěných na rezonanční frekvenci vedení. V tomto případě se obvod uzavírá pomocí posuvných proudů tekoucích prostorem kolem jednovodičového vedení. Pro zjištění rozložení napětí a proudu na rezonančních transformátorech a jednovodičovém vedení jsem realizoval model v programu LTspice. Výsledky simulace na tomto modelu odpovídají předpokladům, tedy že přenos probíhá pomocí kombinací stojatých a postupných vln. Dále jsem experimentálně ověřil daný způsob přenosu pomocí postaveného reálného modelu. Zjistilo se, že Teslův rezonanční transformátor je vyhovující jak pro napájení jednovodičového vedení, tak i pro napájení zátěže na konci vedení. Změřená účinnost přenosu na vzdálenost 7,3 m je 63 %. Zvýšení účinnosti může být provedeno pomocí zlepšení charakteristik napětového střídače. Během činnosti bylo patrné, že vznikají na tranzistorech značné komutační ztráty. Měření elektromagnetického pole v okolí vedení ukázalo, že pro přenášený výkon 100 W hodnoty elektrické a magnetické složky pole nepřekračují dovolené meze. Logické pokračování práce vidím v provedení experimentu pro přenos elektrické energie jednovodičovým vedením na větší vzdálenost. Při těchto experimentech je možné zachovat stejnou úroveň výkonu jako byla použita, tj. do 500 W.

## Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] HERTEM, Dirk van, Oriol GOMIS-BELLMUNT a Jun LIANG. *HVDC grids: for offshore and supergrid of the future*. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2016. IEEE Press series on power engineering. ISBN 978-1-118-85915-5.
- [2] KALASHNIKOV A. M., STEPCHUK J. V. *Kolebatelnyje sistemy*. 4., přeprac. vyd. Moskva: VI MO SSSR, 1972. 376 s.
- [3] HAŇKA, Ladislav. *Teorie elektromagnetického pole*. Praha: SNTL, 1975. 578 s.
- [4] MATUSZCZYK, Jacek. *Antény prakticky*. 3. české vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2005. ISBN 80-7300-178-0.
- [5] NOVOTNÝ, Karel, a kolektiv. *Vlny a vedení. Přednášky*. Praha: ČVUT FEL, 2005. 190 s.
- [6] MITKEVICH V. F. *Magnitnyj potok i jeho preobrazovanija*. Moskva: AN SSSR, 1946. 355 s.
- [7] ASEEV B. P. *Kolebatelnyje cepi*. 2., přeprac. vyd. Moskva: 1938. 368 s.
- [8] MAYER, Daniel. *Elektrodynamika v energetice*. Praha: BEN - technická literatura, 2005. ISBN 8073001640.
- [9] MAYER, Daniel. *Úvod do teorie elektrických obvodů*. Praha: SNTL, 1981. 688 s.
- [10] ARMSTRONG, Peter. *Single Wire Earth Return*. Prezentace.
- [11] MEYER, Henk. *Experience with SWER electrification in Namibia*. AEI Practitioner Workshop Dakar 2011.
- [12] BAKKABULINDI, Geoffrey. *Planning models for Single Wire Earth Return power distribution network*. Sweden: KTH School of Electrical Engineering, 2012. 89 s.
- [13] RATNAYAKE, Chrisantha. *Low Cost Grid Electrification Technologies. A Handbook for Electrification Practitioners*. Eschborn: EUEI, 2015. 116 s. <http://www.euei-pdf.org/en/flagship-publications>
- [14] CRAVEN, Richard M. *A study of secondary winding designs for the two-coil Tesla transformer*. Doctoral Thesis. Loughborough University, 2014. <https://dspace.lboro.ac.uk/2134/14375>
- [15] STRATTON, Julius Adams. *Teorija elektromagnetizma*. Překlad: M. S. Rabinovich, V. M. Charitonov. Moskva: Gos. izd. tech.-teor. literatury, 1948. 541 s.
- [16] KNIGHT, David W. *The self-resonance and self-capacitance of solenoid coils: applicable theory, models and calculation methods*. [http://www.g3ynh.info/zdocs/magnetics/appendix/self\\_res/self-res.pdf](http://www.g3ynh.info/zdocs/magnetics/appendix/self_res/self-res.pdf)
- [17] HUBERT, F. J., GENT, M. R. *Half-wavelength power transmission lines*, IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-84, no. 10, 1965, s. 965-974.
- [18] ANANIČEVA S. S., *Peredača elektroenergii na bolšije rasstojanija*. Ekaterinburg: UrFU, 2012. 85 s.
- [19] *HVDC for beginners and beyond*. ALSTOM, 2010
- [20] TESAROVA, Miloslava, ŠTROBLOVÁ Milada. *Průmyslová elektroenergetika*. Plzeň: ZČU, 2000. 154 s.
- [21] FEJT, Zdeněk, ČERMÁK, Jaroslav. *Elektroenergetika*. Praha: ČVUT, 1989. 359 s.
- [22] STREBKOV, D. S., NEKRASOV A. I. *Rezonansnyje metody peredači i primeněnija električeskoj energii*. Moskva: VIESH SSI, 3. vyd., 2008, 350 s.
- [23] UNILINE LIMITED St. HOLIER UNITED KINGDOM. *Method and apparatus for single line electrical transmission*. Inventors: Stanislav AVRAMENKO a Konstantin AVRAMENKO. United States Patent. US 006104107 A. 8.15.2000.
- [24] BARLOW, H. M. et al. *Surface waves. Proceedings of the IEE - Part III: Radio and Communication Engineering*. 1953, **100**(68), 329-341.

- [25] DYOTT, R. B. The launching of electromagnetic waves on a cylindrical conductor. *Proceedings of the IEE - Part III: Radio and Communication Engineering*. 1952, **99**(62), 408-413.
- [26] WILTSE, J. C. Low-loss surface-wave propagation on coated or uncoated cylindrical conductor from 0.1 to 1 THz. *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*. 2007, 4657-4660. ISBN: 978-1-4244-0877-1
- [27] <http://www.sonic.net/~n6gn/animation.htm>
- [28] MEINKE H. a GUNDLACH F. W. *Radiotěchnický spravočník*, sv. 1. Moskva: Gos. E. Izd, 1960. 417 s.
- [29] <http://www.corridor.biz/images/launcher.jpg>
- [30] ELMORE, Glen. *Any Ham Can Have A 400' Tower!* [online]. 2015, [cit. 24.3.2018]. Dostupné z: <http://www.sonic.net/~n6gn/Pacificon2015/Tower2015.pdf>
- [31] SOMMERFELD ARNOLD. *Elektrodynamik*. Přeložil S. A. ELKIND. Moskva: Izd. inostrannoj literatury, 1958. 505 s.
- [32] AJZENBERG, G. Z. *Antenny ultrakortkych voln*. Moskva, 1967. 703 s.
- [33] ELMORE, Glen. *Introduction to the Propagating Wave on a Single Conductor*. [online]. 2009, [cit. 24.3.2018]. Dostupné z: <http://www.corridor.biz/FullArticle.pdf>
- [34] ACHA, E., AGELIDIS, V .G., ANAYA-LARA, O., MILLER, T.J.E., *Power Electronic Control in Electrical Systems*. Newnes. 2002. 443 s.
- [35] ELMORE, Glen. *Another Look at Transmission Lines*. [online]. 2016, [cit. 24.3.2018]. Dostupné z: <http://www.sonic.net/~n6gn/Pacificon2016/Pacificon16.pdf>
- [36] Yang Wang, Wilsun Xu, Yun Wei Li, Tian Hao. *High-Frequency, Half-Wavelength Power Transmission Scheme*. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, **32**(1), 279-284. ISSN: 1937-4208
- [37] FRIEDMAN, M. a FERNSLER, R. F. Low-Loss RF Transport Over Long Distances IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 49, NO. 2, FEBRUARY 2001 s. 341-348
- [38] JESUTIN, L. S. *Elementy antanno-volnovych ustrijstv*. Moskva: Izd. mosk. universiteta, 1964. 104 s.
- [39] KIKKERT, C. J., REID G. D. Radiation and attenuation of Single Wire Earth return power lines at LF frequencies. In: *2009 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications: ISPLC 2009*. Dresden: Technische Universität Dresden, 2009. s. 68-72. ISBN 978-1-4244-3790-0.
- [40] KIKKERT, C. J., REID G. D. Radiation Losses from a Single Wire Earth Return Power Line with Bends. In: *The 2008 Australasian Telecommunication Networks and Applications Conference: ATNAC 2008*. Australia, 2008. s. 158-162. ISBN 978-1-4244-2602-7.
- [41] KIKKERT, C. J., REID G. D. Radiation and attenuation of communication signals on power lines. In: *Information, Communications and Signal Processing: ICICS 2009. 7th International Conference on. Piscataway*. Piscataway: IEEE, 2009. s. 1-5. ISBN 978-1-4244-4656-8.
- [42] KIKKERT, C. J., REID G. D. Is broadband over power-lines dead? In: *2009 Australasian Telecommunication Networks and Applications Conference: ATNAC 2009*. Piscataway, 2009. s. 1-6. ISBN 978-1-4244-7322-9.
- [43] STREBKOV, Dmitrij. *Perspektivy využití technologií Nikoly Tesly v současné energetice*. Přeložil DVORÁČEK Vladimír. *SVĚTLO časopis pro světlo a osvětlování* [online]. 2015, [cit. 24.3.2018]. Dostupné z:



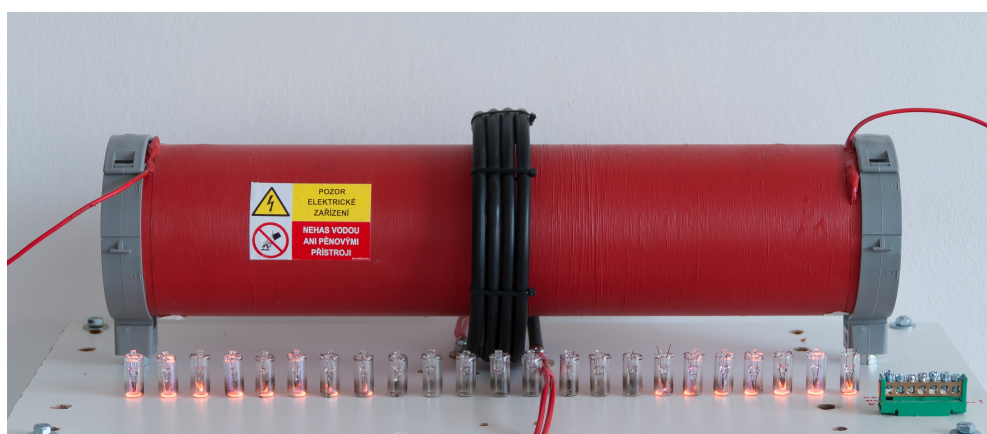
- <http://www.odbornecasopisy.cz/svetlo/clanek/perspektivy-vyuziti-technologii-nikoly-tesly-v-soucasne-energetice--754>
- [44] CHARKEVICH, A. A. *Osnovy radiotechniki*. 3. vyd. Moskva: Fyzmatlit. 2007. 512 s. ISBN 978-5-9221-0790-7
- [45] BELOCERKOVSKIY, G. B. *Osnovy radiotechniki i anteny. Osnovy radiotechniki*. 1. díl. Moskva: Sovetskoje radio. 1969. 433 s.
- [46] <http://elistair.com/choosing-a-tethered-drone-station/>
- [47] ICNIRP GUIDELINES FOR LIMITING EXPOSURE TO TIME-VARYING ELECTRIC, MAGNETIC AND ELECTROMAGNETIC FIELDS (UP TO 300 GHZ) [online]. 1998, [cit. 24.3.2018]. Dostupné z: <https://www.icnirp.org/cms/upload/publications/ICNIRPemfgdl.pdf>
- [48] WEAVER, Robert. *Numerical Methods for Inductance Calculation* [online]. 2018, [cit. 1.4.2018] <http://electronbunker.ca/eb/CalcMethods3b.html>
- [49] PAYNE, Alan. *Self-resonance in coils*. [online]. 2014, [cit. 1.4.2018]. Dostupné z: <http://g3rbj.co.uk/wp-content/uploads/2014/07/Self-Resonance-in-Coils.pdf>
- [50] BANK, Michael. *Single Wire Electrical System*. Engineering, Vol. 4 No. 11, 2012, s. 713-722. Dostupné z: [http://file.scirp.org/Html/2-8101764\\_24523.htm](http://file.scirp.org/Html/2-8101764_24523.htm)
- [51] Model 7405 Near-Field Probe Set User Manual. ETS-LINDGREN [www.ets-lindgren.com](http://www.ets-lindgren.com)

## Přílohy

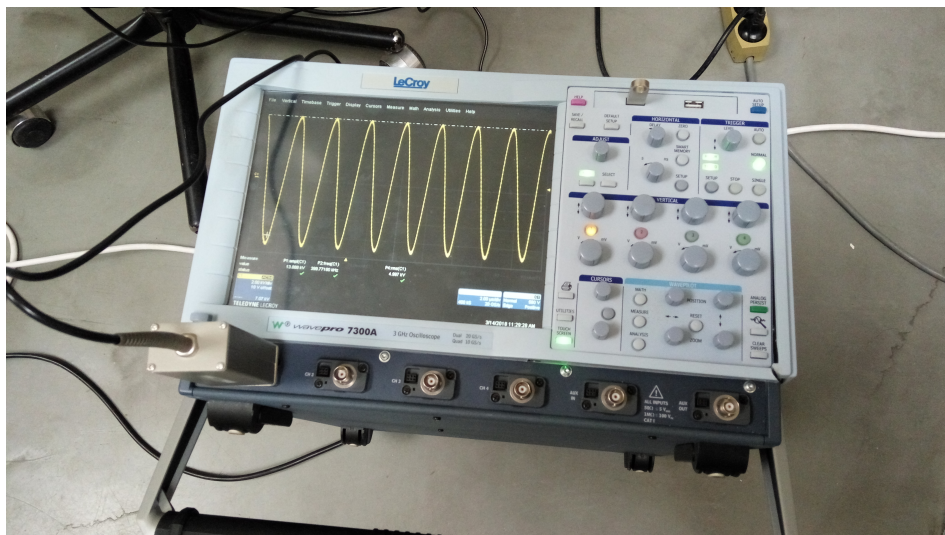
### Příloha A – Vizualizace elektrické složky stojaté elektromagnetické vlny



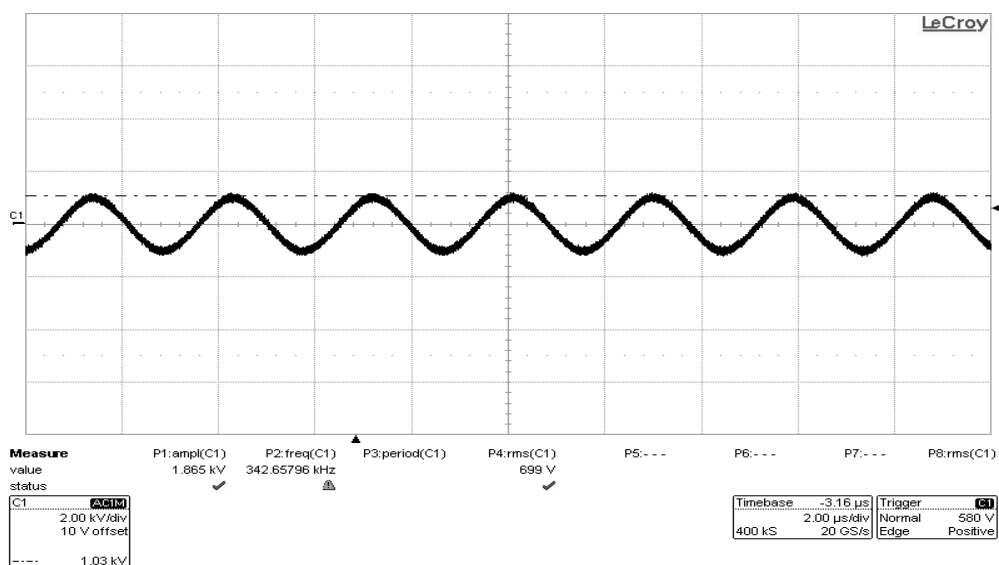
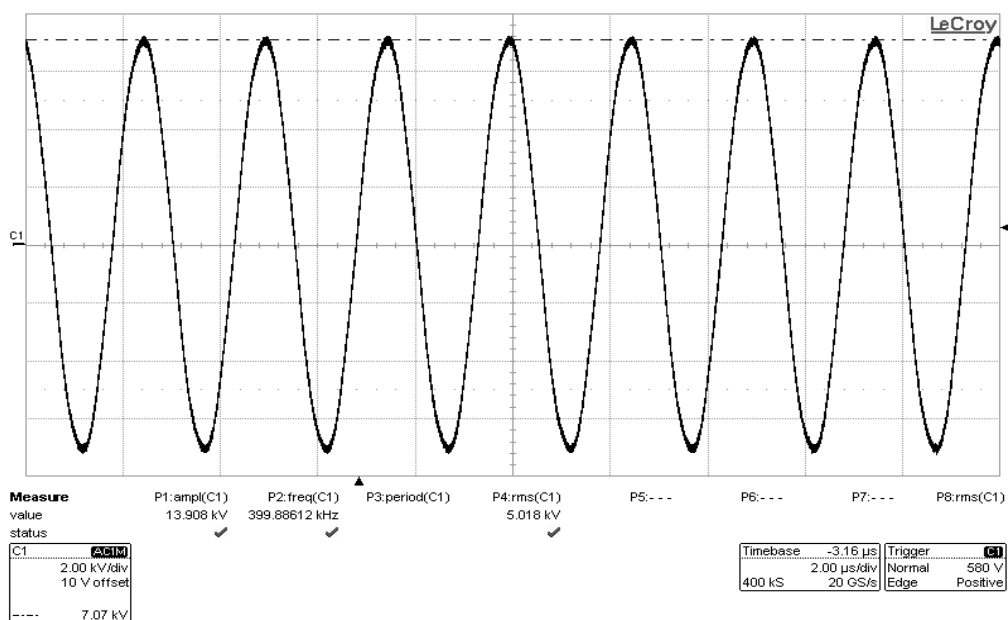
Obr. 0.1 Vizualizace elektrické složky stojaté elektromagnetické vlny podél sekundárního vinutí uzemněného TRT



Obr. 0.2 Vizualizace elektrické složky stojaté elektromagnetické vlny podél sekundárního vinutí TRT bez uzemnění



Obr. 0.3 Pro měření napětí na výstupu z TRT byl použit osciloskop LeCroy WavePro 7300A s vysokonapětovou vysokofrekvenční sondou



**Příloha B – Netlist modelu SWRL v LTspice**

```

* /Users/om/Desktop/LT SWRL/TRT2.asc
L2.1a N003 N004 {L/9} Rser={Rloss/9}
L2.1b N004 N005 {L/9} Rser={Rloss/9}
L2.1c N005 N006 {L/9} Rser={Rloss/9}
L2.1d N006 N007 {L/9} Rser={Rloss/9}
L2.3 N007 N008 {L/9} Rser={Rloss/9}
L2.2d N008 N009 {L/9} Rser={Rloss/9}
L2.2c N009 N010 {L/9} Rser={Rloss/9}
L2.2b N010 N011 {L/9} Rser={Rloss/9}
L2.2a N011 N012 {L/9} Rser={Rloss/9}
C2i N004 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C3 N005 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C4i N006 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C5 N007 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C6 N008 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C7 N009 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C8 N010 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C9 N011 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
L1 N002 0 4.9μ
V1 N001 0 PULSE(-54.4 54.4 1.34u 30n 30n 1.34u 2.68u) AC 1
R3 N001 N002 8
C1 N003 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
Lv1 N013 N014 {L_line/5}
Lv2 N014 N015 {L_line/5}
Lv3 N015 N016 {L_line/5}
Lv4 N016 N017 {L_line/5}
Lv5 N017 N012 {L_line/5}
C11 N014 0 {C_line/5}
C12 N015 0 {C_line/5}
C13 N016 0 {C_line/5}
C14 N017 0 {C_line/5}
L4.1a N013 N024 {L/9} Rser={Rloss/9}
L4.1b N024 N025 {L/9} Rser={Rloss/9}
L4.1c N025 N026 {L/9} Rser={Rloss/9}
L4.1d N026 N027 {L/9} Rser={Rloss/9}
L4.3 N027 N028 {L/9} Rser={Rloss/9}
L4.2d N028 N029 {L/9} Rser={Rloss/9}
L4.2c N029 N030 {L/9} Rser={Rloss/9}
L4.2b N030 N031 {L/9} Rser={Rloss/9}
L4.2a N031 N032 {L/9} Rser={Rloss/9}
C2 N024 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C4 N025 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C16 N026 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C17 N027 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C18 N028 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C19 N029 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C20 N030 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C21 N031 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C23 N032 0 {C/9} Rpar={Rpc/9}
C24 N013 0 {C_line/5}
L3 N022 N018 40.38μ
R_load1 N021 N023 300
R1 N018 N019 0.05
C25 N020 0 1μ
C26 N021 N023 1μ
Lft1 N021 N020 1.8m
Lft2 N023 0 1.8m
D1 N019 N020 MBR20100CT
D2 0 N022 MBR20100CT
D3 0 N019 MBR20100CT
D4 N022 N020 MBR20100CT
.model D D
.lib /Users/om/Library/Application Support/LTspice/lib/cmp/standard.dio
K1 L1 L2.3 0.2367
.params C=31pF L=24.45mH R=42.62 L_line=1.54*7.2uH C_line=6.789*7.2pF Rpc=100meg
.ac lin 200k 10 600k
K2 L3 L4.3 0.4
K3 Lft1 Lft2 0.999
.backanno
.end

```