



## Diplomová práce

# Elektromagnetický model kapacitního senzoru vlhkosti

*Studijní program:*

N0714A270010 Mechatronika

*Autor práce:*

**Bc. Natálie Slivková**

*Vedoucí práce:*

doc. Mgr. Jan Březina, Ph.D.

Ústav nových technologií a aplikované  
informatiky

Liberec 2024



## Zadání diplomové práce

# Elektromagnetický model kapacitního senzoru vlhkosti

<i>Jméno a příjmení:</i>	<b>Bc. Natálie Slivková</b>
<i>Osobní číslo:</i>	M22000055
<i>Studijní program:</i>	N0714A270010 Mechatronika
<i>Zadávající katedra:</i>	Ústav nových technologií a aplikované informatiky
<i>Akademický rok:</i>	2023/2024

### Zásady pro vypracování:

Cíl práce je vytvořit EM model interakce senzoru vlhkosti s měřenou horninou nebo půdou pro optimalizaci geometrického uspořádání senzoru s ohledem na jeho dosah.

Zásady vypracování:

1. Nastudujte specifika modelování EM vln v částečně saturovaných horninách a půdách. Proveďte základní rešerši.
2. V nástroji gprmax sestavte základní model malého kapacitního senzoru s homogenním okolním materiálem reprezentujícím písek proměnné vlhkosti.
3. Porovnejte predikce modelu vůči měřením pomocí Vector Network Analyzer.
4. Pokud to bude nutné, pokuste se do modelu zahrnout i model vysokofrekvenční části obvodu.
5. Proveďte rešerši dalších open source nástrojů pro modelování EM vln.
6. Upravte model pro simulaci velkého senzoru s různými výplněmi okolí vrtu.
7. Modelujte citlivost senzoru vlhkosti v závislosti na vodě v různé vzdálenosti.
8. Proveďte variantní simulace pro vybraná geometrická uspořádání senzoru nebo optimalizaci geometrických parametrů pro dosažení maximálního dosahu senzoru.

*Rozsah grafických prací:* dle potřeby dokumentace  
*Rozsah pracovní zprávy:* 40 – 50 stran  
*Forma zpracování práce:* tištěná/elektronická  
*Jazyk práce:* čeština

### **Seznam odborné literatury:**

- [1] Jol, H.M., 2008. Ground Penetrating Radar Theory and Applications. Elsevier.
- [2] Warren, C., Giannopoulos, A., & Giannakis, I. (2016). gprMax: Open source software to simulate electromagnetic wave propagation for Ground Penetrating Radar, *Computer Physics Communications*, 209, 163-170, 10.1016/j.cpc.2016.08.020.
- [3] Wu, K., Desesquelles, H., Cockenpot, R., Guyard, L., Cuisiniez, V., Lambot, S. (2022). Ground-Penetrating Radar Full-Wave Inversion for Soil Moisture Mapping in Trench-Hill Potato Fields for Precise Irrigation. *Remote Sensing*, 14(23), . 10.3390/rs14236046
- [4] Bogena, H.R., Huisman, J.A., Oberdörster, C., Vereecken, H., 2007. Evaluation of a low-cost soil water content sensor for wireless network applications. *Journal of Hydrology* 344, 32–42. <https://doi.org/10.1016/j.jhydrol.2007.06.032>

*Vedoucí práce:* doc. Mgr. Jan Březina, Ph.D.  
Ústav nových technologií a aplikované  
informatiky

*Datum zadání práce:* 12. října 2023  
*Předpokládaný termín odevzdání:* 14. května 2024

L.S.

prof. Ing. Zdeněk Plíva, Ph.D.  
děkan

doc. Dr. Ing. Jaroslav Hlava  
garant studijního programu

V Liberci dne 19. října 2023

## Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci jsem vypracovala samostatně jako původní dílo s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé diplomové práce a konzultantem.

Jsem si vědoma toho, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci nezasahuje do mých autorských práv užitím mé diplomové práce pro vnitřní potřebu Technické univerzity v Liberci.

Užiji-li diplomovou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědoma povinnosti informovat o této skutečnosti Technickou univerzitu v Liberci; v tomto případě má Technická univerzita v Liberci právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Současně čestně prohlašuji, že text elektronické podoby práce vložený do IS/STAG se shoduje s textem tištěné podoby práce.

Beru na vědomí, že má diplomová práce bude zveřejněna Technickou univerzitou v Liberci v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů.

Jsem si vědoma následků, které podle zákona o vysokých školách mohou vyplývat z porušení tohoto prohlášení.

# Elektromagnetický model kapacitního senzoru vlhkosti

## Abstrakt

Práce se zaměřuje na tvorbu a analýzu modelu kapacitního senzoru, za účelem zkoumání chování elektromagnetické vlny propagované médiiem o různých dielektrických vlastnostech. Vytvoření těchto modelů nám poslouží k lepšímu pochopení principů fungování senzorů a jejich optimalizaci při změně jeho geometrie. Pomocí 2D a 3D simulací byly v nástroji gprMax vytvořeny tři modely senzoru vlhkosti. Dále je zkoumáno, jak se vlastnosti elektromagnetického pole mění v čase a v závislosti na změně dielektrické konstanty užitého média či úpravě geometrie elektrod kapacitního senzoru.

**Klíčová slova:** senzor vlhkosti, kapacitní senzor, elektromagnetická vlna, gprMax, simulace, modelování

# Electromagnetic model of a capacitance sensor of volumetric moisture

## Abstract

The thesis focuses on the creation and analysis of a capacitive sensor model to examine the behavior of electromagnetic waves propagated through a medium with varying dielectric properties. The development of these models will help us gain a better understanding of the operating principles of sensors and their optimization when changing their geometry. Using 2D and 3D simulations, three moisture sensor models were created in the gprMax tool. Furthermore, the study examines how the properties of the electromagnetic field change over time and depending on the change in the dielectric constant of the used medium or the modification of the geometry of the capacitive sensor's electrodes.

**Keywords:** moisture sensor, capacitive sensor, electromagnetic wave, gprMax, simulation, modeling

## Poděkování

Tímto bych ráda vyjádřila své upřímné poděkování doc. Mrg. Janu Březinovi, Ph.D., za jeho odborné vedení, energii, ochotu a cenné rady, které mi věnoval při tvorbě této diplomové práce.

Dále bych ráda poděkovala doc. Ing. Josefu Černoorskému, Ph.D., za vstřícnost a pochopení.

# Obsah

Seznam zkratek . . . . .	10
Seznam obrázků . . . . .	13
<b>Úvod</b>	<b>14</b>
<b>1 Elektromagnetické metody pro měření vlhkosti</b>	<b>16</b>
1.1 TDR . . . . .	16
1.2 Kapacitní senzory a metoda FDR . . . . .	18
1.3 GPR . . . . .	20
1.4 Další zajímavé metody . . . . .	22
<b>2 Princip modelování elektromagnetických vln</b>	<b>23</b>
2.1 Popis elektromagnetického pole . . . . .	23
2.2 Propagace elektromagnetických vln v médiu . . . . .	26
2.3 Numerické řešení rovnic pro elektromagnetické pole . . . . .	27
2.3.1 FDTD . . . . .	28
2.3.2 FVM . . . . .	29
2.3.3 FEM . . . . .	29
2.3.4 MoM . . . . .	30
2.4 Open-source nástroje pro modelování elektromagnetických vln . . . . .	30
2.4.1 OpenEMS . . . . .	30
2.4.2 Meep . . . . .	31
2.4.3 FDTD++ . . . . .	31
2.5 Modelování elektromagnetických vln pomocí nástroje gprMax . . . . .	31
2.5.1 Základní princip modelování pomocí nástroje gprMax . . . . .	32
2.5.2 Základní parametry modelu půdy . . . . .	35
2.5.3 Nastavení simulací v nástroji gprMax . . . . .	37
<b>3 2D model senzoru vlhkosti</b>	<b>38</b>
3.1 Popis modelu . . . . .	38
3.2 Výsledky . . . . .	39
3.2.1 Šíření vlny homogenním prostředím . . . . .	39
3.2.2 Šíření vlny na rozhraní dvou materiálů . . . . .	41
<b>4 3D model malého kapacitního senzoru</b>	<b>43</b>
4.1 Popis modelu . . . . .	43
4.2 Výsledky . . . . .	48



4.2.1	Závislost elektrického pole na míře zvlhčení . . . . .	48
4.2.2	Závislost vzhledem k úpravě geometrie vodivých pásků . . . . .	49
4.3	Porovnání simulace a měření pomocí VNA . . . . .	54
<b>5</b>	<b>3D model velkého kapacitního senzoru</b>	<b>58</b>
5.1	Popis modelu . . . . .	58
5.2	Výsledky . . . . .	60
5.2.1	Vliv tloušťky polyuretanové výplně na odezvu elektrického pole	61
<b>6</b>	<b>Závěr</b>	<b>63</b>
	<b>Použitá literatura</b>	<b>68</b>

## Seznam zkratek

<b>EM</b>	ElectroMagnetic, Elektromagnetický
<b>TDR</b>	Time Domain Reflectometry, Reflexní metoda v časové doméně
<b>FDR</b>	Frequency Domain Reflectometry, Reflexní metoda ve frekvenční doméně
<b>GPR</b>	Ground Penetrating Radar, Georadar
<b>FD</b>	Frequency Domain, Frekvenční doména
<b>EMI</b>	Electromagnetic Induction, Elektromagnetická indukce
<b>NMR</b>	Nuclear Magnetic Resonance, Jaderná magnetická rezonance
<b>CEM</b>	Computational Electromagnetics, Výpočetní elektromagnetika
<b>FDTD</b>	Finite Differences in Time Domain, Metoda konečných diferencí v časové doméně
<b>FVM</b>	Finite Volume Method, Metoda konečných objemů
<b>FEM</b>	Finite Element Method, Metoda konečných prvků
<b>MoM</b>	Method of Moments, Metoda momentů
<b>EC-FDTD</b>	Equivalent Circuit Finite Differences in Time Domain, Metoda konečných diferencí v časové doméně s ekvivalentními obvody
<b>RF</b>	Radio Frequency, Radiofrekvenční
<b>CAD</b>	Computer Aided Design, Počítačem podporované projektování
<b>CPU</b>	Central Processing Unit, Centrální procesorová jednotka
<b>GPU</b>	Graphics Processing Unit, Grafický procesor
<b>CUDA</b>	Compute Unified Device Architecture, Hardwarová a softwarová architektura
<b>TEM</b>	Transverse ElectroMagnetic, Transverzálně elektromagnetický
<b>TM</b>	Transverse Magnetic, Transverzálně magnetický
<b>CFL</b>	Courant–Fridrichs–Levyho condition, Courantova podmínka
<b>ABC</b>	Absorbing Boundary Conditon, Absorpční hraniční podmínka
<b>PML</b>	Perfectly Matched Layers, Dokonale přizpůsobené vrstvy
<b>CFS - PML</b>	Complex Frequency Shifted - Perfectly Matched Layers, Dokonale přizpůsobené vrstvy, posun komplexní frekvence
<b>VTK</b>	Visualization ToolKit, Sada nástrojů pro vizualizaci
<b>VNA</b>	Vector Network Analyzer, Vektorový obvodový analyzátor

## Seznam obrázků

1.1	TDR sonda s třemi vlnovody a principem šíření elektromagnetické vlny, převzato od W. T. Hong a kol. (2019) [5]	17
1.2	Ukázka TDR senzoru značky NCD v hodnotě přibližně 250\$, převzato od [6]	17
1.3	Ukázka FDR senzoru značky Rika v hodnotě přibližně 135\$, převzato z portálu Aliexpress.us	19
1.4	Ukázka půdního analogového vlhkoměru s antikorozi sondou v2.0 k platformě Arduino v ceně 43 Kč, převzato z portálu drátek.cz	20
1.5	Princip GPR radaru, převzato a upraveno od [11].	21
1.6	Ukázka GPR radaru firmy GSSI, převzato z portálu geophysical.com	21
2.1	Ztrátový úhel definovaný vzhledem k reálné a imaginární části permitivity, převzato od Steven W. Ellingson [15].	25
2.2	Standardní Yeeho buňka ve 3D, znázorněné elektrické pole (červeně), magnetické pole (zeleně) převzato od C. Warren a A. Giannopoulos (2014-2015) [26].	28
2.3	Yeeho buňka ve 2D TMz modelu, znázorněné elektrické pole (červeně), magnetické pole (zeleně), vynulované elektrické a magnetické komponenty ve 2D transverzálně magnetickém módu ve směru $z$ (černá), převzato od C. Warren a A. Giannopoulos (2014-2015) [26].	32
3.1	Tvar vstupního signálu, spojitá sinusová vlna s rampovou excitací, s amplitudou 5 Voltů a frekvencí 100 MHz, užitý pro 2D simulace v nástroji gprMax.	39
3.2	Porovnání elektrických polí $E_z$ podél osy $z$ elektromagnetické vlny generované zdrojem uprostřed simulačního prostoru, propagované v půdě dle Peplinského o různé saturaci, a) půda se saturací 0% ( $\epsilon_r = 15, 7$ ), ( $\sigma = 0, 01$ ), b) půda se saturací 40% ( $\epsilon_r = 23, 2$ ), ( $\sigma = 0, 01$ ), c) půda se saturací 80% ( $\epsilon_r = 26, 5$ ), ( $\sigma = 0, 01$ ), v simulačním čase $t = 45$ ns.	40
3.3	Magnetické pole $H_x$ podél osy $x$ elektromagnetické vlny generované zdrojem uprostřed simulačního prostoru, propagované v modelu půdy se saturací 80% ( $\epsilon_r = 26, 5$ ), ( $\sigma = 0, 01$ ), v simulačním čase $t = 45$ ns.	40
3.4	Magnetické pole $H_y$ podél osy $y$ elektromagnetické vlny generované zdrojem uprostřed simulačního prostoru, propagované v modelu půdy se saturací 80% ( $\epsilon_r = 26, 5$ ), ( $\sigma = 0, 01$ ), v simulačním čase $t = 45$ ns.	40
3.5	Znázornění geometrie 2D modelu pro demonstraci chování vlny na rozhraní volného prostoru (bílá) a vody (červená), zdroj signálu (zelená), lze pozorovat také hranici PML (modrá).	41
3.6	Elektrické pole $E_z$ v simulačním čase $t = 2$ ns při průchodu vlny nejprve volným prostorem, pak vodou a následně opět volným prostorem.	42
3.7	Elektrické pole $E_z$ podél osy $z$ v simulačním čase $t = 39$ ns při průchodu vlny nejprve volným prostorem, pak vodou a následně opět volným prostorem.	42

3.8	Magnetické pole $H_x$ podél osy $x$ v simulačním čase $t = 39$ ns při průchodu vlny nejprve volným prostorem, pak vodou a následně opět volným prostorem. . . . .	42
3.9	Magnetické pole $H_y$ podél osy $y$ v simulačním čase $t = 39$ ns při průchodu vlny nejprve volným prostorem, pak vodou a následně opět volným prostorem. . . . .	42
4.1	Model malého 3D kapacitního senzoru v ParaView, a) uložené kroužky z materiálu PEC (tmavá modrá) ve válci volného prostoru (světlejší modrá), b) celkový model senzoru v půdě modelu Peplinského, saturace 80%, c) kovové kroužky (tmavá modrá). . . . .	45
4.2	Ukázka geometrie kroužků z materiálu PEC malého 3D kapacitního senzoru v ParaView s přenosovou linkou napojenou na spodní elektrodu a přijímacím bodem umístěným pod vrchní elektrodou (červená), a) nepřerušené kovové kroužky (tmavá modrá), b) kovové kroužky (tmavá modrá), přerušené cylindrickým sektorem se středovým úhlem $30^\circ$ c) kovové kroužky (tmavá modrá), přerušené cylindrickým sektorem se středovým úhlem $100^\circ$ . . . . .	45
4.3	Ukázka geometrie kroužků z materiálu PEC malého 3D kapacitního senzoru v ParaView s přenosovou linkou napojenou na spodní elektrodu a přijímacím bodem umístěným pod vrchní elektrodou (červená), a) šířka elektrod 1,5 mm b) šířka elektrod 30 mm. . . . .	46
4.4	Tvar vstupního signálu gaussiandot, s amplitudou 5 Voltů a frekvencí 100 MHz, užitý pro 3D simulace v nástroji gprMax. . . . .	47
4.5	Vývoj elektrického pole $E_z$ v čase v závislosti na míře zvlhčení média. . . . .	48
4.6	Časový vývoj elektrického pole $E_z$ šířeného volným prostorem ( $\epsilon_r = 1$ , $\sigma = 0$ ) v úrovni a) horní a b) spodní kruhové elektrody v simulačním čase 5 ns, 16 ns a 22 ns. . . . .	49
4.7	Vývoj elektrického pole $E_z$ v čase v závislosti na míře zvlhčení média pro upravenou geometrii elektrod. Vodivé kruhové pásy byly přerušeny výsečí o $30^\circ$ . . . . .	50
4.8	Časový vývoj elektrického pole $E_z$ šířeného volným prostorem ( $\epsilon_r = 1$ , $\sigma = 0$ ) v úrovni a) horní a b) spodní kruhové elektrody přerušené výsečí o $30^\circ$ v simulačním čase 5 ns, 16 ns a 22 ns. . . . .	50
4.9	Vývoj elektrického pole $E_z$ v čase v závislosti na míře zvlhčení média pro upravenou geometrii elektrod. Vodivé kruhové pásy byly přerušeny výsečí o $100^\circ$ . . . . .	51
4.10	Časový vývoj elektrického pole $E_z$ šířeného volným prostorem ( $\epsilon_r = 1$ , $\sigma = 0$ ) v úrovni a) horní a b) spodní kruhové elektrody přerušené výsečí o $100^\circ$ v simulačním čase 5 ns, 16 ns a 22 ns. . . . .	51
4.11	Porovnání amplitud elektrického pole $E_z$ pro úpravu geometrie pásků vyříznutím výseče o úhlu $30^\circ$ a $100^\circ$ . Porovná pro užitý materiál -voda a volný prostor. . . . .	52
4.12	Časový vývoj elektrického pole $E_z$ šířícího se volným prostorem pro upravenou šířku elektrod. . . . .	53

4.13	Časový vývoj elektrického pole $E_z$ šířícího se volným prostorem pro upravenou vzálenost elektrod. . . . .	53
4.14	Kapacitní senzor napojený k přístroji VNA . . . . .	54
4.15	Ukázka zapojení senzoru a měřicí aparatury pro získání výsledků měření. . . . .	55
4.16	Příklad obrazovky přístroje VNA pro měření písku se saturací 100%. Na obrázku lze pozorovat Smithův diagram, magnitudu a fázi. . . . .	55
4.17	Výsledky měření pro fázi signálu . . . . .	56
4.18	Výsledky měření pro magnitudu signálu . . . . .	56
5.1	Model velkého 3D kapacitního senzoru v ParaView, celkový model senzoru ve volném prostoru (vlevo), volný prostor (šedá), polyuretan (oranžová), PVC (červená), výplň volného prostoru (světle modrá), kovové pásy a ocelová trubka (tmavá modrá), vrchní pohled na uspořádání geometrie válců (vpravo). . . . .	59
5.2	Demonstrace vrstev materiálu obklopující 3D kapacitní senzor, polyuretan (oranžová), PVC (červená), výplň volného prostoru (světle modrá), kovové pásy a ocelová trubka (tmavá modrá). . . . .	59
5.3	Časový vývoj elektrického pole $E_z$ velkého modelu, které se šíří vodou ( $\epsilon_r = 80,1$ , $\sigma = 0,02$ ), v úrovni horní elektrody v simulačním čase 15 ns, 20 ns a 22 ns. . . . .	60
5.4	Vývoj elektrického pole $E_z$ v čase v závislosti na míře zvlhčení média (volný prostor a voda) pro velký model kapacitního senzoru. . . . .	61
5.5	. . . . .	62

# Úvod

Měření vlhkosti prostředí je klíčovým úkolem v mnoha oblastech vědy a techniky, zahrnující zemědělství, stavebnictví, environmentální vědy a mnohé další. V této souvislosti hrají velkou roli různé senzory vlhkosti včetně kapacitních, které umožňují nekontaktní měření vlhkosti díky své schopnosti detekovat změny dielektrických vlastností prostředí. Cílem této diplomové práce bude vytvořit elektromagnetický model kapacitního senzoru, za účelem zkoumání jeho fungování při změně a uspořádání geometrie. Výsledky této práce mohou sloužit k lepšímu pochopení principu senzorů a jejich případné optimalizaci pro různé podmínky a aplikace.

V první kapitole této práce se podrobně seznámíme s různými metodami měření vlhkosti. Elektromagnetické metody umožňují velmi přesné a spolehlivé měření vlhkosti prostřednictvím šíření elektromagnetických vln. Zahrnují techniky, jako je například měření odrazu, přenosu a fázového posunu elektromagnetických vln v různých materiálech. Budou však komentovány i jiné, ne tak často užívané metody. Cílem kapitoly je uvést čtenáře do problematiky a poskytnout základní pochopení konvenčních principů měření vlhkosti.

Druhá kapitola se zabývá rešerší základní teorie týkající se elektromagnetických vln a principů jejich numerického modelování. Pro účely této práce byl pro tvorbu modelu senzoru vybrán open-source nástroj gprMax, jehož základní principy a konvence jsou v této části také komentovány.

Třetí kapitola se zabývá popisem a modelováním dvourozměrného senzoru vlhkosti v nástroji gprMax, který poslouží jako jednoduchá aproximace kapacitního senzoru v podobě dipólu, za účelem demonstrace šíření vln v homogenním prostředí a na rozhraní dvou materiálů.

Ve čtvrté kapitole je vytvořen trojrozměrný model malého kapacitního senzoru, který je zhotoven dle předlohy fyzického senzoru, pomocí něhož bylo provedeno několik experimentálních měření. Na rozdíl od 2D modelu senzoru, je v 3D modelu představena složitější geometrie v podobě kruhových elektrod, které nejsou v přímém kontaktu s médiem, jehož míru vlhkosti mají měřit. Tímto se odpoutáme od klasického kapacitního senzoru a dostáváme se k analyzování poznatků o kvalitě tohoto uspořádání. Jsou zde komentovány výsledky simulací, které byly provedeny za účelem popsat, jak se mění vlastnosti vzniklého elektrického pole v závislosti na dielektrické konstantě a úpravě geometrie. Dále se budeme snažit výsledky simulací porovnávat vůči měření reálného senzoru pomocí přístroje VNA.

Kapitola pátá se zabývá tvorbou modelu většího kapacitního senzoru, který je doplněn o vrstvu PVC představující plastovou trubku užívanou v praxi pro ochranu senzoru před nežádoucími vlivy okolního prostředí, kovovou trubku uprostřed sen-

zoru pro snadnější manipulaci ve velkých hloubkách a polyuretanové výplně o určité tloušťce, která byla doplněna za účelem zkoumat citlivost senzoru.

V závěru jsou diskutovány výsledky a případné možnosti pro další výzkum v oblasti měření vlhkosti pomocí zmíněného kapacitního senzoru.

# 1 Elektromagnetické metody pro měření vlhkosti

Elektromagnetické metody pro měření vlhkosti obecně využívají interakce mezi elektromagnetickými poli a materiály. Tyto interakce nám následně mohou poskytnout informace o vlhkosti zkoumaného média. Díky pokroku technologií v oboru geologické fyziky se v posledních letech staly moderní senzory, satelitní technologie a vylepšené metody modelování a zpracování dat klíčovými nástroji pro získávání detailních a přesných informací o stavu a struktuře Země a hornin.

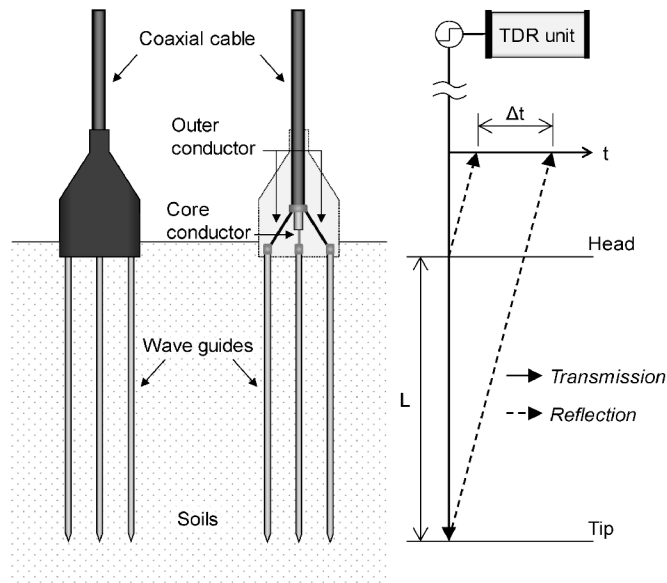
Existuje několik hlavních elektromagnetických metod měření vlhkosti, jejichž základní princip je změna dielektrických vlastností materiálů, která se výrazně liší v závislosti na obsahu vlhkosti v půdě. Mezi nejběžnější techniky patří reflexní metody pracující jak v časové, tak i frekvenční doméně jako třeba Time Domain Reflectometry (TDR) a Frequency Domain Reflectometry (FDR). Další běžnou technikou jsou kapacitní senzory, které využívají změn v elektrické kapacitě půdy, která je přímo úměrná obsahu vody v půdě. Vedle těchto přímých měřicích metod jsou stále více využívány i techniky vzdáleného snímání, jako je například georadar (GPR), který umožňuje získat informace o vlhkosti půdy bez nutnosti fyzického kontaktu se zemí. Tyto pokročilé techniky poskytují detailní a rozsáhlé údaje o vlhkosti půdy na větších plochách a v různých hloubkách, což je klíčové pro efektivní monitorování a řízení vodního režimu v zemědělských, environmentálních a inženýrských aplikacích. V této části se zaměříme na stručné seznámení s nejdůležitějšími metodami, které se již běžně v praxi užívají a na něž bude následně navazovat i tato práce. Většina textu vychází ze zdroje [1].

## 1.1 TDR

Time Domain Reflectometry (TDR) je běžně užívanou pro měření obsahu vody v půdě a elektrické vodivosti. První aplikace TDR pro měření obsahu vody v půdě byla popsána G. C. Toppem a kolektivem [2] v roce 1980. Její princip spočívá v tom, že senzor měří dobu, za kterou se vyslaný elektrický impuls projde a vrátí zpět po jehlách sondy zapíchnuté do půdy v místě měření. Dielektrické vlastnosti půdy mezi jehlami, jako je permitivita a elektrická vodivost se mění v závislosti na vlhkosti půdy. Výsledná objemová vlhkost se určí porovnáním vyslaného a přijatého, odraženého impulsu [3]. Hlavní výhody TDR oproti jiným metodám měření obsahu vody v půdě jsou například její vynikající přesnost s odchylkou do 1% ne-



bo 2% objemového obsahu vody, minimální požadavky na kalibraci, kdy v mnoha případech není potřeba kalibrace pro specifické druhy půdy a dále třeba absence radiace spojené s technikami například neutronové sondy. TDR má také vynikající prostorové a časové rozlišení. V neposlední řadě měření jsou jednoduchá a metoda je schopna poskytovat kontinuální měření prostřednictvím automatizace a multiplexování. Existuje řada systémů TDR pro stanovení obsahu vody v půdě a jiných porézních médiích, většina z nich lze také použít k měření elektrické vodivosti půdy viz. obrázek (1.1) [4].



Obrázek 1.1: TDR sonda s třemi vlnovody a principem šíření elektromagnetické vlny, převzato od W. T. Hong a kol. (2019) [5]



Obrázek 1.2: Ukázka TDR senzoru značky NCD v hodnotě přibližně 250\$, převzato od [6]

Cena TDR senzoru se může výrazně lišit v závislosti na různých faktorech. Celkově lze říci, že TDR senzory jsou spíše dražší technologií, protože vyžadují vzorkování přijatých signálů na velmi vysokých frekvencích. I v dnešní době je vzorkování nad 1 MHz stále poměrně nákladné. Příklad senzoru TDR lze pozorovat na obrázku (1.2)).

## 1.2 Kapacitní senzory a metoda FDR

Techniky kapacitního senzoru a reflexní metody můžeme zařadit do jedné souhrnné skupiny senzorů vlhkosti, které fungují na principu měření permitivity okolního média. Princip těchto metod je založen na změně kapacity kondenzátoru v závislosti na obsahu vody v půdě, která slouží jako jeho dielektrikum. Při propojení tohoto kondenzátoru (vyrobeného z kovových destiček nebo tyčí umístěných v půdě) s oscilátorem a vytvoření elektrického obvodu může docházet k detekci změn vlhkosti půdy změnami pracovní frekvence obvodu. Tento princip je základem techniky ve frekvenční oblasti FD používané v kapacitních senzorech a senzorech FDR. Ale neprobíhá samplování v čase, ale přímo se buď měří rezonance na různých frekvencích, nebo se posílá superpozice frekvencí a přímo se detekuje rezonanční frekvence. U kapacitních senzorů se dielektrická permitivita média stanovuje měřením doby nabíjení kondenzátoru vyrobeného z tohoto média. U FDR je frekvence oscilátoru řízeně měněna v určitém frekvenčním pásmu, aby se určila rezonanční frekvence (u které je amplituda nejvyšší), což bude odpovídat obsahu vody v půdě. Neprobíhá tedy samplování v čase jako u TDR, ale přímo se měří rezonance na různých frekvencích, nebo se posílá superpozice frekvencí a přímo se detekuje rezonanční frekvence [7].

Sondy FDR jsou považovány za přesné, je ale nutné je kalibrovat pro určitý typ půdy, do které budou zasazeny, neboť pracovní frekvence těchto sond obvykle klesá pod 100 MHz. Při těchto nízkých frekvencích se může hmotnostní permitivita minerálů půdy měnit a odhad může být více ovlivněn teplotou, salinitou, objemovou hmotností a obsahem jílu [1].

Cena těchto senzorů se pohybuje v podobném rozmezí jako u TDR senzorů. Příklad takové sondy lze vidět na obrázku (1.3).

Protože kapacitní senzory jsou hlavním předmětem této práce, vysvětlíme si jejich princip podrobněji. Jak již bylo zmíněno výše technika kapacitního senzoru určuje dielektrickou permitivitu prostředí měřením dobíjecího času kondenzátoru, který využívá toto prostředí jako dielektrikum. Nejprve si definujeme vztah mezi časem  $t$ , který je potřebný k nabití kondenzátoru s počátečním napětím  $V_i$  na aplikované napětí  $V_f$  [8]

$$\frac{V - V_f}{V_i - V_f} = e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (1.1)$$

kde  $R$  je odpor a  $C$  kapacita kondenzátoru.



Obrázek 1.3: Ukázka FDR senzoru značky Rika v hodnotě přibližně 135\$, převzato z portálu Aliexpress.us

Pokud je poměr odporu a napětí konstantní, pak je doba nabíjení kondenzátoru vázána na kapacitu dle vztahu [8]

$$t = -RC \ln \frac{V - V_f}{V_i - V_f}. \quad (1.2)$$

Vztah mezi kapacitou deskového kondenzátoru a relativní permitivitou média  $\varepsilon$  mezi nimi je následující

$$C = \varepsilon \frac{S}{d}, \quad (1.3)$$

kde  $S$  je plocha destiček a  $d$  vzdálenost mezi nimi. Jelikož hodnoty  $S$  a  $d$  jsou pevně dané, doba nabití kondenzátoru bude jednoduchou funkcí dielektrické konstanty okolního prostředí daná následovným vztahem [8]

$$\frac{1}{\varepsilon} = \frac{1}{t} \left[ \frac{RS}{d} \ln \frac{V - V_f}{V_i - V_f} \right]. \quad (1.4)$$

Princip kapacitních senzorů vlhkosti tedy spočívá v jejich schopnosti detekovat změny v elektrické kapacitě mezi dvěma elektrodami, které jsou odděleny dielektrickým materiálem. Tento dielektrický materiál má tendenci absorbovat vlhkost z okolního prostředí, což vede ke změnám v jeho permitivitě, a tedy i v kapacitě senzoru. Když je vzduch vlhký, dielektrikum absorbuje vodu a jeho permitivita se zvyšuje, což vede ke zvýšení kapacity senzoru. Naopak, při suchém vzduchu se permitivita snižuje a kapacita senzoru klesá.

Nejdůležitějším prvkem senzoru je dielektrický materiál, který určuje jeho citlivost na vlhkost. Nejčastěji používanými materiály jsou polymery, keramika nebo speciální povlaky, které mají vysokou absorpci vlhkosti a dobrou elektrickou izolaci. Vybraný materiál musí být schopen rychle reagovat na změny vlhkosti a zároveň poskytovat spolehlivá měření.

Dalším důležitým faktorem ovlivňujícím vlastnosti kapacitních senzorů je geometrie elektrod. Vzdálenost mezi elektrodami, velikost elektrod a jejich tvar mají vliv na citlivost senzoru a jeho schopnost reagovat na změny vlhkosti. Optimalizace geometrie elektrod je proto klíčová pro dosažení co nejlepších výsledků.

Zároveň je nutné věnovat pozornost i kalibraci senzorů. Kalibrace zahrnuje stanovení vztahu mezi změnou kapacity senzoru a skutečnou vlhkostí prostředí. Sensory musí být kalibrovány v reálných podmínkách provozu, aby poskytovaly spolehlivá a přesná data. Kalibrační proces může zahrnovat měření vlhkosti v různých podmínkách a následné porovnání s hodnotami naměřenými senzorem. Ukázka komerčního kapacitního senzoru je vidět na obrázku (1.4). Podrobnější informace lze najít například v literatuře [9] či [10].



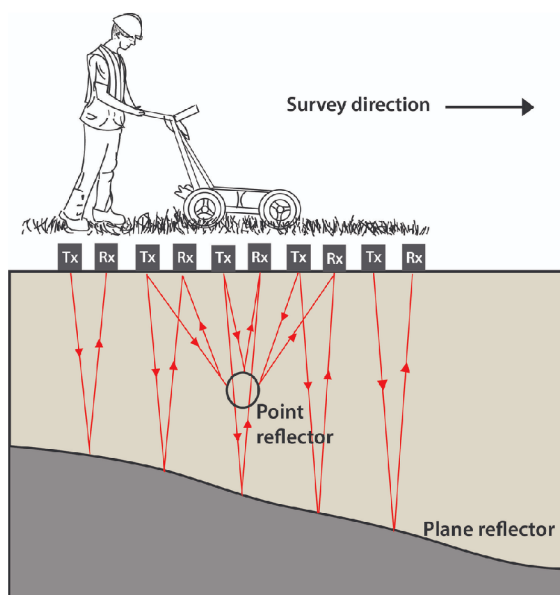
Obrázek 1.4: Ukázka půdního analogového vlhkoměru s antikorozií sondou v2.0 k platformě Arduino v ceně 43 Kč, převzato z portálu drátek.cz

### 1.3 GPR

Další zajímavou technikou je Georadar - GPR. Tato technika nevyžaduje přímý kontakt mezi senzorem a půdou. Není tedy nutné žádné vrtání, sondování nebo kopání. Když je umístěn například na vozíku blízko povrchu půdy, může poskytovat rychlé, nenarušující měření vlhkosti půdy na relativně velkých plochách. Podobně jako metoda TDR analyzuje čas přijetí odraženého signálu.

Základní myšlenka tedy spočívá v emitování elektromagnetické vlny do půdy skrze vysílací anténu, která je umístěna na radaru. Vlna se šíří médiem a pokud narazí na zahrabaný objekt nebo hranici s odlišnými elektromagnetickými vlastnostmi, část energie vlny je odražena nebo rozptýlena zpět směrem k povrchu. Přijímací anténa na povrchu zaznamenává amplitudu odraženého signálu v závislosti na čase (viz. obrázek (1.5)). Amplituda odražené elektromagnetické energie z libovolné hranice závisí na změně materiálových vlastností (dielektrická konstanta, magnetická permeabilita a elektrická vodivost) na této hranici. Odražené signály jsou zaznamenány

po vybraný časový interval pro pevnou polohu antény, čímž se vytvoří scan nebo stopa radarových dat [11].



Obrázek 1.5: Princip GPR radaru, převzato a upraveno od [11].



Obrázek 1.6: Ukázka GPR radaru firmy GSSI, převzato z portálu geophysical.com

Ceny těchto senzorů začínají od několika tisíc dolarů za jednodušší modely určené pro základní aplikace a mohou dosahovat až několika desítek tisíc dolarů za profesionální, vysoce výkonné systémy s pokročilými funkcemi a výkonností. Na obrázku (1.6) lze vidět příklad vozítek s GPR radarem.

## 1.4 Další zajímavé metody

Dále je vhodné zmínit i nové metody nekontaktního snímání, které jsou vhodné především pro monitorování vlhkosti půdy na velkých plochách. Tyto senzory jsou obvykle umístěné na letadlech nebo satelitech a jedná se o aktivní a pasivní mikrovlnnou metodu a metodu elektromagnetické indukce - EMI. Metody aktivní a metody EMI užívají dvě antény k přenosu a příjmu elektromagnetických signálů, které jsou odraženy od půdního média, zatímco pasivní mikrovlny pouze přijímají signály přirozeně vysílané povrchem půdy. U mikrovlnných metod se signál obvykle vztahuje k několika centimetrům pod povrchem, takže lze dosáhnout pouze měření vlhkosti půdy a elektrické vodivosti blízko povrchu. EMI přímo neovlivňuje měření obsahu vody, ale spíše elektrickou vodivost půdy, a je proto nutný známý kalibrační vztah mezi oběma. Bohužel je tento vztah specifický pro každé místo a nelze je tak předvídat.

Další moderní technika pro odhad vlhkosti v půdě je například rentgenová tomografie, která však v terénu není doposud aplikována či jaderná magnetická rezonance (NMR) a jí podobná metoda, zvaná SNMR (Surface Nuclear Magnetic Resonance). NMR a SNMR jsou skutečně účinné techniky pro odhad vlhkosti v půdě, založeny na principu, že atomová jádra vodíku v molekulách vody v půdě interagují s vnějším magnetickým polem a vysílají charakteristické signály, které lze detekovat a analyzovat. Podrobnější informace lze nalézt například v literatuře [12].

## 2 Princip modelování elektromagnetických vln

V předchozí kapitole jsme si nastínili princip a funkce kapacitního senzoru a v této kapitole se již budeme věnovat teorii, důležité k porozumění a samotnému vytvoření elektromagnetického modelu kapacitního senzoru vlhkosti, který je předmětem této práce. Pro detailnější pochopení dané problematiky si nejprve v prvních dvou podkapitolách připomeneme základní znalosti z teorie elektromagnetismu, které nám poslouží jako teoretický základ pro numerické modelování EM pole. Většina poznatků v této sekci byla zpracována zejména dle G.S. Bakera a kol. [14]. V další části se budeme věnovat již zmíněným nejznámějším numerickým metodám modelování elektromagnetického pole a základnímu softwaru, který je umí implementovat, včetně open-source nástroje gprMax, užitého pro simulace v této práci.

### 2.1 Popis elektromagnetického pole

Pro vytvoření modelu elektromagnetického pole je nutné vyřešit Maxwellovy rovnice, které matematicky popisují chování elektrických a magnetických polí a jejich interakce s náboji a proudy. Maxwellovy rovnice tvoří soubor čtyř rovnic a nejčastěji jsou psané v následujícím diferenciálním tvaru

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0, \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = q_v, \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.4)$$

kde  $\vec{E}$  je elektrické pole,  $\vec{B}$  magnetické pole,  $\vec{H}$  intenzita magnetického pole,  $\vec{D}$  elektrická indukce,  $t$  čas. Veličina  $q_v$  je objemová hustota volného náboje a  $\vec{J}$  je proudová hustota, mezi nimiž platí vztah známý jako rovnice kontinuity

$$\operatorname{div} \vec{J} + \frac{\partial q_v}{\partial t} = 0. \quad (2.5)$$

Uvedenou soustavu Maxwellových rovnic je pro výpočty elektromagnetického pole nutné doplnit rovnicemi, které udávají vztahy mezi materiály. Vztahy mezi  $\vec{E}$  a  $\vec{D}$  a  $\vec{J}$  a  $\vec{E}$  a  $\vec{B}$  a  $\vec{H}$  závisí na povaze interakce mezi prostředím a elektromagnetickým polem. Předpokládáme-li a izotropní prostředí, definujeme materiálové vztahy následujícími rovnicemi

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}, \quad \vec{B} = \mu \vec{H}, \quad \vec{J} = \sigma \vec{E}, \quad (2.6)$$

kde  $\sigma$  je elektrická vodivost prostředí,  $\mu$  magnetická permeabilita prostředí a  $\varepsilon$  permitivita neboli dielektrická konstanta. Tyto vlastnosti jsou klíčové k porozumění propagace elektromagnetické vlny médii, a proto se nyní podrobněji podíváme na jejich význam.

Permitivita  $\varepsilon$  je fyzikální veličina, která vyjadřuje míru odporu při vytváření elektrického pole v určitém přenosovém médiu tzn., že vyjadřuje schopnost určitého materiálu odolávat elektrickému poli. Jednotka permitivity v soustavě SI je farad na metr (F/m). Obecně tenzorová veličina, která pro izotropní prostředí může mít skalární či komplexní charakter.

Materiály, které jsou silně odolné vůči elektrickému poli, se nazývají dielektrika (neboli izolanty), zatímco materiály, které snadno propouštějí elektrické pole, jsou známy jako vodiče. Čím vyšší je odpor látky, tím vyšší je hodnota permitivity tohoto materiálu. Zde je důležité zmínit, že většina přírodních materiálů jako je půda, kameny, či sedimenty se považují za dielektrika.

Když je materiál vystaven vnějšímu elektromagnetickému poli dochází v něm k tzv. atomové polarizaci. Při polarizaci atomů v dielektriku dochází k uspořádání nábojů atomů v materiálu tak, aby vytvořily vnitřní elektrické pole, které je opačné vůči vnějšímu elektrickému poli, které na ně působí a snažili se ho tak vyrovnat. Náboje atomů se od sebe oddalují a vytváří tzv. elektrické dipóly, ve kterých je uchovaná energie. Je však důležité poznamenat, že tento proces je komplikován tím, že pohyb nábojů vede také ke ztrátě energie, tj. k disipaci, prostřednictvím tepelné energie.

Matematicky jsou jevy uchování a disipace energie doprovázející permitivitu vyjádřeny pomocí komplexního čísla. Reálná složka permitivity  $\varepsilon'$  je spojena s uchováním energie, zatímco imaginární část  $\varepsilon''$  je pro uvolnění energie. Permitivita tak bude ve tvaru:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'', \quad (2.7)$$

kde  $\varepsilon' = \varepsilon_r \varepsilon_0$  a  $\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\omega}$ , pro  $\varepsilon_r$  relativní permitivita materiálu,  $\varepsilon_0$  permitivita vakua ( $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$  F/m),  $\sigma$  elektrická vodivost materiálu a  $\omega$  úhlová rychlost. Pro úhlovou rychlost dále platí vztah

$$\omega = 2\pi f. \quad (2.8)$$

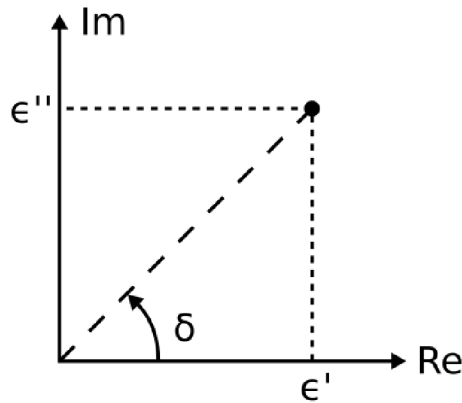
Imaginární složka permitivity se často označuje jako dielektrické ztráty a obvykle má hodnotu větší než 0, ale je menší než reálná část. V souvislosti s tím lze definovat



ztrátový činitel, který je daný vztahem

$$\tan \delta = \frac{\epsilon'}{\epsilon''}, \quad (2.9)$$

kde  $\delta$  se nazývá ztrátový úhel, který lze vidět na obrázku (2.1).



Obrázek 2.1: Ztrátový úhel definovaný vzhledem k reálné a imaginární části permittivity, převzato od Steven W. Ellingson [15].

Relativní permitivita je klíčovým parametrem v materiálových studiích, zejména proto, že řídí rychlost šíření elektromagnetických vln a tudíž i vlnovou délku  $\lambda$ . Vlnová délka a je také kritickým parametrem pro určení rozlišení georadaru. Například pro materiál s relativně nízkou permitivitou bude mít signál vysoké rychlosti, dlouhé vlnové délky a bude tak umožňovat pouze malé rozlišovací schopnosti objektů či vrstev. Pro materiály s nízkou vodivostí a signály s vysokými frekvencemi uvažujeme vztahy

$$v = \frac{c}{\epsilon_r}, \quad (2.10)$$

a

$$\lambda = \frac{v}{f}, \quad (2.11)$$

kde  $c$  je rychlost světla (299,792,458 m/s),  $v$  rychlost šíření vln [m/s], frekvence [Hz].

Magnetická permeabilita  $\mu$ , měřená v jednotkách Henry na metr (H/m), je stejně jako permitivita komplexní číslo, jehož reálná složka popisuje uchování energie a imaginární složka charakterizuje difuzní vlastnosti materiálu po jeho vystavení magnetickému poli. Pro většinu sedimentů, skal a půd, které se skládají z neferomagnetických minerálů, je hodnota magnetické permeability malá a přibližně rovna magnetické permeabilitě vakua ( $\mu_0 = 4\pi$  H/m).

Poslední důležitou vlastností je elektrická vodivost, což je míra, s jakou se elektrony pohybují v materiálu pod vlivem vnějšího elektrického pole. Vyjadřuje tedy schopnost materiálu vést elektrický proud. Elektrický proud se obecně může šířit

skrze půdu, kameny a minerály třemi způsoby: ohmovou, elektrolytickou, nebo dielektrickou vodivostí. Ohmová vodivost vyžaduje přítomnost volných elektronů, jako jsou ty nalezené v kovech. Elektrolytická vodivost vyžaduje přítomnost iontů k přenosu náboje, jako jsou například ty nalezené v podzemních vodách. A dielektrická vodivost nastává v půdě s vysokými odpory, sedimentech nebo skalách a vyžaduje, aby se atomy mírně polarizovaly, pro vytvoření disperzních proudů.

Obecně je elektrolytická vodivost dominantním procesem v mokřím nebo vlhkém materiálu (zejména mořská voda nebo vlhké půdy s vysokým obsahem solí), kde můžeme elektrickou vodivost aproximovat pomocí Archieho zákona

$$\sigma = \alpha \phi^m s^n \sigma_w + \sigma_c, \quad (2.12)$$

kde  $m$  je konstanta (1,3–2,5),  $\alpha$  je konstanta (0,4–2),  $s$  je saturace,  $n$  je konstanta (cca 2),  $\sigma_w$  je vodivost pórové tekutiny,  $\sigma_c$  je povrchová vodivost matice půdy. Nyní můžeme definovat útlum ( $\alpha$ ) jako míru ztráty amplitudy elektromagnetické vlny, která se šíří materiálem. Útlum závisí na elektromagnetických vlastnostech materiálu a na úhlové frekvenci a je daný vztahem

$$\alpha = \omega \left( \frac{\mu\epsilon}{2} \left[ \left( 1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2\epsilon^2} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (2.13)$$

Obvykle se útlum  $\alpha$  vyjadřuje v jednotkách dB/m. Pro vysoké frekvence, které jsou předmětem našeho zájmu v této práci, je útlum způsobený elektrolytickou vodivostí prakticky zanedbatelný. Důraz je třeba klást na dielektrické vlastnosti materiálů a jejich schopnost absorbovat energii elektromagnetických vln.

## 2.2 Propagace elektromagnetických vln v médiu

V předchozích sekcích jsme se stručně seznámili s vlastnostmi elektromagnetického pole a materiálů. Nyní se zaměříme na spojení těchto dvou předmětů a pokusíme si krátce shrnout princip propagace elektromagnetických vln médii. Šíření elektromagnetické vlny prostřednictvím média závisí na její frekvenci. Pro efektivní šíření musí frekvence vlny přesahovat přechodovou frekvenci materiálu  $f_t$  danou vztahem

$$f_t = \frac{\sigma}{2\pi\epsilon}. \quad (2.14)$$

Podobná myšlenka jako je přechodová frekvence je konstanta šíření  $\gamma$ , která popisuje materiálové vlastnosti nutné pro šíření časově proměnlivého pole. Tato konstanta je definována jako

$$\gamma = \sqrt{-j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} = \pm(\alpha + j\beta). \quad (2.15)$$

Proměnná  $\beta$  je definována jako fázová konstanta či konstanta šíření a je daná vztahem

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad (2.16)$$

kde  $\lambda$  je vlnová délka. Chování EM vlny zásadně ovlivňuje i vztah mezi  $\sigma$  a  $\omega\varepsilon$ . Po dosazení do zobecněného Ampérova zákona (2.3) tento člen představuje pomyslnou vodivost pro posuvný proud [16]. Pro vlny, které se šíří v dielektriku je splněna podmínka  $\omega\varepsilon \gg \sigma$ . Konstanta šíření má pouze reálnou část a měrný útlum je nulový tj. vlna se netlumí a  $\alpha = 0$ . Pro fázovou konstantu pak platí jednoduchý vztah [16]

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}. \quad (2.17)$$

Šíření nastává, když je na materiál aplikováno elektromagnetické pole, což má za následek tok v důsledku pohybu náboje. Pohyb náboje vytváří časově proměnlivá pole, která umožňují šíření signálů zdroje materiálem [17]. Šíření časově harmonické elektromagnetické vlny prostřednictvím izotropního materiálu závisí na konstantě šíření. Tu lze určit odvozením vektorové vlnové rovnice z Maxwellových rovnic (2.1 - 2.4). Podrobněji je tento postup demonstrován například v [14]. Dostáváme tedy následující tzv. Hemholtzovy vztahy pro vlnové rovnice ve frekvenční doméně:

$$\nabla^2 \vec{E} = j\omega\mu(\sigma + i\omega\varepsilon)\vec{E} \quad (2.18)$$

a

$$\nabla^2 \vec{H} = j\omega\mu(\sigma + i\omega\varepsilon)\vec{H}. \quad (2.19)$$

Posledním tématem této podkapitoly bude vlnová impedance v prostředí. Dle [16] je vlnová impedance veličina, která udává vzájemný vztah mezi fázorem intenzity elektrického a magnetického pole. Absolutní hodnota vlnové impedance udává podíl amplitud intenzit, argument vlnové impedance představuje fázový posun mezi vektorem intenzity elektrického a magnetického pole. Vlnová impedance je závislá na parametrech prostředí a platí pro ní vztah [16]

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{E}_x}{\mathbf{H}_y} = \frac{\omega\mu}{\mathbf{k}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\varepsilon + \sigma}}. \quad (2.20)$$

Pro nevodivé prostředí se výraz (2.20) bude rovnat

$$\mathbf{Z} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}. \quad (2.21)$$

Fázový posun mezi  $E$  a  $H$  bude nulový a intenzita elektrického a magnetického pole bude ve fázi. Naopak pro dobře vodivé prostředí bude intenzita elektrického pole předbíhat intenzitu magnetického pole o  $45^\circ$  a fázový rozdíl bude  $\frac{\pi}{4}$  (viz. [16]). Jelikož  $\mu$  a  $\varepsilon$  představují parametry materiálu, ve kterém se vlna šíří, bude impedance vyjádřená pomocí vztahu (2.21) představovat impedanci prostředí. Pro vakuum se tato hodnota pohybuje kolem  $377 \Omega$ .

## 2.3 Numerické řešení rovnic pro elektromagnetické pole

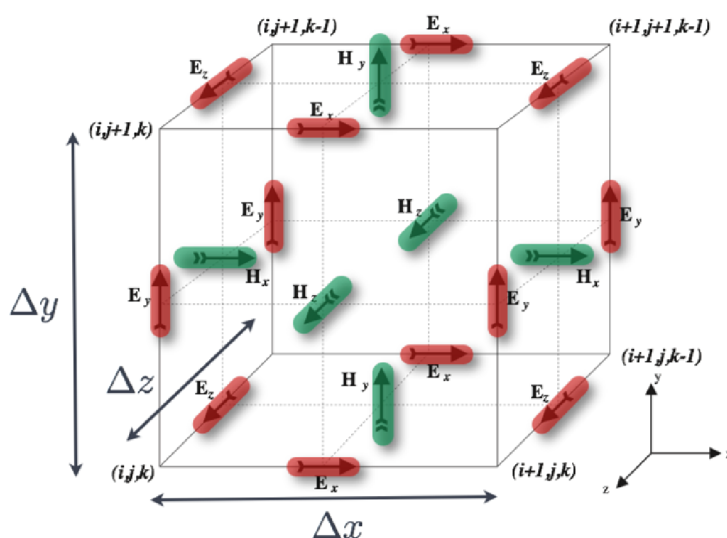
Při modelování elektromagnetických polí je důležité zvolit vhodnou numerickou metodu a algoritmus pro řešení Maxwellových rovnic ((2.1)-(2.4)), které popisují chování elektromagnetických polí v různých prostředích a podmínkách. Existuje řada

přístupů a metod a každá z nich má své výhody a nevýhody. Standardně volba vhodné metody závisí čistě na konkrétním problému a požadované přesnosti. Obecně problematiku modelování elektromagnetických vln zařazujeme do oboru výpočetního elektromagnetismu - CEM (Computational ElectroMagnetics). Tento obor se zaměřuje na vývoj a implementaci numerických algoritmů pro řešení Maxwellových rovnic. CEM má široké spektrum aplikací, včetně návrhu antén, mikrovlnných zařízení, optických komunikací, radarových systémů, elektromagnetické kompatibility a mnoha dalších. Použití výpočetních metod je v dnešní době běžná součást experimentálního i teoretického výzkumu a skrze testování počítačových modelů je nám umožněno detailnější pochopení chování elektromagnetických polí v různých materiálech a prostředích, což může být klíčové pro experimentální ověření zkoumaného jevu. V této části se zaměříme na neznámější metody numerického řešení rovnic pro elektromagnetické pole.

### 2.3.1 FDTD

Kane S. Yee poprvé představil metodu FDTD (Finite differences Time Domain) v roce 1966 a v dnešní době se již jedná o jednu z nezákladnějších metod v elektromagnetismu, která nalézá široké uplatnění v různých oborech.

Princip FDTD metody spočívá v definování Maxwellových rovnic pomocí jejich diskretizace v čase a prostoru. Touto diskretizací vznikne tzv. diskretizační síť. Buňky prostorové sítě označujeme jako Yeeho buňky a jsou zobrazené na obrázku (2.2).



Obrázek 2.2: Standardní Yeeho buňka ve 3D, znázorněné elektrické pole (červeně), magnetické pole (zeleně) převzato od C. Warren a A. Giannopoulos (2014-2015) [26].

Obecně lze algoritmus shrnout následujícími kroky [19]:

1. Nahradíme všechny derivace v Ampérově a Faradayově zákoně konečnými diferenciemi. Diskretizujeme prostor a čas tak, aby elektrická a magnetická pole tvořili tzv. střídavou síťku.

2. Vypočteme diferenční rovnice, které nám poskytnou rovnice vyjadřující neznámé pole v budoucnu ve tvarech již známých minulých polí.
3. Posuneme se o jeden krok vpřed a vypočteme magnetické pole.
4. Posuneme se o jeden krok vpřed a vypočteme elektrické pole.
5. Budeme opakovat kroky 3 a 4 dokud nedosáhneme požadované doby trvání simulace.

Jedná se tedy o flexibilní metodu, která ovšem není dokonalá. Stejně jako u jakékoliv jiné metody konečných diferencí, šíření vlny v diskrétní mřížce neodpovídá přesně disperzním vztahům Maxwellových rovnic, ale spíše jejich aproximaci. Toto nazýváme numerickou disperzní chybou a může se rychle stát jedním z hlavních omezení na přesnosti FDTD [20].

### 2.3.2 FVM

Metoda konečných objemů (Finite Volume Method) je jednou z oblíbených efektivních numerických metod používaných nejčastěji v oblasti výpočetní dynamiky tekutin, od aerodynamiky a průmyslového inženýrství až po biologii a medicínu. Hlavní výhodou této metody je přesné postihnutí zákonů zachování. Její základní myšlenka spočívá v diskretizaci prostorové oblasti na konečný počet tzv. kontrolních objemů a výpočtu integrálů přes jednotlivé elementy vzniklé výpočetní sítě pro členy vystupující v dané parciální diferenciální rovnici. Integrací přes kontrolní objemy a aproximací toků mezi nimi se získají algebraické rovnice pro každý kontrolní objem. Tyto rovnice jsou obvykle lineární či nelineární v závislosti na modelovaném fyzikálním jevu [18].

### 2.3.3 FEM

Metoda konečných prvků FEM (Finite Element Method) je numerická metoda pro řešení široké škály komplexních fyzikálních jevů, zejména těch, které vykazují geometrické a materiálové nelinearity. Tyto problémy mohou být povahy strukturální, tepelné (nebo termomechanické), elektrické, magnetické, akustické či kombinací více problémů najednou. Základní princip této metody je poměrně jednoduchý a spočívá v aproximaci složitých geometrických struktur nebo fyzikálních polí pomocí jednodušších prvků (elementů), čímž se umožňuje počítat numerické řešení na diskrétní sadě vzájemně propojených bodů v tzv. "konečných prvcích". Soubor rovnic na úrovni prvků je následně řešen s cílem určit odezvu celé oblasti na konkrétní sadu okrajových podmínek [21].

Metoda konečných prvků je obvykle používána ve frekvenční oblasti, neobjevuje se tak tedy disperzní chyba jako u metody FDTD. Je také ovšem možné ji použít jako součást algoritmu s časovým krokem, a v tomto případě je pak nutné brát ohled i na chyby související s numerickou disperzí. Další důležitou vlastností FEM je, že se jedná o metodu diskretizace objemu, což se dá považovat jak za výhodu, tak

i za určité omezení v souvislosti s užitím homogenních materiálů. Znamená to také, že FEM vyžaduje objemové síťování, které může být složitější získat ve srovnání se síťováním povrchu jako například u metody momentů popsané dále v textu [20].

### 2.3.4 MoM

Metoda momentů (MoM) je technika používaná k přibližnému řešení elektromagnetických okrajových nebo objemových integrálních rovnic ve frekvenční oblasti. Hlavní výhodou metody momentů je, že je třeba vytvořit diskretizační síť pouze na povrchu modelu, což dává této metodě velkou výpočetní výhodu oproti FDTD a FEM. Jako frekvenční metoda netrpí numerickou disperzí. Její hlavní nevýhodou je, že je především vhodná pro řešení lineárních problémů a homogenních materiálů [20].

## 2.4 Open-source nástroje pro modelování elektromagnetických vln

Pro účely této práce byl vybrán open-source nástroj gprMax, který je podrobněji popsán dále v textu. V této podkapitole se seznámíme i s dalšími nástroji, které se běžně užívají pro modelování propagace elektromagnetických vln v půdě a jiných prostředích.

### 2.4.1 OpenEMS

Mezi populární nástroje patří open-source nástroj OpenEMS, který vznikl v roce 2010 na Univerzitě Duisburg-Essen. OpenEMS řeší elektromagnetické pole podobně jako gprMax s využitím metody konečných diferencí v časové doméně. Konkrétně využívá její pokročilejší verzi a to EC-FDTD (Equivalent-Circuit FDTD). Tato metoda kombinuje klasickou metodu FDTD s koncepty ekvivalentních obvodů. Tím lze dosáhnout vyšší efektivity a přesnosti v simulacích elektromagnetických polí. Jádro nástroje je napsáno v C++ a simulace jsou definovány pomocí uživatelského rozhraní Matlab/Octave a Pythonu. Součástí je i samostatná knihovna CSXCAD, která se používá k manipulaci s geometrií používanou v FDTD simulacích. Pro usnadnění programování je také k dispozici jednoduché grafické uživatelské rozhraní AppCSXCAD, které slouží k prohlížení 3D modelů. Díky jeho vlastnostem je atraktivním nástrojem pro analýzu RF/mikrovlnných obvodů, antén, radarů, meta-materiálů a také v lékařství [22].

Podrobnější dokumentace OpenEMS je dostupná na webových stránkách projektu <https://www.openems.de/>.

## 2.4.2 Meep

Meep je další nástroj založený na metodě FDTD, který je vytvořen pro výpočet elektromagnetických polí. Vznikl jako součást výzkumu na univerzitě MIT kolem roku 2001. Podobně jako openEMS a gprMax je Meep open-source nástroj převážně napsaný v jazyce C++. Kromě toho také využívá i další programovací jazyky, například rozhraní pro ovládání simulací Meep nebo analýzu výsledků může být implementováno pomocí jazyků jako Python nebo Scheme. Meep je známý svou jednoduchostí a flexibilitou a je jedním z nejpobulárnějších nástrojů řešení Maxwellových rovnic. Uplatnění však nalézá díky svým rozsáhlým funkcím v různých odvětví fyziky, výzkumu či průmyslu včetně propagace elektromagnetických vln v půdě [23].

Podobně jako v předchozím případě je podrobná dokumentace dostupná na webových stránkách <https://meep.readthedocs.io/en/latest/>

## 2.4.3 FDTD++

FDTD++ začal jako jednoduché přepsání kódu metody FDTD s názvem jFDTD, jehož autorem je Jeffrey M. McMahon, který v tu dobu působil na Northwestern University a v Argonne National Laboratory. Následně se tento projekt vyvinul v kompletní implementaci metody FDTD od základů v programovacím jazyce C++. Z tohoto důvodu byl přejmenován na FDTD++ (FDTD v jazyce C++). FDTD++ disponuje mnoha funkcemi včetně flexibilními schopnosti geometrického modelování. Podporuje import souborů z CADu nebo síťových souborů (například tetraedrických sítí), stejně tak i specifikaci geometrií pomocí algoritmu poskytnutého uživatelem a stává se tak spolehlivým nástrojem k řešení výpočetně náročných simulací elektromagnetických polí s vysokou rychlostí a efektivitou [24].

Případný podrobný popis je opět dostupný na webových stránkách <https://www.fdtddxx.com/>.

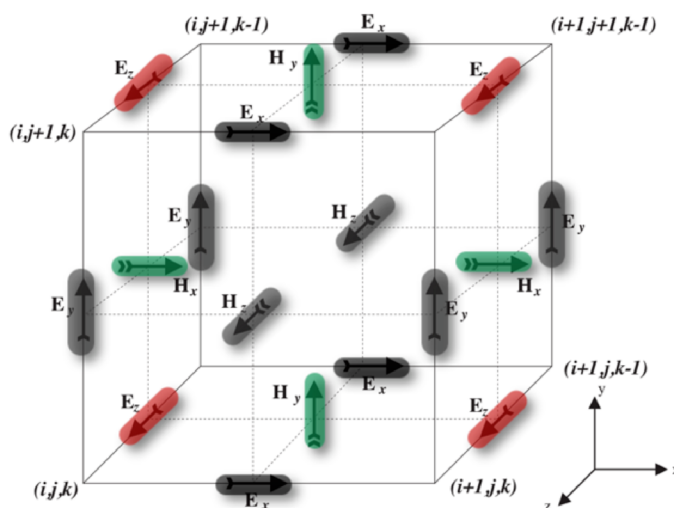
## 2.5 Modelování elektromagnetických vln pomocí nástroje gprMax

GprMax je open-source software, který simuluje propagaci elektromagnetických vln s využitím metody FDTD (Finite Differences Time Domain) neboli metody konečných diferencí (v časové oblasti). Využívá se hlavně v geofyzice, kde umožňuje simulovat šíření elektromagnetických vln při různých frekvencích v různých prostředích, materiálech či strukturách. Specificky byl tento software navržený pro numerické modelování georadarů GPR (Ground Penetrating Radars), které slouží například pro průzkum podzemních struktur, ale nalézá využití také v jiných oblastech a aplikacích. Tento software byl původně vyvinut kolem roku 1996, kdy numerické modelování bylo pouze v počátcích. V dnešní době je již rozšířeným, snadno dostupným,

flexibilním nástrojem, který si uživatel přizpůsobí dle svých potřeb. Převážně je napsán v Pythonu 3, některé jeho části jsou napsané v Cythonu. Obsahuje CPU-based solver, který je paralelizován pomocí OpenMP pro efektivní výpočty na běžných více-jádrových procesorech, zároveň obsahuje také GPU-based solver napsaný pomocí programovacího modelu NVIDIA CUDA (Compute Unified Device Architecture), který umožňuje využití výpočetní síly moderních grafických karet pro ještě rychlejší a efektivnější simulace elektromagnetických vln. Díky této podpoře je gprMax schopen optimalizovat výkon na různých hardwarových platformách a poskytovat tak uživatelům široké možnosti pro realizaci různých druhů simulací [25].

## 2.5.1 Základní princip modelování pomocí nástroje gprMax

Jak již bylo zmíněno v předchozí kapitole, gprMax k simulaci šíření elektromagnetických vln využívá metody FDTD, která byla popsána výše v textu. Pro účely této práce si nyní tedy stručně upřesníme řešení rovnic pro pole pomocí tohoto nástroje.



Obrázek 2.3: Yeeho buňka ve 2D TMz modelu, znázorněné elektrické pole (červeně), magnetické pole (zeleně), vynulované elektrické a magnetické komponenty ve 2D transverzálně magnetickém módu ve směru  $z$  (černá), převzato od C. Warren a A. Giannopoulos (2014-2015) [26].

GprMax umožňuje provádět 2D a 3D simulace, specificky ve 3D je využíváno FDTD metody v TEM - transverzálně elektromagnetickém režimu (Yeeho buňka zobrazena na obrázku 2.2) a 2D simulace tvoří úpravou výpočetního pole, a to tak, že má pouze jednu buňku v jednom směru, který je považován za nekonečný. Pokud si tuto skutečnost představíme na 3D Yeeho buňce (viz. obrázek 2.3), software bude pokládat  $z$ -komponenty elektrického pole za nulové, tím dojde k vytvoření ideálního vodiče ve směru  $z$ . Zbývající elektrické komponenty tvoří 2D model v tzv. TMz - transverzálně magnetickém módu (ve směru  $z$ ) [25].



Užitím této metody dostáváme ve 3D šest parciálních diferenciálních rovnic, které jsou diskretizovány v prostoru i čase a jejichž numerické řešení získáváme přímo v časové oblasti iterativním způsobem [26]. V případě 2D TMz režimu se redukuje na odpovídající 2D formu dané následujícími vztahy [26]:

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_{Sz} - \sigma E_z \right), \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( -\frac{\partial E_z}{\partial y} - M_{Sx} - \sigma_* H_x \right), \quad (2.23)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( -\frac{\partial E_z}{\partial x} - M_{Sy} - \sigma_* H_y \right), \quad (2.24)$$

kde  $\sigma_*$  označují magnetické ztráty.

V naprosté většině případů numerického řešení rovnic elektromagnetického pole je nutné věnovat pozornost odchylkám pro přesné a přibližné řešení dané metody. Některé z chyb aproximace podrobně popsal i spoluautor kódu gprMax A., Giannopoulos ve své dizertační práci [28], kde zdůrazňuje, že k většině chyb dochází právě při procesu diskretizace. S ohledem na stabilitu algoritmu, je tedy důležité zaměřit se na velikost časového a prostorového kroku. Buňky musí být dostatečně malé, aby byly schopné zachytit detaily a zaručit přesné výsledky. Velikost buňky také bude ovlivňovat i typ materiálu, například materiály, které mají velkou permitivitu nebo vodivost, zkracují vlnovou délku, a budeme muset zvolit menší velikost buňky. Co se týče časových kroků, musíme je volit dostatečně malé, aby nezpůsobily nestabilitu. Pro konkrétní případ užívaný v gprMax se velikosti těchto parametrů, podobně jako v jiných případech, volí dle CFL (Courant–Fridrichs–Levyho) podmínky, zkráceně Courantovy podmínky [26]

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}}, \quad (2.25)$$

kde  $c$  je rychlost světla,  $\Delta t$  je časový krok a  $\Delta x$  prostorový krok ve směru osy  $x$ ,  $\Delta y$  prostorový krok ve směru osy  $y$ ,  $\Delta z$  prostorový krok ve směru osy  $z$ .

Pokud je tato nerovnost ze vztahu (2.25) splněna pro časový krok, budeme považovat algoritmus za stabilní. Časový krok je možné měnit z výchozí rovnosti z CFL podmínky (2.25) ve 3D na ekvivalentní hodnotu ve 2D to položením  $\Delta z \rightarrow \infty$  [26].

Pro již zmíněný prostorový krok se gprMax neřídí speciálními normami, avšak doporučuje uživateli dodržovat podmínku, že velikost diskretizačního kroku  $\Delta l$  by měla být minimálně desetkrát menší, než nejmenší vlnová délka  $\lambda$  propagujících se elektromagnetických polí, neboli [26]

$$\Delta l = \frac{\lambda}{10}. \quad (2.26)$$

Jako nejmenší vlnovou délku v modelech uvažujeme tu vlnovou délku v prostředí s nejvyšší hodnotou relativní permitivity  $\varepsilon_r$ , která je v souvislosti s vlnovou délkou ve volném prostoru  $\lambda_0$  daná vztahem [28]

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\varepsilon_r}. \quad (2.27)$$

Obvykle jsou vlnové délky v médiu daleko menší než ty ve volném prostoru [26].

GprMax užívá pravotočivý kartézský souřadnicový systém s počátkem v levém dolním rohu. Prostorové souřadnice mají rozsah od levého okraje první buňky po pravý okraj poslední buňky. Elektrické složky pole jsou tečné a magnetické složky pole jsou kolmé k rozhraním mezi buňkami. Zdrojové a výstupní body jsou definované v prostorových souřadnicích a jsou přímo převedeny na souřadnice buňky a odpovídající složky pole [26]. Skutečné pozice složek pole pro dané prostorové souřadnice  $(x, y, z)$  jsou tedy :

$$E_x \left( x + \frac{\Delta x}{2}, y, z \right), \quad (2.28)$$

$$E_y \left( x, y + \frac{\Delta y}{2}, z \right), \quad (2.29)$$

$$E_z \left( x, y, z + \frac{\Delta z}{2} \right), \quad (2.30)$$

$$H_x \left( x, y + \frac{\Delta y}{2}, z + \frac{\Delta z}{2} \right), \quad (2.31)$$

$$H_y \left( x + \frac{\Delta x}{2}, y, z + \frac{\Delta z}{2} \right), \quad (2.32)$$

$$H_z \left( x + \frac{\Delta x}{2}, y + \frac{\Delta y}{2}, z \right). \quad (2.33)$$

Jelikož numerická metoda FDTD vyžaduje pro své výpočty nekonečnou výpočetní síť, nelze tak zachovat přirozenou fyzikální interpretaci propagace elektromagnetického pole, a to že by z pravidla mělo klesat s rostoucí vzdáleností od svého zdroje. Pro simulaci volného prostoru nebo otevřených struktur je tedy nutné použít nějakou techniku absorpční vrstvy neboli ABC (Absorbing Boundary Conditon). V současné době jsou nejčastěji používány tzv. PML (Perfectly Matched Layer) vrstvy, které jsou speciálně navrženy tak, aby zabránily odrazům šířící se vlny [28]. Tuto techniku představil poprvé J. P. Berenger kolem roku 1994 [29], viz. [30].

Absorpční okrajové podmínky (ABCs) užívané v gprMax obvykle fungují bez významných umělých odrazů, pokud jsou všechny zdroje a cíle umístěny alespoň

ve vzdálenosti patnácti buněk od nich, což musí být zohledněno při navrhování velikosti výpočetní oblasti [26]. Konkrétně tento nástroj používá perfektně přizpůsobené vrstvy (PML) ABC založené na rekurentním integračním přístupu k (CFS - Complex Frequency Shifted) PML [31].

Další informace o běžných normách, které gprMax užívá a podrobnější informace o principu a struktuře kódu, včetně podrobného návodu k použití kódu, lze snadno získat na webových stránkách <https://www.gprmax.com/>.

## 2.5.2 Základní parametry modelu půdy

Dle [32] směs půdy obsahuje čtyři základní složky: vzduch, pevné částice půdy, volnou a vázanou vodu. Každá z těchto složek má odlišné dielektrické a vodivostní vlastnosti, které budou mít velký dopad na propagaci elektromagnetického signálu. Je nutné věnovat pozornost i tomu jak moc ho ovlivní překážky jako jsou například kameny, které mohou zapříčinit odraz či rozptyl vln nebo na to jak, zvýšení objemového obsahu vody v médiu v důsledku například zavlažování či deště změní jeho propagaci. Celkově lze říci, že charakteristika propagovaného signálu v půdě je závislá na typu a vlastnostech dané půdy a pro přesné měření a modelování šíření elektromagnetických vln v půdě, je nutné brát v úvahu specifické vlastnosti daného prostředí. V odborné literatuře bylo doposud navrženo několik různých modelů, které tyto vlastnosti zohledňují (podrobněji např. v [33], [34] či [35]), z nichž nejpopulárnějšími jsou modely, které berou v úvahu i faktory jako je multipathové šíření, objemový obsah vody (vlhkosti) v půdě, a nebo hloubku zahrabání [27].

V roce 1995 N. R. Peplinski a kol. [32] představil jednoduchý empirický model pro popis vztahu mezi dielektrickou konstantou půdy a objemovým obsahem vlhkosti platný pro frekvence v rozmezí od 0,3 GHz do 1,3 GHz. Tento model je založen na experimentálních datech a pozorováních a vychází z modelu, který byl již představen v roce 1985 M. C. Dobsonem a kol [36]. Model má následující tvar [32]:

$$\varepsilon_m = \varepsilon'_m - j\varepsilon''_m, \quad (2.34)$$

$$\varepsilon'_m = \left[ 1 + \frac{\rho_b}{\rho_s} (\varepsilon_s^\alpha) + m_v^{\beta'} \varepsilon_{fw}^{\alpha'} - m_v \right]^{\frac{1}{\alpha}}, \quad (2.35)$$

$$\varepsilon''_m = \left[ m_v^{\beta''} \varepsilon_{fw}^{\alpha''} \right]^{\frac{1}{\alpha}}, \quad (2.36)$$

kde  $\varepsilon_s$  je relativní komplexní dielektrická konstanta směsi půdy a vody,  $m_v$  je objemový podíl vlhkosti,  $\rho_b$  je objemová hustota půdy v gramech na krychlový centimetr,  $\rho_s$  je specifická hustota pevných částic půdy,  $\alpha = 0,65$  je empiricky určená konstanta a  $\beta'$  a  $\beta''$  jsou empiricky určené konstanty závislé na typu půdy dané vztahy

$$\beta' = 1,2748 - 0,519S - 0,152C \quad (2.37)$$

a

$$\beta'' = 1,33797 - 0,603S - 0,166C, \quad (2.38)$$

kde  $S$  a  $C$  představují hmotnostní zlomky písku a jílu v půdě splňující  $0 \leq S$  a  $C \leq 1$ .

Prvky  $\varepsilon'_{fw}$  a  $\varepsilon''_{fw}$  tvoří reálné a imaginární části relativní dielektrické konstanty volné vody, která je určena disperzní rovnicí Debyeova typu, druhý z nich je upraven tak, aby zahrnoval také člen, který zohledňuje efektivní vodivost půdní směsi

$$\varepsilon'_{fw} = \varepsilon_{w\infty} + \frac{\varepsilon_{w0} - \varepsilon_{w\infty}}{1 + (2\pi f \tau_w)^2} \quad (2.39)$$

a

$$\varepsilon''_{fw} = \frac{2\pi f \tau_w (\varepsilon_{w0} - \varepsilon_{w\infty})}{1 + (2\pi f \tau_w)^2} + \frac{\sigma_{eff}}{2\pi \varepsilon_0 f} \frac{(\rho_s - \rho_b)}{\rho_s m_v}, \quad (2.40)$$

kde  $\varepsilon_0$  je relativní permitivita volného prostoru,  $\tau_m$  je relaxační doba vody,  $f$  je frekvence,  $\varepsilon_{w0}$  je statická dielektrická konstanta pro vodu a  $\varepsilon_{w\infty}$  je vysokofrekvenční limit  $\varepsilon'_{fw}$ . Je důležité zmínit, že prvky  $\tau_w$  a  $\varepsilon_{w0}$  jsou funkcí teploty [32] jak ve své práci popsal např. [37].

Výše zmíněný model se často používá v simulacích prostředí podzemí, jako je například modelování šíření elektromagnetických vln v půdě, zejména v rámci aplikací georadarů. Proto není překvapením, že tento model půdního média nabízí i nástroj gprMax.

V gprMax má příkaz vstupního souboru následující syntaxi [38]:

```
#soil_peplinski: f1 f2 f3 f4 f5 f6 str1
```

kde f1 představuje podíl písku v půdě, f2 podíl jílu v půdě, f3 je objemová hustota půdy v  $g/cm^3$ , která odpovídá podílu váhy suché půdy a jejího objemu, tento parametr je možné experimentálně změřit například pomocí hustoměru či předpovědět hodnotu na základě předchozích znalostí o typu půdy, f4 hustota pískových částic v půdě v  $g/cm^3$  (často se v modelu uvádí jako  $2,66 g/cm^3$ , což odpovídá typické hodnotě pro mokrý křemičitý písek, který je jedním z nejběžnějších typů písku), f5 a f6 určují rozsah objemového podílu vody v půdě a str1 je identifikátor půdy.

Pro účely této práce byl použit i jiný přístup, který gprMax nabízí a to popsat určitý typ materiálu, přes příkaz [38]

```
#material: f1 f2 f3 f4 str1
```

kde f1 představuje relativní permitivitu  $\varepsilon_r$ , f2 vodivost  $\sigma$  (Siemens/metr), f3 relativní permeabilitu  $\mu_r$ , f4 označuje magnetické ztráty  $\sigma_*$  (Ohm/metr) a str1 je identifikátor materiálu.

Tento přístup umožňuje popisovat materiál na základě volby příslušných výše zmíněných parametrů a bude představovat homogenní prostředí, na rozdíl od výše zmíněného modelu půdy podle Peplinského. V této práci jsme k vytvoření modelu využili obě techniky volby prostředí pro propagaci elektromagnetické vlny. Základní přehled hodnot je zobrazen v následující tabulce 2.1.

materiál	$\varepsilon_r$	$\sigma$	$\mu_r$	$\sigma_*$
volný prostor	1	0	1	0
sladká voda	80,1	0 - 0,02	1	0
písek se saturací 0%	4,2	0,01	1	0
písek se saturací 25%	12,4	0,015	1	0
písek se saturací 40%	15,7	0,016	1	0
písek se saturací 80%	23,2	0,018	1	0
písek se saturací 100%	26,5	0,019	1	0
PVC	4	$1 \cdot 10^{-13}$	1	0
Polyuretan	5	$1 \cdot 10^{-12}$	1	0

Tabulka 2.1: Přehled parametrů užitých modelů půdy, které byly definovány ve vstupním souboru simulací v gprMax, ( $\varepsilon_r$  je relativní permitivita,  $\sigma$  vodivost,  $\mu_r$  relativní permeabilita,  $\sigma_*$  magnetické ztráty).

### 2.5.3 Nastavení simulací v nástroji gprMax

Pro výpočty následujících simulací, ať už 2D či 3D modelu jsme vybrali open-source nástroj gprMax, jehož princip je popsán v předchozí kapitole. Před samotným spuštěním simulace je třeba sepsat vstupní soubor se všemi simulačními parametry včetně specifikace parametrů půdy a zdroje signálu. Vstupní soubor je textový soubor ve formátu ASCII, který lze připravit pomocí libovolného textového editoru nebo programu pro zpracování textu.

Simulace v tomto nástroji mohou být výpočetně náročné v závislosti na velikosti modelu, počtu simulačních kroků či složitosti materiálů. Větší modely a simulace také vyžadují více paměti. Typická využitá paměť pro malý 3D senzor se pohybovala kolem 4-30 GB. Čas běhu se pohyboval v rozmezí 20 minut až 13 hodin. Výpočty pro simulaci velkého 3D senzoru byly náročné zejména na paměť, a proto bylo nutné využít virtuální organizaci MetaCentrum, která nám umožnila získat přesnější výsledky.

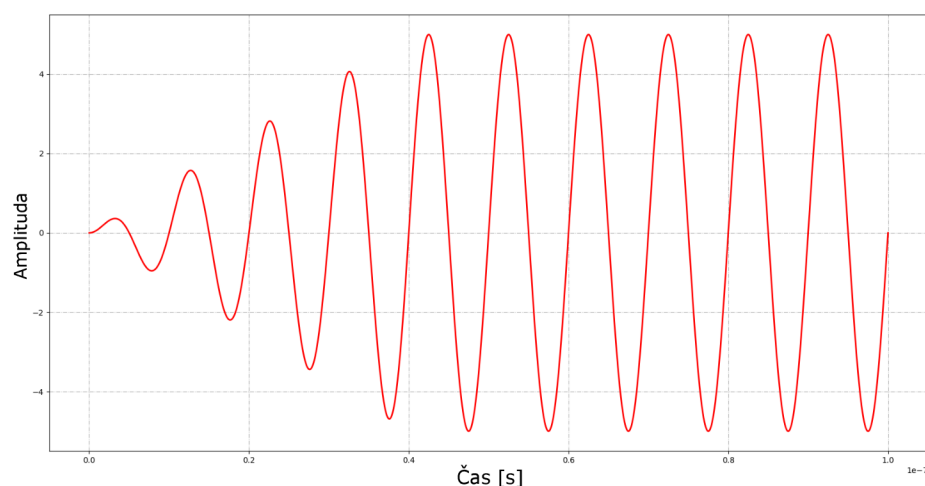
Výstupní soubor používá formát HDF5, který je široce podporován a byl navržen pro ukládání a organizaci velkých množství číselných dat. Geometrické soubory jsou uloženy ve formátu Visualization ToolKit (VTK), který je běžně používaný pro vizualizaci dat. Tyto soubory lze zobrazit pomocí různých softwarových nástrojů, jako je například open-source multi-platformová aplikace Paraview.

## 3 2D model senzoru vlhkosti

V této kapitole představíme zjednodušený 2D model senzoru vlhkosti, který nám poslouží jako referenční příklad k pochopení základních principů šíření elektromagnetických vln a jejich interakce s prostředím. V nástroji gprMax budeme provádět simulace šíření EM vln v různých prostředích s cílem analyzovat, jak změny relativní permitivity ovlivňují rychlost a vlnovou délku signálů. Vliv závislosti relativní permitivity na rychlost a vlnovou délku propagované vlny byl komentován již výše v textu pomocí vztahů (2.10) a (2.11). Pro homogenní prostředí očekáváme rovnoměrné šíření vln s předvídatelnými změnami rychlosti a vlnové délky. V heterogenním prostředí budeme sledovat, jak různé materiály a jejich rozhraní způsobují odchylky v šíření vln. Samotný 2D model jsme tedy opatřili zdrojem elektromagnetického signálu ve formě dipólu, který nám bude sloužit jako užitečná orientační aproximace vlhkového senzoru. Elektrický proudový dipól generuje primární proudovou hustotu v okolní oblasti a vytváří elektrické pole, které se šíří prostorem. Tento zdroj pak umožňuje analýzu primárních a sekundárních elektromagnetických polí, což je klíčové pro pochopení interakcí mezi EM vlnami a materiály, které tyto vlny procházejí.

### 3.1 Popis modelu

Jak jsme již diskutovali v kapitole o principu modelování pomocí nástroje gprMax, 2D simulace jsou tvořeny úpravou výpočetního pole, kdy ve směru  $z$  bude mít pouze jednu buňku a bude se v tomto směru považovat za ideální vodič. Tato skutečnost byla aplikována při vytvoření dvoudimenzionálního prostoru o rozměru výpočetní domény  $1,5 \times 1,5 \times 0,001$  m. Diskretizační krok byl zvolen jako  $0,001 \times 0,001 \times 0,001$  m a délka simulace 100 ns. Doprostřed prostoru v bodě  $[0,75; 0,75; 0]$  byl umístěn zdroj elektromagnetického signálu, s polarizací v ose  $z$  a vnitřním odporem 50 Ohmů. Při analýze byla jako tvar vstupního signálu užitá spojitá sinusová vlna s rampovou excitací, s amplitudou 5 Voltů a frekvencí 100 MHz, jak je znázorněno na obrázku (3.1). Před definicí zdrojového signálu, byly v modelu předepsány materiálové vlastnosti prostředí v podobě homogenního a heterogenního materiálu. V následující sekci budou komentovány jednotlivé výsledky pro jmenované případy. Pro všechny zmíněné výsledky budeme uvažovat simulační model s těmito parametry, kromě vlny šířící se na rozhraní.



Obrázek 3.1: Tvar vstupního signálu, spojitá sinusová vlna s rampovou excitací, s amplitudou 5 Voltů a frekvencí 100 MHz, užitý pro 2D simulace v nástroji gprMax.

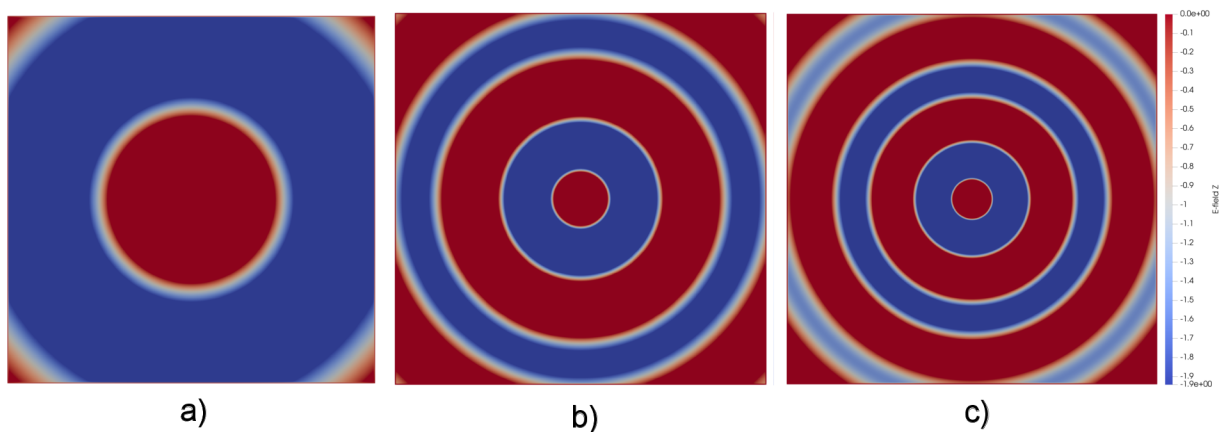
## 3.2 Výsledky

### 3.2.1 Šíření vlny homogenním prostředím

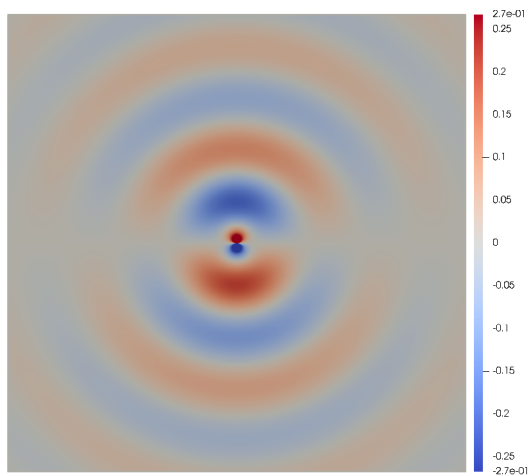
Homogenní prostředí se vyznačuje tím, že jeho vlastnosti, jako je například permittivita a permeabilita, zůstávají konstantní v celém prostoru. Tento prostředek, ať už ve formě vzduchu, vody nebo jiných materiálů, umožňuje přímé a konzistentní šíření elektromagnetických vln bez výrazných změn v jejich chování.

Pro demonstraci šíření vlny homogenním materiálem byl vybrán materiál v podobě půdy dle modelu Peplinského. Tento model byl podrobněji popsán v předchozí kapitole, včetně jeho přesných parametrů užitých v těchto simulacích v tabulce (2.1). Propagace vlny byla zkoumána při změně permittivity půdy v závislosti na jejím zvlhčení a to pro případy saturace půdy 0%, 40% a 80%. Model podle Peplinského byl také doplněn fraktálním boxem, který pomocí fraktálů umožňuje modelovat složité a opakující se vzory v geologických strukturách. Očekávané chování bude, že s rostoucí permittivitou se bude rychlost vlny zpomalovat a její vlnová délka se bude zkracovat.

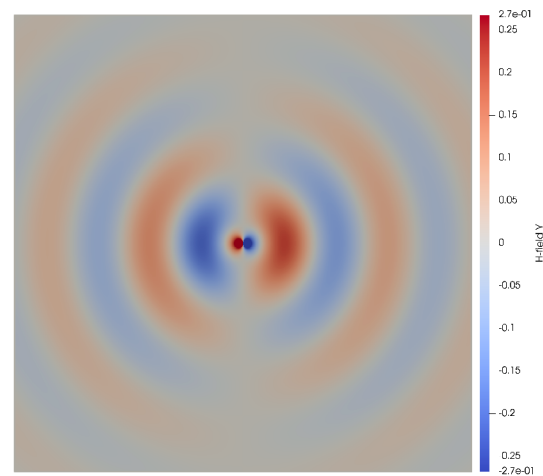
Na obrázku (3.2) lze pozorovat, že vlnová délka propagovaného signálu se opravdu s rostoucí relativní permittivitou zkracuje, největší rozdíly jsou vidět při porovnání simulace pro půdu se saturací 0% a 80%. Rychlost šíření vlny se s rostoucí permittivitou zpomaluje. Zatímco složka elektrického pole  $E_z$  je příčná vůči směru šíření vlny, složky magnetického pole  $H_x$  a  $H_y$  mají charakter vlny podélné. Magnetické složky pole lze pozorovat na obrázcích (3.3) a (3.4).



Obrázek 3.2: Porovnání elektrických polí  $E_z$  podél osy  $z$  elektromagnetické vlny generované zdrojem uprostřed simulačního prostoru, propagované v půdě dle Peplinského o různé saturaci, a) půda se saturací 0% ( $\epsilon_r = 15, 7$ ), ( $\sigma = 0,01$ ), b) půda se saturací 40% ( $\epsilon_r = 23, 2$ ), ( $\sigma = 0,01$ ), c) půda se saturací 80% ( $\epsilon_r = 26, 5$ ), ( $\sigma = 0,01$ ), v simulačním čase  $t = 45$  ns.



Obrázek 3.3: Magnetické pole  $H_x$  podél osy  $x$  elektromagnetické vlny generované zdrojem uprostřed simulačního prostoru, propagované v modelu půdy se saturací 80% ( $\epsilon_r = 26, 5$ ), ( $\sigma = 0,01$ ), v simulačním čase  $t = 45$  ns.



Obrázek 3.4: Magnetické pole  $H_y$  podél osy  $y$  elektromagnetické vlny generované zdrojem uprostřed simulačního prostoru, propagované v modelu půdy se saturací 80% ( $\epsilon_r = 26, 5$ ), ( $\sigma = 0,01$ ), v simulačním čase  $t = 45$  ns.

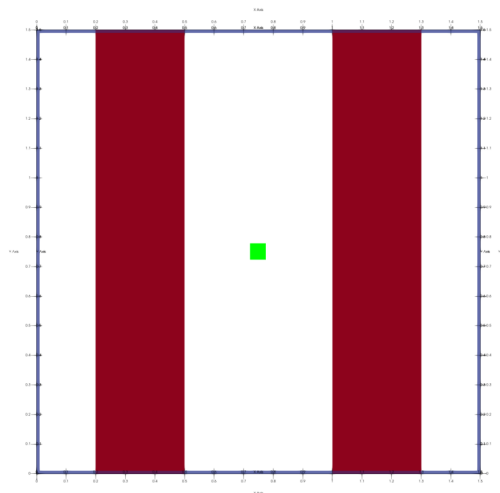


### 3.2.2 Šíření vlny na rozhraní dvou materiálů

Při modelování senzorů vlhkosti je důležité zohlednit rozdíly mezi homogenním a heterogenním prostředím. Heterogenní prostředí má na rozdíl od homogenního proměnlivé vlastnosti, což může vést k složitějšímu chování EM vln.

Pro demonstrování chování vlny na rozhraní dvou materiálů byl model popsán v úvodu kapitoly mírně upraven. Rozměry prostoru zůstaly nepozměněny, stejně tak i časový krok, zdroj signálu stále umístěn uprostřed výpočetní domény. Jako tvar signálu byla užita spojitá sinusová vlna s amplitudou 5 Voltů a frekvencí 1 GHz. Do celé části domény byl předepsán volný prostor, který byl z obou stran od středu symetricky přerušen pásem vody, širokým 30 cm a vysokým 150 cm. Model této konfigurace lze pozorovat na obrázku (3.5).

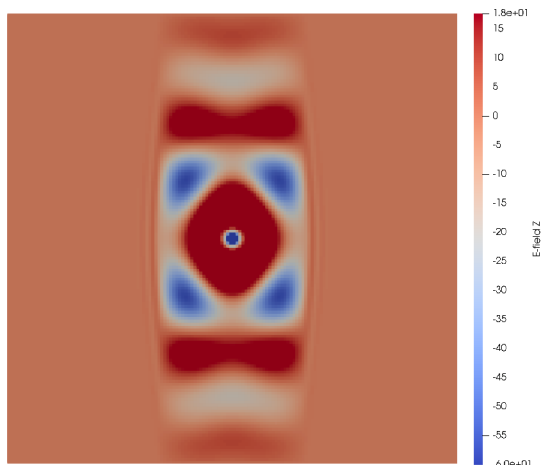
Jelikož voda má zásadně vyšší relativní permitivitu než volný prostor, budeme očekávat, že rychlost šíření vlny ve vodě povede ke zkrácení vlnové délky. Když vlna dosáhne rozhraní mezi volným prostorem a vodou, část vlny bude odražena zpět do volného prostoru a část vlny bude propuštěna do vody. Při přechodu z volného prostoru do vody bude také docházet k lomu vlny. Kombinace odražených a transmitovaných vln může vést k interferenci, což může způsobit vzory stojatých vln či podobné efekty v závislosti na geometrii a vlastnostech materiálů. Vlny mohou být díky vodivosti a absorpčním vlastnostem ve vodě více tlumeny. To znamená, že amplituda vlny se může snižovat rychleji ve vodě než ve vzduchu.



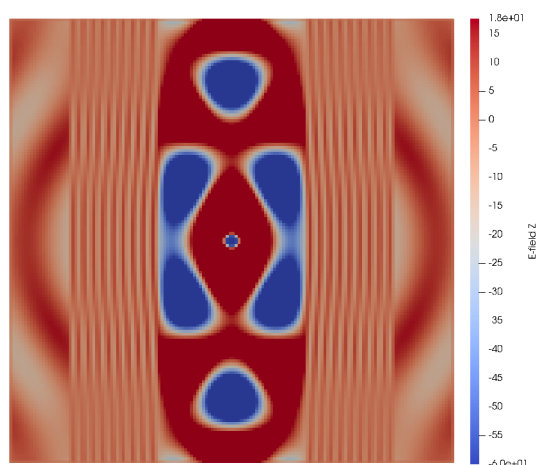
Obrázek 3.5: Znázornění geometrie 2D modelu pro demonstraci chování vlny na rozhraní volného prostoru (bílá) a vody (červená), zdroj signálu (zelená), lze pozorovat také hranici PML (modrá).

Na obrázcích (3.6) a (3.7) můžeme pozorovat simulaci průchodu elektromagnetické vlny z volného prostoru symetricky přes dvě vrstvy vody zpět do volného prostoru. Lze pozorovat výše zmíněné jevy spojené s průchodem elektromagnetické vlny skrze materiály o různé permitivitě. Jak bylo zmíněno výše, zdroj signálu je umístěn ve středu výpočetní domény a je viditelný jako bodový zdroj v centru obrázku. Pole se šíří symetricky od tohoto bodu, což poukazuje na radiální šíření

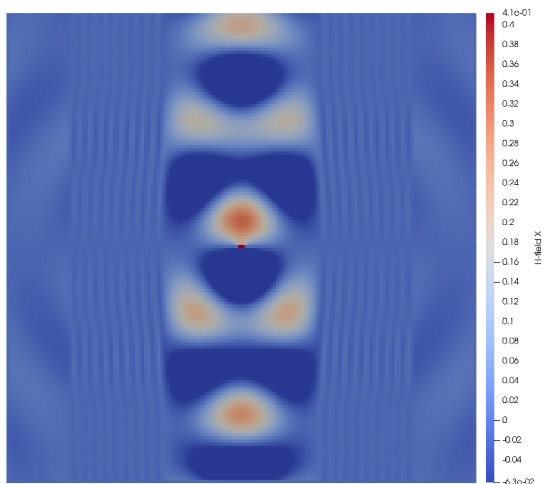
vlny od zdroje. Když vlna dosáhne rozhraní mezi volným prostorem a vodou, část vlny je odražena zpět do volného prostoru. Vlnová délka ve vodě je kratší než ve volném prostoru, vlny jsou hustší uvnitř vodních vrstev. Složky magnetického pole lze pozorovat na obrázcích (3.8) a (3.9).



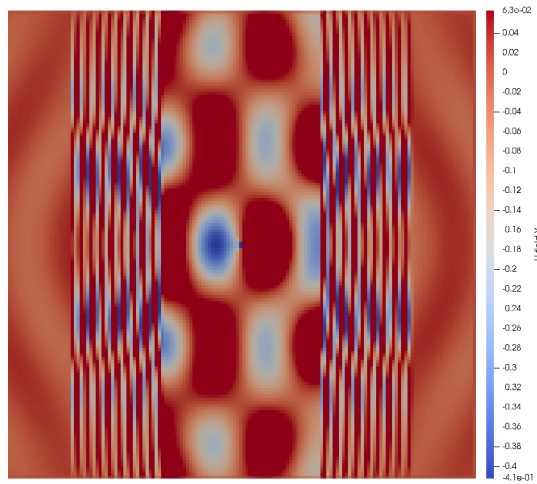
Obrázek 3.6: Elektrické pole  $E_z$  v simulačním čase  $t = 2$  ns při průchodu vlny nejprve volným prostorem, pak vodou a následně opět volným prostorem.



Obrázek 3.7: Elektrické pole  $E_z$  podél osy  $z$  v simulačním čase  $t = 39$  ns při průchodu vlny nejprve volným prostorem, pak vodou a následně opět volným prostorem.



Obrázek 3.8: Magnetické pole  $H_x$  podél osy  $x$  v simulačním čase  $t = 39$  ns při průchodu vlny nejprve volným prostorem, pak vodou a následně opět volným prostorem.



Obrázek 3.9: Magnetické pole  $H_y$  podél osy  $y$  v simulačním čase  $t = 39$  ns při průchodu vlny nejprve volným prostorem, pak vodou a následně opět volným prostorem.

## 4 3D model malého kapacitního senzoru

Většina komerčních kapacitních senzorů funguje na principu metod popsaných v úvodu této práce. Pokud však chceme měřit vlhkost média ve větších hloubkách, přechází se od běžných senzorů k senzorům v podobě dvou kruhových elektrod, které jsou následně vkládány do pažnic nějakého vrtu. Toto uspořádání nám umožní přesnější měření ve větších hloubkách. Další rozdíl od běžných kapacitních senzorů je ten, že elektrody nejsou v přímém kontaktu s médiem. Princip spočívá v přivedení vysokofrekvenčního vstupního signálu (v praxi pomocí koaxiálního kabelu) na elektrodu, v jehož důsledku mezi nimi vznikne elektromagnetické pole. Toto pole musí být dostatečně velké, aby zasahovalo do okolního média, které bude předmětem měření. Druhá elektroda slouží jako přijímač signálu. Signál, který se šíří skrze médium, je ovlivněn dielektrickými vlastnostmi tohoto média. Měření vlhkosti je založeno na změně kapacitance mezi elektrodami, která je způsobena přítomností vlhkosti v médiu (změnou dielektrické konstanty). Přijatý signál přijímačem je následně převeden do frekvenční domény a je určována rezonanční frekvence.

V této kapitole se budeme tedy věnovat malému 3D senzoru vlhkosti, založeném na tomto principu, o pracovní frekvenci 100 MHz. Predikce tohoto modelu budou následně sloužit k porovnání s výsledky měření pomocí přístroje VNA v laboratoři v následující kapitole. Model senzoru nám umožní charakterizovat citlivost vůči vlhkosti půdy a vůči jednoduchým změnám jeho uspořádání. Pro tvorbu 3D modelu bylo užito předlohy reálného senzoru, který lze vidět na obrázku (4.14).

### 4.1 Popis modelu

V nástroji gprMax byl vytvořen 3D model malého kapacitního senzoru, za účelem popisu šíření elektromagnetické vlny. Výpočetní oblast o rozměrech 0,2 x 0,2 x 0,2 m byla rozdělena na prostorovou mřížku s velikostí jednotlivých buněk 0,001 x 0,001 x 0,001 m. Velikost diskretizačního kroku by měla být volena v souladu s doporučenou podmínkou (2.26). Pro středovou frekvenci zdroje signálu 100 MHz je vlnová délka ve volném prostoru daná

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{100 \cdot 10^6} = 3\text{m}. \quad (4.1)$$

Dle vzorce (2.27) jsou vlnové délky pro různé prostředí dané hodnotami v tabulce (4.1).

materiál	$\varepsilon_r$	$\lambda$ [m]	$\Delta l$ [m]
volný prostor	1	3,00	0,300
sladká voda	80,1	0,34	0,034
písek se saturací 0%	4,2	1,46	0,146
písek se saturací 25%	12,4	0,85	0,085
písek se saturací 100%	26,5	0,58	0,058

Tabulka 4.1: Přehled vlnových délek pro užití materiály v této kapitole.  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita materiálu,  $\lambda$  je vlnová délka v materiálu s permitivitou  $\varepsilon_r$ ,  $\Delta l$  doporučený diskretizační krok pro jednotlivé vlnové délky.

Diskretizační krok  $\Delta l$  by měl být volen minimálně desetkrát menší než vlnová délka v daném prostoru dle tabulky (4.1). Krok 0,001 m byl tedy pro účely této simulace zvolen v pořádku.

Perioda  $T$  signálu pro středovou frekvenci 100 MHz je dána

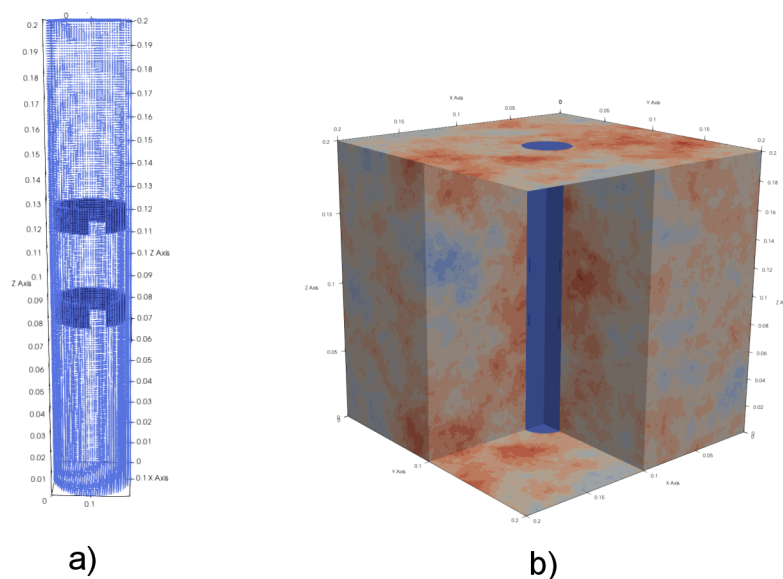
$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100 \cdot 10^6} = 10^{-8} \text{s} = 10 \text{ns}. \quad (4.2)$$

Časové okno simulace bylo zvoleno 100 ns, což odpovídá 10 periodám.

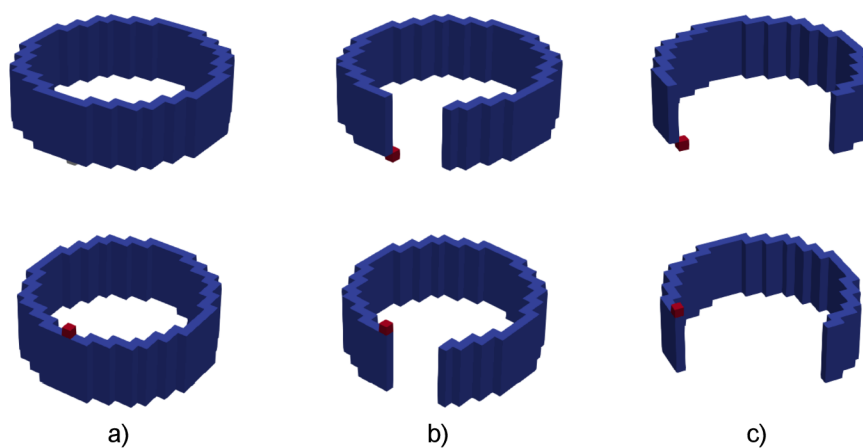
Do tohoto prostoru byl nadále vložen materiál a to v podobě homogenního materiálu jako je voda, volný prostor nebo písek o různé saturaci. Parametry materiálů a syntaxe již byla popsána výše v textu.

Jak lze vidět na obrázku (4.1), následně byl doprostřed prostoru umístěn válec reprezentující přístupovou trubku pro senzor se středem v bodě  $[0,1; 0,1; 0]$ , výškou ve směru osy  $z$  0,2 m a poloměrem 17 mm. Dovnitř válce byly umístěny dva kovové kruhové pásy senzoru vlhkosti, s vnějším poloměrem 15 mm a vnitřním poloměrem 13 mm. Šířka pásků je v základním modelu určena na 10 mm. Mezera mezi oběma pásy byla nastavena na 30 mm.

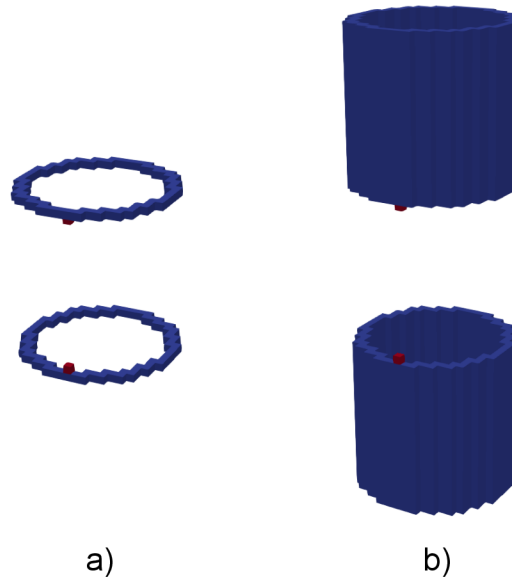
Bylo vytvořeno 7 modelů elektrod senzoru v podobě vodivých pásků, za účelem zkoumat, zda jejich přerušení, vzdálenost či šířka mají nějaký vliv na výsledky, přesnost a podobnost s provedeným experimentem. Základní model neměl pásy přerušené vůbec a ty tak tvořily celý kruh. U dalších dvou modelů, byly pásy přerušené v různých vzdálenostech, jak je znázorněno na obrázku (4.2). Model vznikl vyříznutím válcového sektoru se středovým úhlem  $30^\circ$  a  $100^\circ$  s poloměrem 17 mm z původního válcového útvaru. Poslední dvě úpravy spočívaly ve změně šířky pásků. Pásy se zkoumaly kromě základní šířky 10 mm, také pro 1,5 mm a 30 mm, jak lze pozorovat na obrázku (4.3). Vzdálenosti byly zkoumány pro 0,3 cm, základních 30 cm a 50 cm.



Obrázek 4.1: Model malého 3D kapacitního senzoru v ParaView, a) uložené kroužky z materiálu PEC (tmavá modrá) ve válci volného prostoru (světlejší modrá), b) celkový model senzoru v půdě modelu Peplinského, saturace 80%, c) kovové kroužky (tmavá modrá).

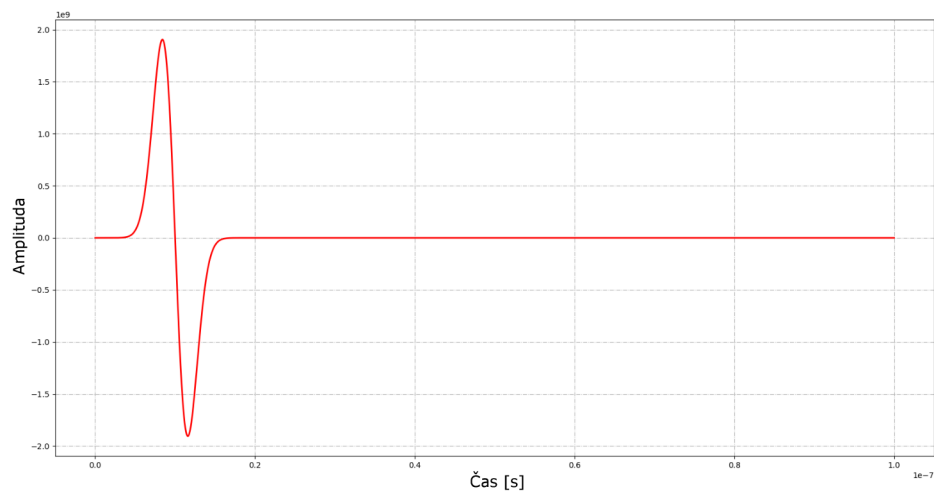


Obrázek 4.2: Ukázka geometrie kroužků z materiálu PEC malého 3D kapacitního senzoru v ParaView s přenosovou linkou napojenou na spodní elektrodu a přijímacím bodem umístěným pod vrchní elektrodou (červená), a) nepřerušené kovové kroužky (tmavá modrá), b) kovové kroužky (tmavá modrá), přerušené cylindrickým sektorem se středovým úhlem  $30^\circ$  c) kovové kroužky (tmavá modrá), přerušené cylindrickým sektorem se středovým úhlem  $100^\circ$ .



Obrázek 4.3: Ukázka geometrie kroužků z materiálu PEC malého 3D kapacitního senzoru v ParaView s přenosovou linkou napojenou na spodní elektrodu a přijímacím bodem umístěným pod vrchní elektrodou (červená), a) šířka elektrod 1,5 mm b) šířka elektrod 30 mm.

Po definování materiálu v prostoru, se v nástroji gprMax definuje tvar vstupního signálu, který pro tento model byl zvolen jako `gaussiantdot`, v nástroji gprMax tento typ představuje derivaci Gaussiánu. Amplituda je stejně jako ve 2D případě 5 Voltů a střední frekvence 100 MHz. Tvar signálu lze pozorovat na obrázku (4.4). Následně se zadefinuje zdroj výše zmíněného signálu, v tomto případě se jedná o `transmission line` s polarizací ve směru osy  $z$  a vstupní impedancí 50 Ohmů, která je umístěná v bodě  $[0,115\text{m}; 0,1\text{m}; 0,075\text{m}]$  a je přímo v kontaktu se spodním kroužkem. Časové průběhy napětí a proudů v přenosové lince jsou uloženy do výstupního souboru. Tyto parametry jsou užitečné pro výpočet charakteristik antény, jako je vstupní impedance nebo S-parametry. V neposlední řadě byl do modelu přidán přijímací bod `rx` umístěný v bodě  $[0,113\text{m}; 0,1\text{m}; 0,11425\text{m}]$ . Pro upravenou geometrii se však souřadnice zdroje a přijímacího bodu lišily.

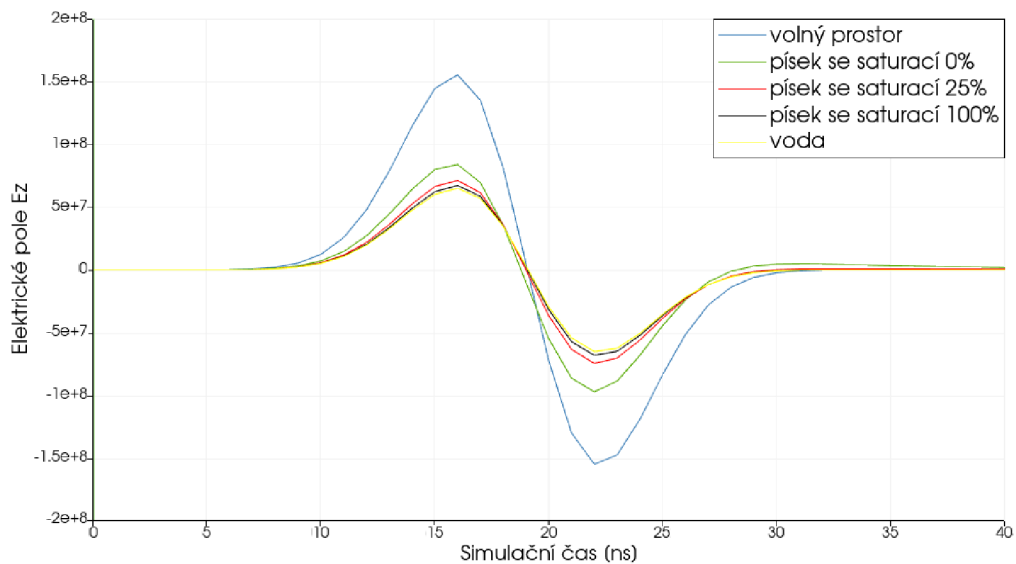


Obrázek 4.4: Tvar vstupního signálu gaussiandot, s amplitudou 5 Voltů a frekvencí 100 MHz, užitý pro 3D simulace v nástroji gprMax.

## 4.2 Výsledky

### 4.2.1 Závislost elektrického pole na míře zvlhčení

Na obrázku (4.5) můžeme pozorovat změnu průběhu elektrického pole  $E_z$  v přijímacím bodě v závislosti na změně míry zvlhčení (relativní permitivity) testovaného materiálu. Předmětem zájmu byly homogenní materiály a to volný prostor ( $\epsilon_r = 1$ ,  $\sigma = 0$ ), voda ( $\epsilon_r = 80,1$ ,  $\sigma = 0,02$ ) a písek se saturací 0% ( $\epsilon_r = 4,2$ ,  $\sigma = 0,01$ ), 25% ( $\epsilon_r = 12,4$ ,  $\sigma = 0,015$ ) a 100% ( $\epsilon_r = 26,5$ ,  $\sigma = 0,019$ ). Můžeme si povšimnout, že k vybuzení elektrického pole došlo kolem 7 ns simulačního času, amplituda nabývá svého maxima pro všechny případy v simulačním čase 16 ns a minima v čase 22 ns. Celkové ustálení nastává kolem 30 ns. Pozorujeme, že amplituda je největší pro případ volného prostoru. Následně dochází k poklesu amplitud s postupně zvyšující se saturací. Nejmenší amplituda nastává pro případ vody. Můžeme tedy konstatovat, podobně jako v kapitole od 2D modelu, že amplituda elektrického pole  $E_z$  je ovlivněna relativní permitivitou materiálu, skrze který se šíří. Vyšší relativní permitivita vede k větší absorpci elektrické energie a tedy k nižším amplitudám ve srovnání s volným prostorem s permitivitou 1.

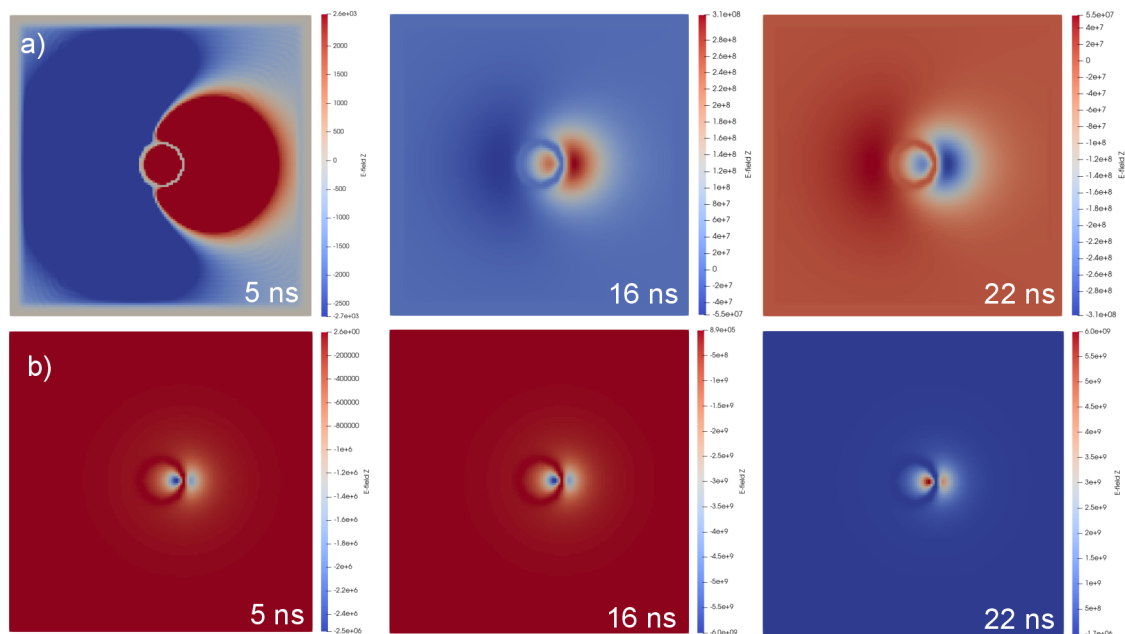


Obrázek 4.5: Vývoj elektrického pole  $E_z$  v čase v závislosti na míře zvlhčení média.

Pro demonstraci lze na obrázku (4.6) pozorovat, jak se elektrické pole  $E_z$  mění v simulačním čase ve dvou různých úrovních senzoru uloženém ve volném prostoru. Simulační časy byly zvoleny na základě výsledků z grafu (4.5) a to v počátku vybuzení pole, v jeho maximu a jeho minimu amplitudy. První oblast byla vybrána v rovině na úrovni spodní kruhové elektrody, která má na sobě umístěný zdroj signálu. Druhá oblast je pak v rovině vrchní elektrody, kde je signál přijímán přijímacím bodem. Jelikož zdroj signálu není umístěn ve středu elektrody, ale posunut na její okraj v kladné ose  $x$ , nedochází k rovnoměrnému vyzářování pole do všech stran senzoru. Tyto výsledky mohou být podnětem k vylepšení reálného senzoru a to



například implementací více zdrojů signálu umístěných symetricky kolem elektrody. Tímto způsobem by se daly případně minimalizovat oblasti s nízkou intenzitou pole a zlepšit tak i celková citlivost senzoru. Simulačně by však tato skutečnost byla v nástroji gprMax obtížná na realizaci.



Obrázek 4.6: Časový vývoj elektrického pole  $E_z$  šířeného volným prostorem ( $\epsilon_r = 1$ ,  $\sigma = 0$ ) v úrovni a) horní a b) spodní kruhové elektrody v simulačním čase 5 ns, 16 ns a 22 ns.

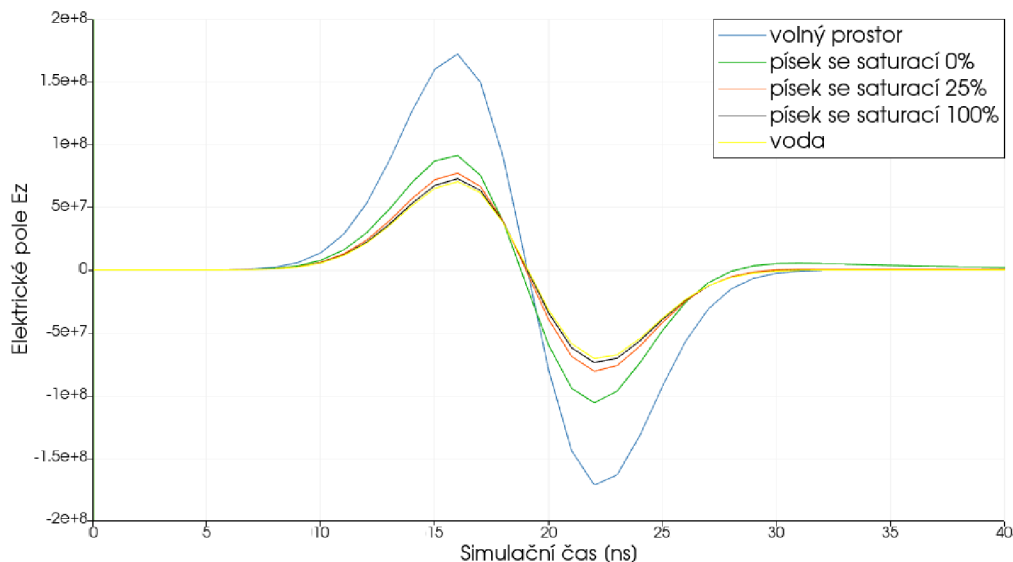
#### 4.2.2 Závislost vzhledem k úpravě geometrie vodivých pásků

Další zajímavé téma, které je možné zkoumat je jak se elektrické pole  $E_z$  změní při úpravě geometrie elektrod. V tomto ohledu je možné zvažovat několik možností konfigurace. Lze změnit například vzdálenost elektrod, šířku elektrod či jejich tloušťku. Pro účely tohoto modelu, který má sloužit jako podklad pro reálný senzor, byla však geometrie zkoumána z hlediska přerušení vodivých kruhových pásků šířky a vzdálenosti elektrod.

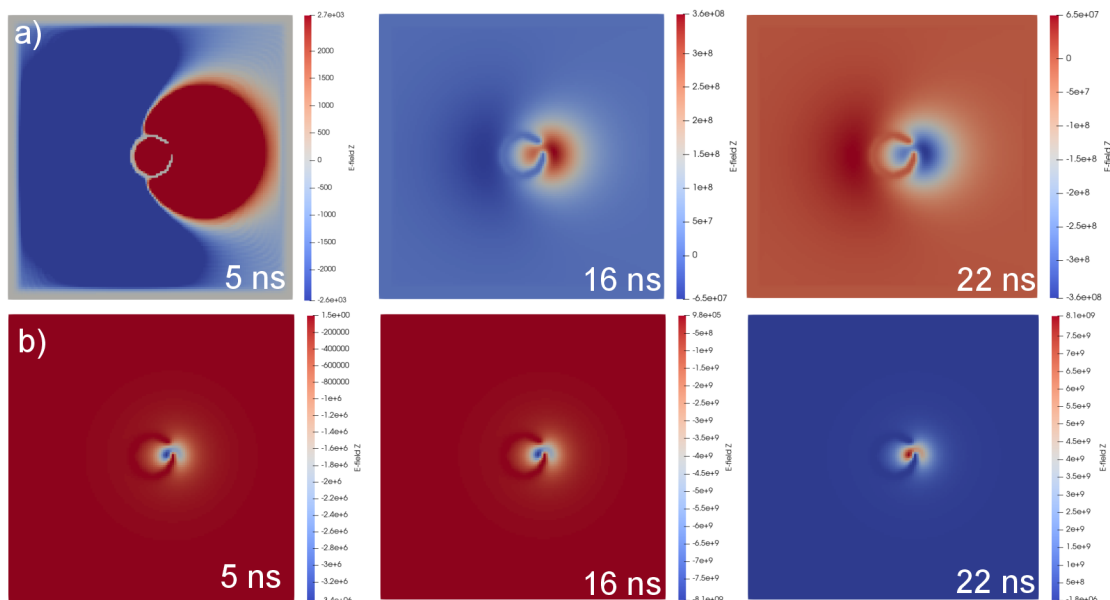
##### Přerušení kruhových elektrod

Pásky byly přerušeny výsečí o úhlech  $30^\circ$  a  $100^\circ$ , jak již bylo ilustrováno na obrázku (4.2). Na obrázku (4.7) můžeme pozorovat graf závislosti elektrického pole  $E_z$  na míře zvlhčení pro elektrody přerušené výsečí o  $30^\circ$ . Varianta pro přerušení o  $100^\circ$  lze pozorovat na obrázku (4.9). Pro oba případy lze pozorovat stejný trend z hlediska závislosti amplitudy na míře zvlhčení jako pro případ pásků nepřerušovaných na obrázku (4.5).

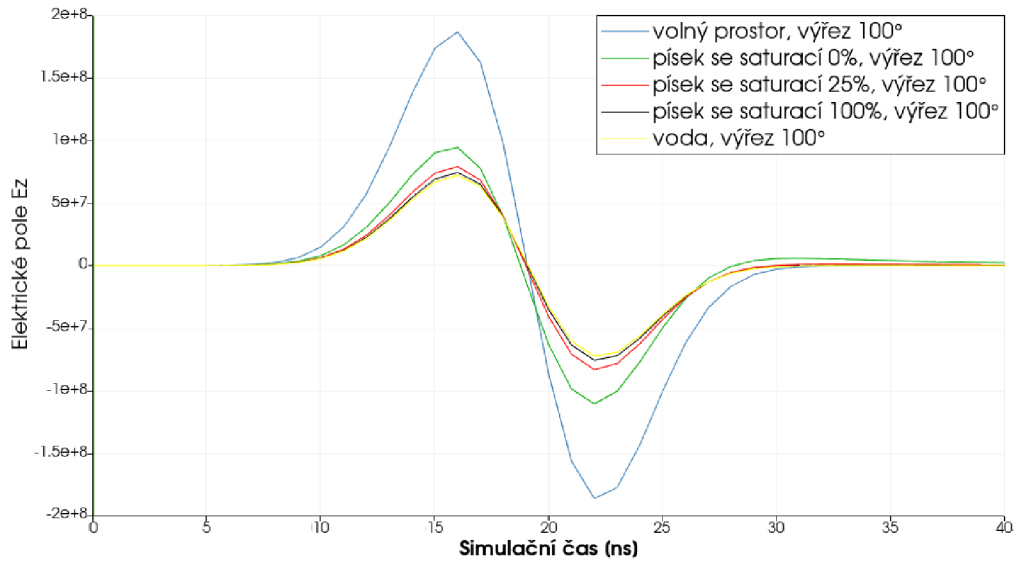
Z grafů na obrázcích (4.7) a (4.9) je již patrné, že úpravou geometrie došlo ke změně velikosti amplitudy elektrického pole  $E_z$ . Na obrázku (4.11) můžeme pozorovat, že s rostoucí mezerou roste také amplituda elektrického pole. Pro zjištění charakteristiky nárůstu by bylo třeba provést více simulací s různými úhly přerušení.



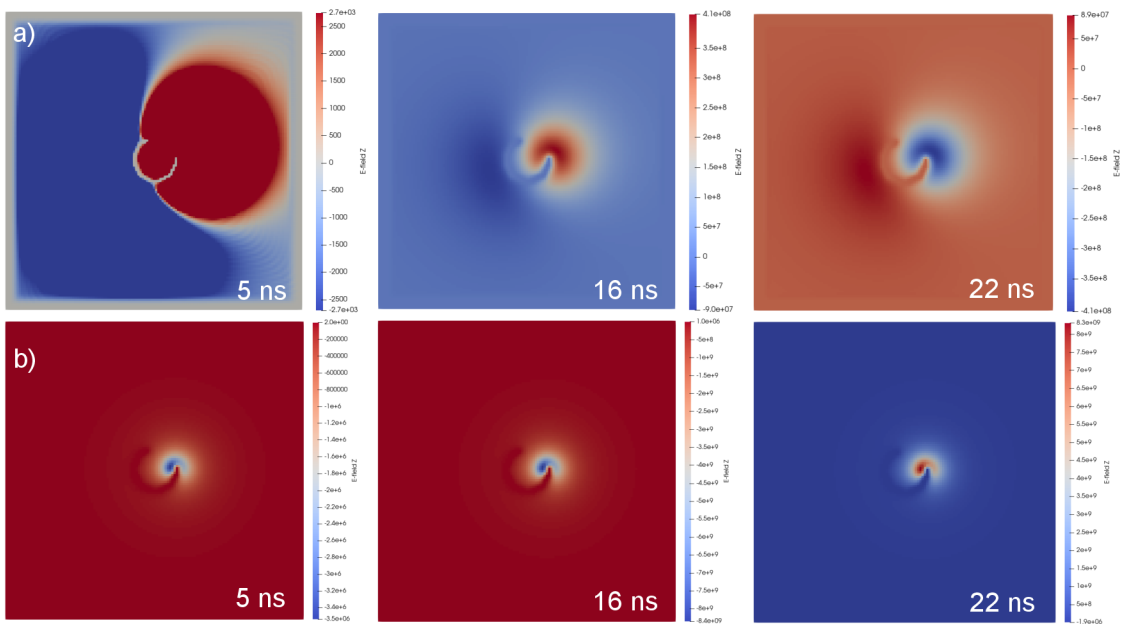
Obrázek 4.7: Vývoj elektrického pole  $E_z$  v čase v závislosti na míře zvlhčení média pro upravenou geometrii elektrod. Vodivé kruhové pásky byly přerušeny výsečí o  $30^\circ$ .



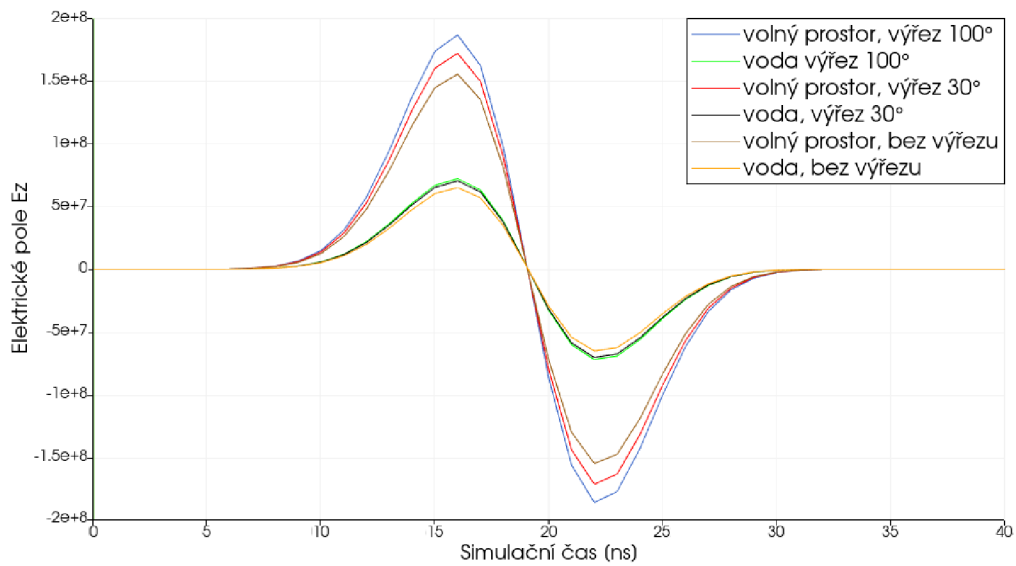
Obrázek 4.8: Časový vývoj elektrického pole  $E_z$  šířeného volným prostorem ( $\epsilon_r = 1$ ,  $\sigma = 0$ ) v úrovni a) horní a b) spodní kruhové elektrody přerušené výsečí o  $30^\circ$  v simulačním čase 5 ns, 16 ns a 22 ns.



Obrázek 4.9: Vývoj elektrického pole  $E_z$  v čase v závislosti na míře zvlhčení média pro upravenou geometrii elektrod. Vodivé kruhové pásy byly přerušeny výsečí o  $100^\circ$ .



Obrázek 4.10: Časový vývoj elektrického pole  $E_z$  šířeného volným prostorem ( $\epsilon_r = 1$ ,  $\sigma = 0$ ) v úrovni a) horní a b) spodní kruhové elektrody přerušené výsečí o  $100^\circ$  v simulačním čase 5 ns, 16 ns a 22 ns.



Obrázek 4.11: Porovnání amplitud elektrického pole  $E_z$  pro úpravu geometrie pásků vyříznutím výseče o úhlu  $30^\circ$  a  $100^\circ$ . Porovná pro užitý materiál -voda a volný prostor.

Na obrázcích (4.8) a (4.10) můžeme pozorovat změnu vývoje elektrického pole  $E_z$  v čase, které se šíří ve volném prostoru. Změna byla opět sledována pro dvě úrovně umístění elektrod. Sledujeme podobné jevy jako na obrázku (4.6), pole se však dále deformuje vlivem výřezu.

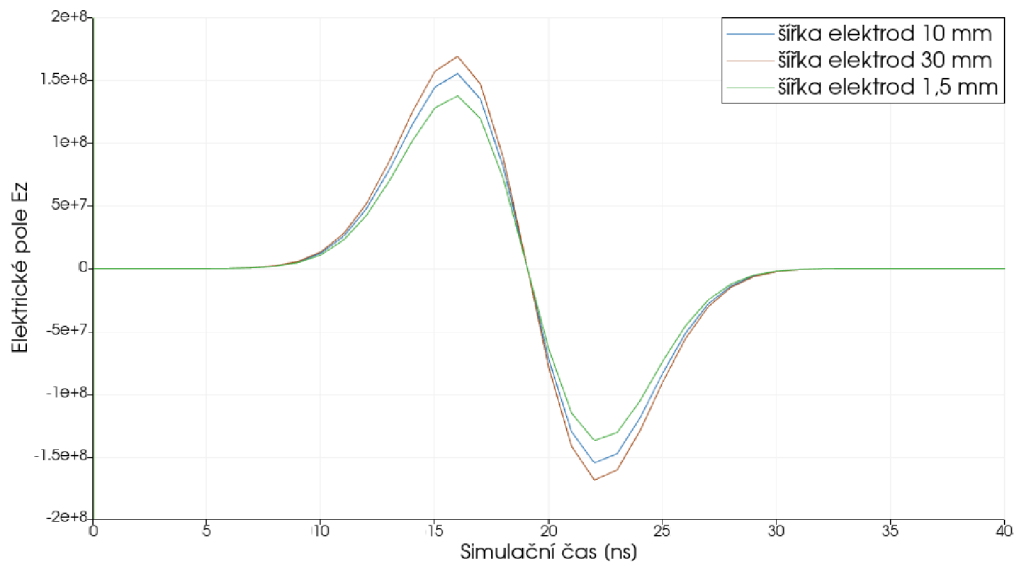
### Šířka a vzdálenost kruhových elektrod

V poslední části této kapitoly budeme komentovat, zda šířka kruhových elektrod bude mít nějaký vliv na generované elektrické pole  $E_z$ . Byly zkoumány tři případy pro šířku pásků. První základní rozměr pásku, užitý pro všechny části modelování malého 3D senzoru, vychází z předlohy reálného senzoru, který má šířku elektrod přibližně 1 cm. Ačkoli se tento rozměr schoduje s reálnou předlohou, nabízí se otázka, zda je tento rozměr optimální. Jelikož kruhové elektrody fungují na principu kondenzátoru, bude jeho kapacita přímo úměrná ploše těchto elektrod. Z této úvahy plyne, že pokud zvětšíme plochu pásků, zvětšíme teoreticky i citlivost kapacitního senzoru na změny okolního prostředí. Pro zmenšení šířky pásky se očekává opačný efekt.

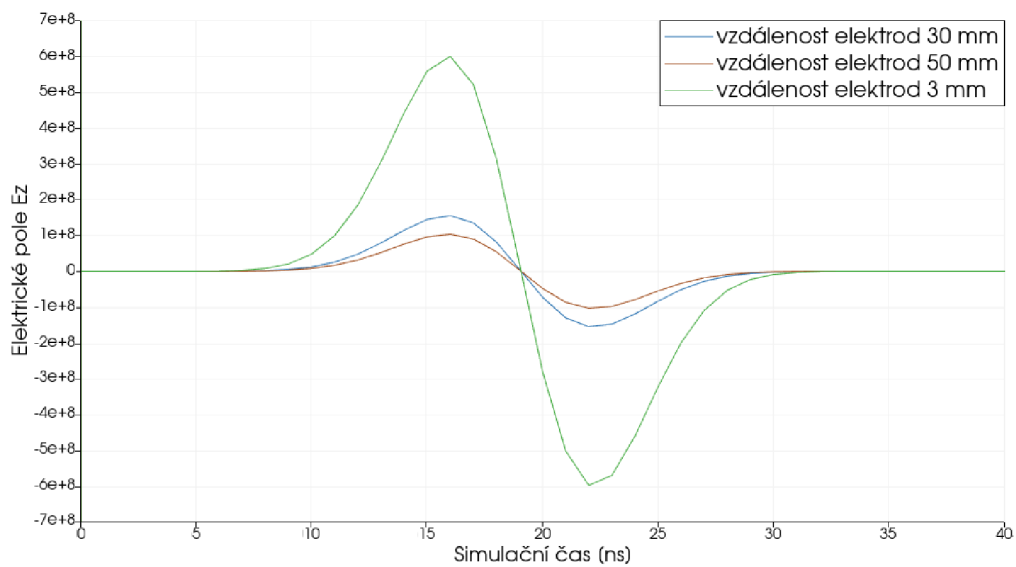
Na obrázku (4.12) lze pozorovat, že amplituda elektrického pole  $E_z$  je nejvyšší pro případ nejširších pásků a to o šířce 30 mm. Nejnižší pro elektrodu širokou 1,5 mm. Lze tedy potvrdit, že očekávané chování bylo simulací potvrzeno.

Dále by je vhodné zkoumat elektrické pole i v závislosti na vzdálenosti elektrod. Kapacita kondenzátoru je totiž nepřímo úměrná vzdálenosti elektrod, menší vzdálenost by tak měla zajistit přesnější detekci změn okolního materiálu. Elektrody by však neměly být příliš blízko, aby nedošlo k nežádoucímu šumu. Bylo provedeno kontrolní simulace pro vzdálenost elektrod 3 mm, 30 mm a 50 mm. Výsledky na obrázku (4.13) naznačují, že pro optimálnější a přesnější výsledky by stálo za zvážení

senzor upravit na kratší vzdálenost elektrod, jelikož pro elektrody vzdálené pouze o 3 mm došlo k několikanásobnému zvýšení amplitudy elektrického pole  $E_z$  oproti vzdálenosti 50 mm.



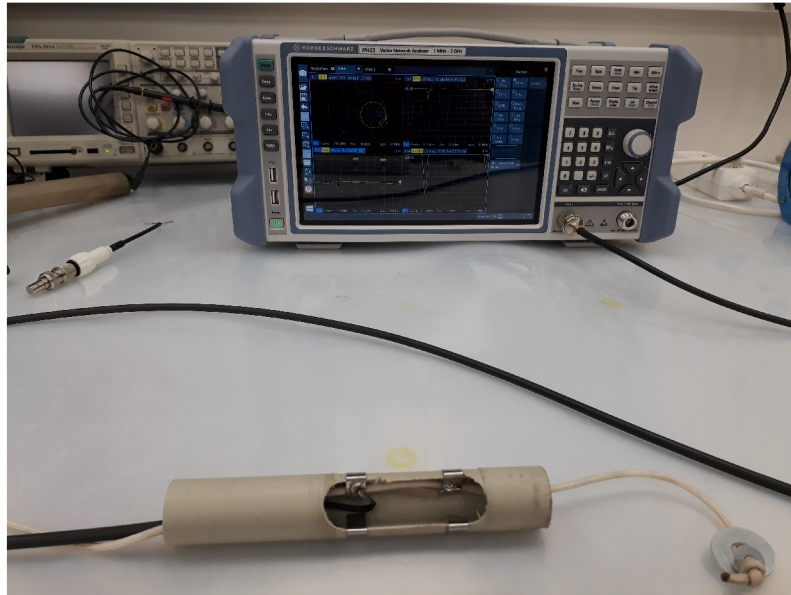
Obrázek 4.12: Časový vývoj elektrického pole  $E_z$  šířícího se volným prostorem pro upravenou šířku elektrod.



Obrázek 4.13: Časový vývoj elektrického pole  $E_z$  šířícího se volným prostorem pro upravenou vzdálenost elektrod.

### 4.3 Porovnání simulace a měření pomocí VNA

Jedním z hlavních motivů tvorby modelu malého kapacitního senzoru zmíněného v předchozí kapitole bylo vytvoření simulační předlohy reálného senzoru, který se nachází na obrázku (4.14). Senzor má stejnou geometrii jako základní 3D model, kovové elektrody netvoří plný kruh a jsou přerušené podobně jako model z obrázku (4.2c) výsečí se středovým úhlem  $100^\circ$ .



Obrázek 4.14: Kapacitní senzor napojený k přístroji VNA

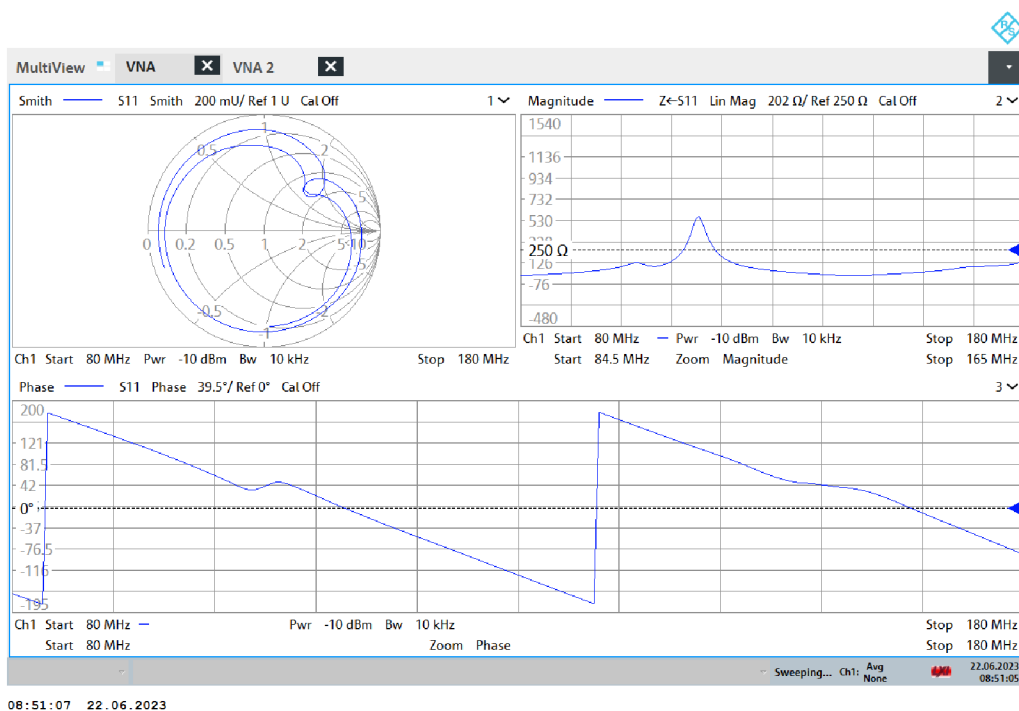
Středem je vedený koaxiální kabel o impedanci 50 Ohmů se zdrojem signálu o středové frekvenci 100 MHz, který je jedním koncem připojen k přístroji VNA a druhým je napojen na elektrodu senzoru. Signál se šíří z vysílací elektrody skrze médium směrem k přijímací elektrodě. Přijímací elektroda je připojena ke stínění koaxiálního kabelu a následně je veden zpět do VNA. Když se signál vrací zpět do VNA, dochází k interferenci mezi vysílaným a přijímaným signálem. Tato interferenční závisí na změnách dielektrických vlastností prostředí, které způsobují posuny fáze a změny amplitudy signálu. Přístroj VNA následně analyzuje tyto změny a poskytne nám tak komplexní data o velikosti a fázi signálu, na základě kterých se vyhodnotí vlhkost měřeného materiálu. Měření probíhalo vsunutím senzoru do válce, který byl prázdný nebo naplněný vodou či pískem o saturaci 0%, 25%, 50%, 75% a 100% jak lze pozorovat na obrázku (4.15).

Na obrázku (4.16) můžeme vidět obrazovku VNA s výstupem pro měření písku o saturaci 100%. Výstup zobrazuje parametr  $S_{11}$  v podobě Smithova diagramu a magnitudu a fázi daného signálu. Pro různé prostředí byly výsledky z VNA zpracovány do několika společných grafů. Pro nás zajímavé výsledky pro fázi a magnitudu můžeme pozorovat na obrázcích (4.17) a (4.18). Lze pozorovat, že v souvislosti s mírou zvlhčení materiálu dochází k rozfázování. V grafu pro závislost frekvence na

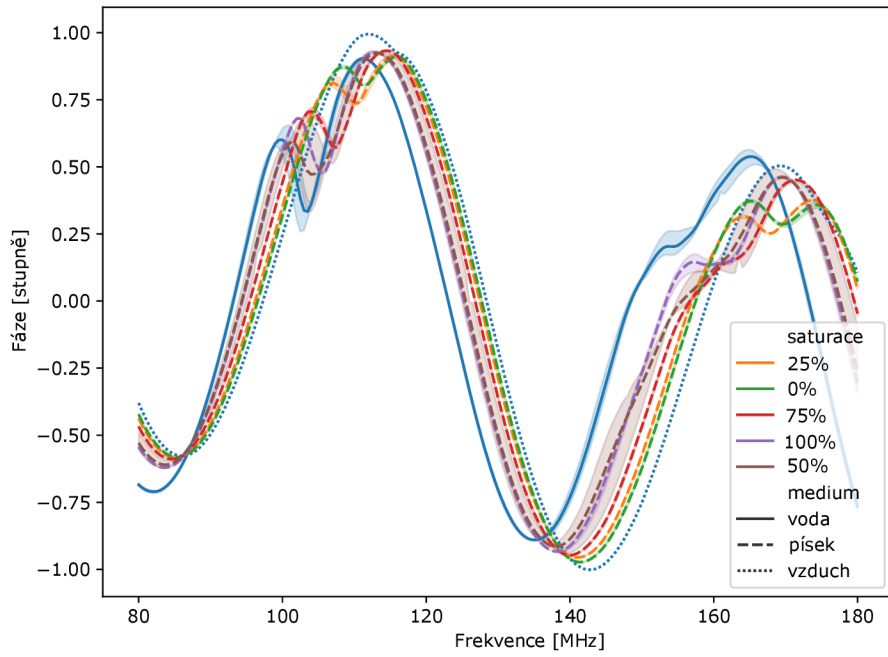
magnitudě můžeme pozorovat v rozmezí 100-120 MHz rezonanční frekvenci, která je opět ovlivněná mírou zvlhčení měřeného média.



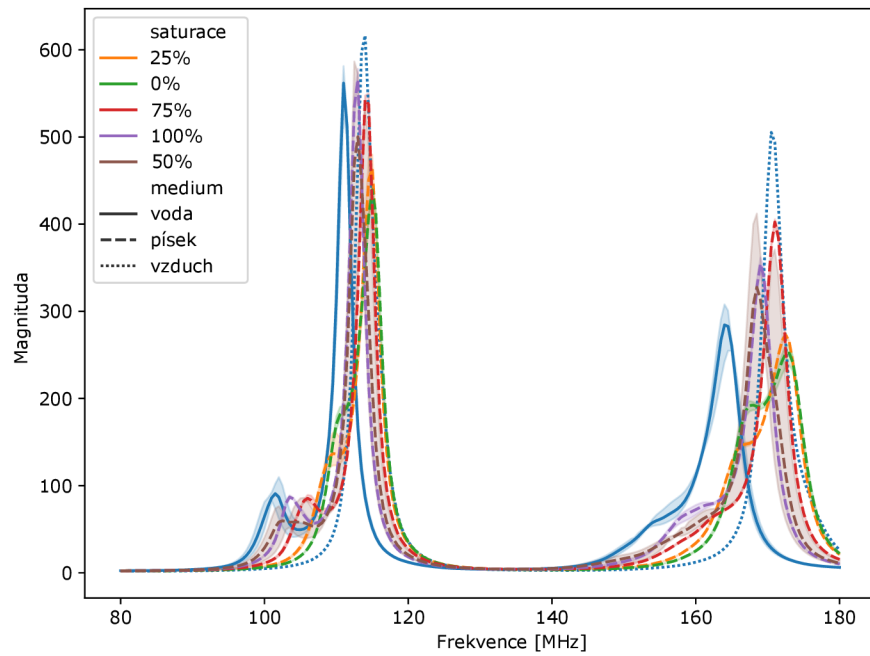
Obrázek 4.15: Ukázka zapojení senzoru a měřící aparatury pro získání výsledků měření.



Obrázek 4.16: Příklad obrazovky přístroje VNA pro měření písku se saturací 100%. Na obrázku lze pozorovat Smithův diagram, magnitudu a fázi.



Obrázek 4.17: Výsledky měření pro fázi signálu



Obrázek 4.18: Výsledky měření pro magnitudu signálu



Pro kvalitní porovnání predikce modelu a měření, by grafy závislosti elektrického pole  $E_z$  musely být z časové oblasti převedeny do frekvenční oblasti. V ideálním případě by se na výše uvedené grafy aplikovala nějaká forma Fourierovy transformace a následně by se porovnávaly s měřením. Tento přístup vzhledem na zpracování průběhů elektrického pole pomocí Paraview však nebyl realizovatelný. Dalším přístupem bylo porovnávat parametry antény, které nabízí nástroj gprMax, konkrétně pro užití zdroje signálu v podobě `transmission line`. V tomto případě nástroj zpracovává vstupní a výstupní proudy a napětí a následně tvoří grafy v podobě parametru `s11`, `s21`, vstupní impedance, magnitudy a fáze. Všechny tyto grafy, již zpracovává ve frekvenční doméně. Tento přístup se již více shoduje s principem měření pomocí VNA. I přes velké úsilí a úpravu kódu v nástroji gprMax se nepodařilo dosáhnout žádného kvalitního porovnání predikce modelu a měření. Důvod tohoto neúspěchu není zcela zřejmý. Pravděpodobně se jedná o problémy spojené s návrhem geometrie senzoru nebo funkcí `transmission line` v nástroji gprMax. Další zkoumání by zřejmě vyžadovalo extenzivní analýzu a úpravu zdrojového kódu nástroje gprMax, na které bohužel již v této práci nezbyl čas. Je to však podmětem dalšího zkoumání v této oblasti. Dalším závěrem může být, že nástroj není pro tento typ problematiky zcela vhodný a bylo by na místě užít například jiné metody, popsané výše v textu.

## 5 3D model velkého kapacitního senzoru

V poslední části této práce se zaměříme na tvorbu 3D modelu velkého kapacitního senzoru, jehož konstrukce a princip fungování vycházejí z dříve popsaného malého 3D modelu. Tento model je upraven velikostí i uspořádáním, aby byl schopen efektivně fungovat v náročnějších podmínkách. Tyto změny zahrnují přidání kovové trubky do středu senzoru, která se užívá pro manipulaci a ukládání senzoru do velkých hloubek v podzemí. Dále byl model doplněn o trubku z PVC, která chrání vnitřní citlivé části senzoru před vnějšími vlivy, což prodlužuje životnost senzoru a zajišťuje jeho spolehlivý provoz i v náročných podmínkách.

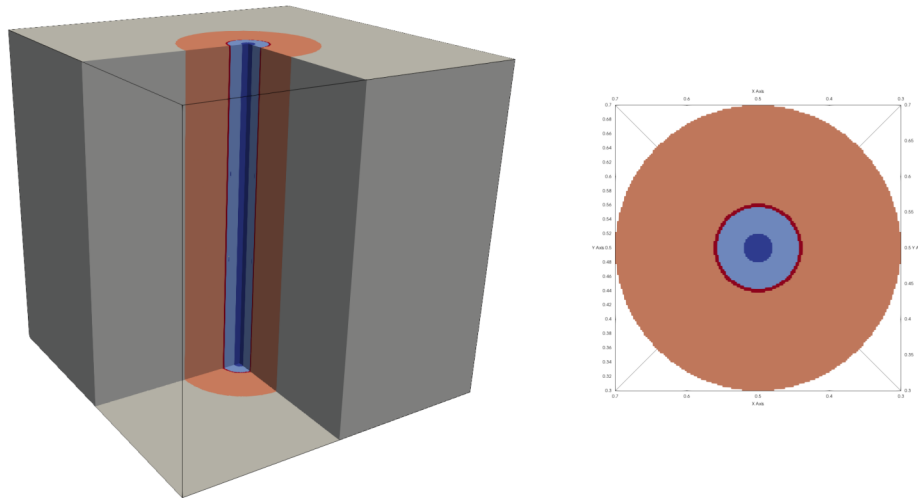
Důležitou úpravou je přidání výplně z polyuretanu. V našem modelu je polyuretan aplikován v různých tloušťkách kolem senzoru, což nám umožňuje studovat, jak vzdálenost a tloušťka tohoto materiálu ovlivňuje citlivost senzoru. Experimentování s různými tloušťkami polyuretanu nám pomůže zkoumat, jak může být senzor optimalizován pro různé aplikace, kde je třeba detekovat změny kapacitních vlastností v závislosti na vzdálenosti.

### 5.1 Popis modelu

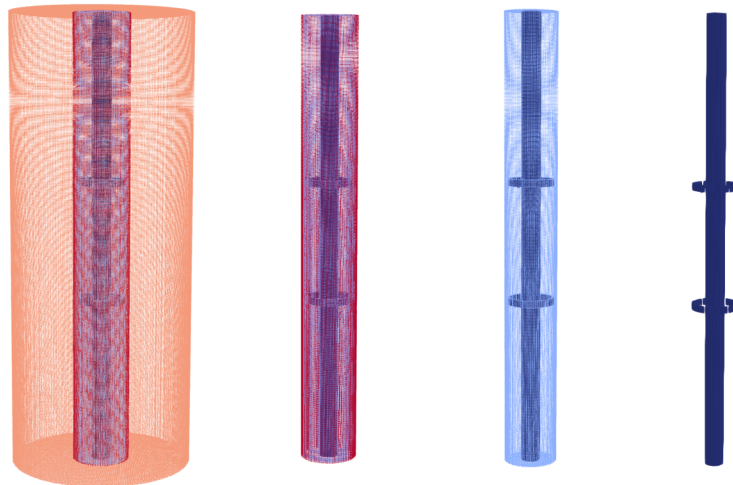
V nástroji gprMax byl vytvořen upravený 3D model senzoru. Výpočetní oblast byla zvolena jako  $1 \times 1 \times 1$  m. Diskretizační krok  $0,0025 \times 0,0025 \times 0,0025$  m. Časové okno 50 ns. Do prostoru byly předepsány dva druhy materiálu a to volný vzduch a voda. Parametry pro další užité materiály, jako PVC a polyuretan lze najít v tabulce (2.1). Dále byla vytvořena vrstva polyuretanu, PVC trubka a do ní umístěna výplň volným prostorem. Pro všechny případy této geometrie se jednalo o válec se středem v  $[0,5\text{m}; 0,5\text{m}; 0\text{m}]$  a výškou 1 m. Poloměr polyuretanového válce byl zkoumán pro tři případy a to 15 cm, 20 cm a 25 cm. Poloměr PVC trubky byl určen jako 6,2 cm a poloměr výplně volného prostoru 5,7 cm. PVC trubka tedy má tloušťku 0,5 cm. Do válce volného prostoru byly umístěny dvě elektrody o šířce 1,5 cm a vzdálenosti 25 cm. Tloušťka elektrod byla zvolena 0,2 cm. Prostředkem senzoru vede ocelový válec v podobě ideálního vodiče se středem v  $[0,5\text{m}; 0,5\text{m}; 0\text{m}]$ , výškou 1 m a poloměrem 2 cm. Ukázka geomtrie velkého senzoru lze pozorovat na obrázcích (5.1) a (5.2).

Po definování materiálu v prostoru, byl definován tvar vstupního signálu, který byl opět zvolen jako `gaussiandot` s amplitudou 5 Voltů a středovou frekvencí 100 MHz (viz. obrázek (4.4)). Následně se na spodní elektrodu přivedl zdroj signálu a to opět ve formě `transmission line` s polarizací ve směru osy  $z$  a vstupní impedancí

50 Ohmů, která je umístěná v bodě [0,524 m; 0,5m; 0,375m]. Nakonec byl do modelu přidán přijímací bod  $rx$  umístěný v bodě [0,524 m; 0,5 m; 0,624 m].



Obrázek 5.1: Model velkého 3D kapacitního senzoru v ParaView, celkový model senzoru ve volném prostoru (vlevo), volný prostor (šedá), polyuretan (oranžová), PVC (červená), výplň volného prostoru (světle modrá), kovové pásky a ocelová trubka (tmavá modrá), vrchní pohled na uspořádání geometrie válců (vpravo).

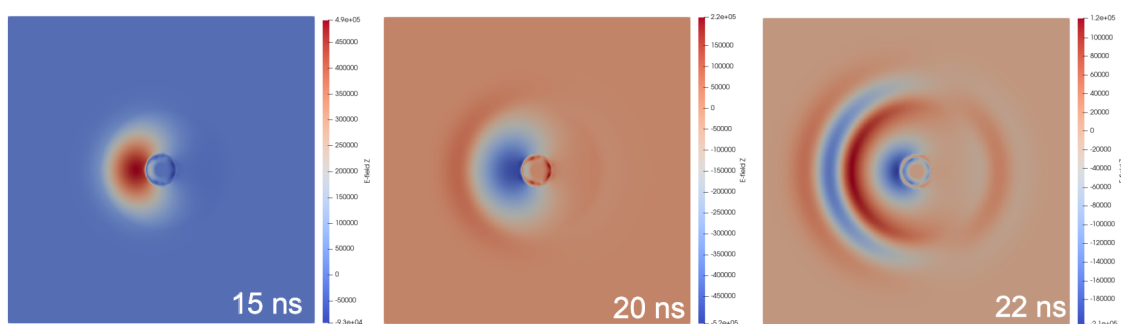


Obrázek 5.2: Demonstrace vrstev materiálu obklopující 3D kapacitní senzor, polyuretan (oranžová), PVC (červená), výplň volného prostoru (světle modrá), kovové pásky a ocelová trubka (tmavá modrá).

## 5.2 Výsledky

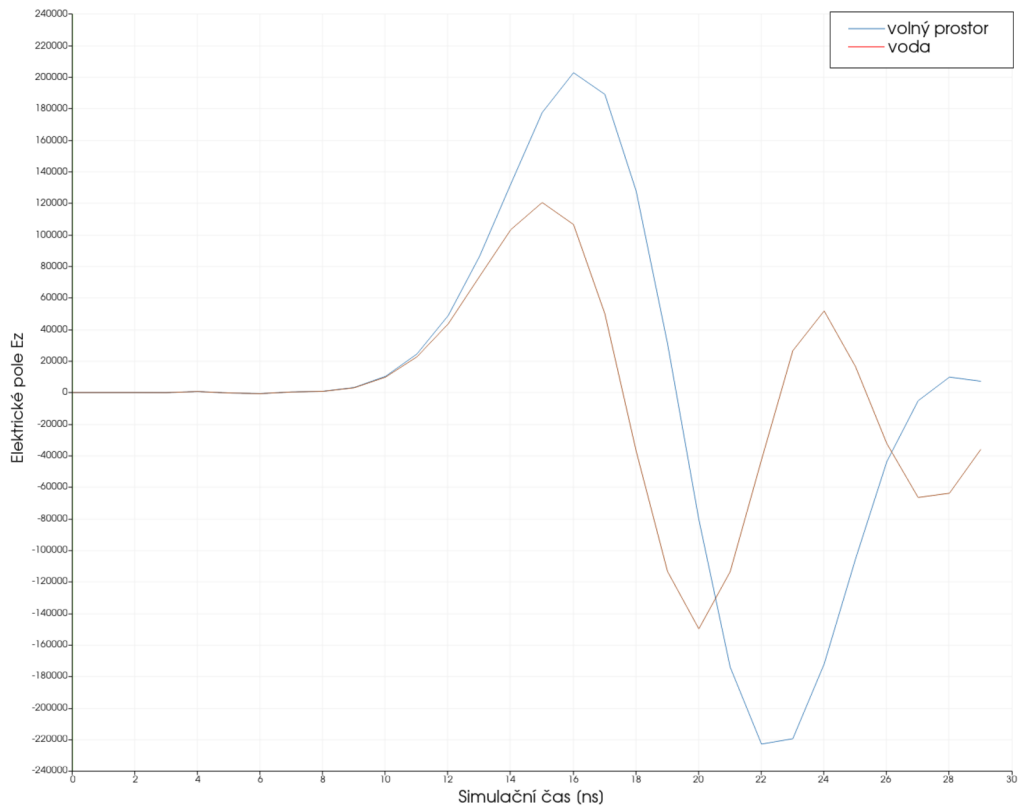
V důsledku výpočetní náročnosti a náročnosti na paměť, bylo obtížnější tyto výsledky zpracovat. Model by potřeboval také mírnou úpravu diskretizačního kroku pro přesnější reprezentaci geometrie. Pro referenci proto uvádíme pouze výsledky s materiálem v podobě volného prostoru a vody. Pro písek s různou saturací bychom však očekávali podobný trend jako u malého 3D modelu. Vliv změny tloušťky polyuretanové výplně je komentován v poslední podkapitole.

Na obrázku (5.4) můžeme pozorovat, že pro případ velkého modelu kapacitního senzoru se maxima a minima amplitud elektrického pole  $E_z$  pro různý materiál liší. Pro volný prostor je maximum v čase 16 ns a minimum v čase 22 ns, zatímco pro vodu je maximum v 15 ns a minimum v 20 ns. Tento časový posun naznačuje, že elektromagnetická vlna prochází vodou rychleji než volným prostorem. Tento jev lze mírně sledovat již na obrázku (4.9). Výsledky z VNA mají překvapivě opačný trend a s rostoucí vlhkostí se průběh vlny v čase zpomaluje. Dále vidíme pokles amplitudy ve vodě oproti volnému prostoru, není však již tak výrazný jako u výsledků v předchozí kapitole. Vlny také nejsou zcela ve fázi, k jejich rozfázování dochází, již v první periodě. Předpokládá se, že k útlumu vlny dojde kolem simulačního času 30 ns, podobně jako v předchozí kapitole. Pro potvrzení tohoto závěru by však bylo užitečné sledovat vývoj elektrického pole  $E_z$  v delším simulačním čase. To by však bylo výpočetně náročnější na zpracování.



Obrázek 5.3: Časový vývoj elektrického pole  $E_z$  velkého modelu, které se šíří vodou ( $\epsilon_r = 80,1$ ,  $\sigma = 0,02$ ), v úrovni horní elektrody v simulačním čase 15 ns, 20 ns a 22 ns.

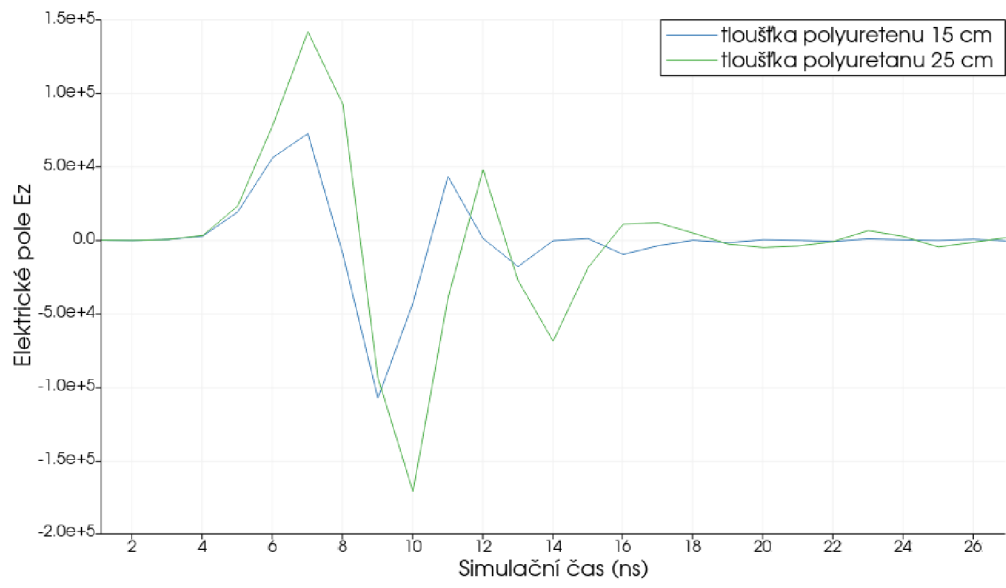
Na obrázku (5.3) můžeme vidět jak se elektrické pole  $E_z$  šíří vodou v simulačních časech 15, 20 a 22 ns. V těchto časových úsecích je jasně patrný postup vlny, přičemž lze pozorovat, že v čase 22 ns se objeví dvě periody. Tento jev je důsledkem zrychlení šíření vlny prostorem.



Obrázek 5.4: Vývoj elektrického pole  $E_z$  v čase v závislosti na míře zvlhčení média (volný prostor a voda) pro velký model kapacitního senzoru.

### 5.2.1 Vliv tloušťky polyuretanové výplně na odezvu elektrického pole

Pro představu, jak se velikost amplitudy pole  $E_z$  mění v čase, v závislosti na vzdě v různé vzdálenosti, byla kolem senzoru umístěna vrstva polyuretanu o různé tloušťce. Byly provedeny dvě simulace, s ohledem na jejich velikost výsledků, byla upravena velikost kroku oproti předchozím kapitolám. Pro interpretování představy o vývoji elektrického pole jsou tyto výsledky však dostačující. Na obrázku (5.5) lze pozorovat, že s rostoucí tloušťkou polyuretanu, roste také velikost amplitudy elektrického pole  $E_z$ .



Obrázek 5.5

## 6 Závěr

V této diplomové práci jsme se zabývali problematikou měření vlhkosti prostředí. Práce se zaměřila na tvorbu a analýzu elektromagnetických modelů kapacitních senzorů, které umožňují nekontaktní měření vlhkosti prostřednictvím detekce změn dielektrických vlastností prostředí. V úvodních kapitolách jsme se seznámili s různými metodami měření vlhkosti a získali teoretický přehled o elektromagnetickém poli a principu jeho numerického modelování.

Cílem této práce bylo vytvořit model kapacitního senzoru v nástroji gprMax a následně zkoumat, jak se jeho vlastnosti mění v závislosti na prostředí či úpravě jeho geometrie. Byly vytvořeny 3 modely kapacitního senzoru. První 2D model posloužil jako referenční model kapacitního senzoru, který byl aproximován pomocí jednoduchého dipólu. Výsledky poukazují na charakter šíření elektromagnetické vlny různým homogenním materiálem a také na jejich rozhraní. Bylo demonstrováno několik případů různého materiálu včetně modelu půdy dle Peplinského o různé saturaci. Výsledky popisují běžné a očekávané jevy spojené s šířením elektromagnetické vlny, kdy v závislosti na rostoucí permitivitě prostředí se její vlnová délka zkracovala a rychlost vlny zpomalovala či naopak.

Pro 3D model byla geometrie upravena na dvě kruhové elektrody, které mezi sebou vytvářejí elektromagnetické pole a nejsou v přímém kontaktu s médiem. Tento model byl zhotoven na základě předlohy reálného senzoru. Zde se šíření elektrického pole hodnotilo na základě několika faktorů. V první části jsme se zaměřili na porovnávání elektrického pole pro různé druhy materiálu. Testovaným médiem byla voda, písek o saturaci 0%, 25% a 100% a volný prostor. Amplituda elektrického pole byla nejvyšší pro o případ volného prostoru a nejnižší pro vodu. Tento výsledek lze odůvodnit, útlumem vlny šířící se v prostředí vody, v důsledku vysoké dielektrické konstanty (vlna zpomalí a zkrátí se její vlnové délka) oproti volnému prostoru. Dále byla závislost vybuzeného elektrického pole testována pro různé uspořádání geometrie. Byl změněn tvar kroužků, a to vyříznutím výseče o úhlech  $30^\circ$  a  $100^\circ$ , upravena šířka elektrod a vzdálenost elektrod. Pro úpravu tvaru elektrod pomocí výřezu jsme sledovali stejný trend z hlediska závislosti na míře zvlhčení. Zajímavým závěrem je, že s rostoucím úhlem výřezu, roste i amplituda elektrického pole. Pro detailnější zjištění charakteristiky nárůstu by bylo třeba však provést více simulací s různými úhly. Pro šířku a vzdálenost elektrod jsme vycházeli z úvahy, že kapacita kondenzátoru je přímo úměrná ploše elektrod a nepřímo úměrná jejich vzdálenosti. Byly provedeny 3 simulace se změnou šířky elektrod na 10 mm, 30 mm a 1,5 mm. Bylo dosaženo výsledků, že pro případ nejširších kroužků byla amplituda elektrického pole největší, což potvrzuje teorii s přímou úměrou plochy kondenzátoru. Pro

elektrody ve vzdálenosti 30 mm, 50 mm a 3 mm, byla amplituda nejvyšší pro případ 3 mm. Zde tedy stojí za zvážení, vhodně upravit senzor na základě těchto poznatků, tj. snížit vzdálenost elektrod a zvětšit jejich šířku. V neposlední řadě, simulace ukazují, že dochází k deformaci elektrického pole vzhledem k umístění zdroje signálu. Je na zvážení, zda by nebylo vhodné rozmístit zdroje signálu podél celého obvodu elektrod a vybudit tak větší a symetrické elektrické pole.

V poslední části jsme se věnovali tvorbě modelu většího kapacitního senzoru. Zde jsme došli k závěru, že pro různý materiál se, na rozdíl od předchozích případů, minima a maxima amplitud elektrického pole liší. Tento časový posun naznačuje, že pro materiály s vyšší permitivitou se vlna bude zrychlovat. Další zajímavý poznatek je, že pokles amplitudy pro vodu, již není tak signifikantní jako v případě modelu malého kapacitního senzoru. Dále zde bylo vidět značné rozfázování obou vln. V posledním případě bylo zkoumáno, jak se elektrické pole mění v závislosti na vzdálenosti vody. Kolem senzoru se umístila vrstva polyuretanu o různé tloušťce. Polyuretan svými vlastnostmi připomíná volný prostor. Výsledkem bylo, že pro tlustší poloměr polyuretanové vrstvy se amplituda zvyšovala. Z výsledků tedy plyne, že pro větší vzdálenost vody se situace blíží více výsledkům pro volný prostor, který vykazuje vyšší amplitudu.

Z výsledků plyne, že navržený reálný senzor by se mohl optimalizovat úpravou uspořádání geometrie a umístěním zdroje.



## Použitá literatura

- [1] Muñoz-Carpena, R., "Field Devices For Monitoring Soil Water Content", EDIS, University of Florida IFAS Extension, 2015, dostupné na: [http://edis.ifas.ufl.edu/ae266#FOOTNOTE\\_2](http://edis.ifas.ufl.edu/ae266#FOOTNOTE_2).
- [2] Topp, G.C., Davis, J.L., Annan, A.P., "Electromagnetic determination of soil water content: measurements in coaxial transmission lines", Water Resources, Research 16: 574–582, 1980.
- [3] Bátková, K., Matula, S., Miháliková, M., "Multimediální učebnice hydroopedologických terénních měření. 2. doplněné vydání" [on-line]. Česká verze. Česká zemědělská univerzita v Praze, dostupné na: <http://hydropedologie.agrobiologie.cz>, ISBN: 978-80-213-2434-3, 2013, [citováno 5.3.2024].
- [4] Jones, S. B., Wraith, J. M., Or, D., "Time domain reflectometry measurement principles and applications", HYDROLOGICAL PROCESSES SCIENTIFIC BRIEFING, Hydrol. Process. 16, 141–153, DOI: 10.1002/hyp.513, 2002.
- [5] Hong, W.-T., Yu, J.-D., Kim, S.Y., Lee, J.-S., "Dynamic Cone Penetrometer Incorporated with Time Domain Reflectometry (TDR) Sensors for the Evaluation of Water Contents in Sandy Soils", Sensors 2019, 19, 3841. <https://doi.org/10.3390/s19183841>.
- [6] NCD store, "Wireless IoT SDI Soil Moisture Temperature EC Transmitter", dostupné na: <https://store.ncd.io/product/wireless-iot-sdi-soil-moisture-temperature-ec-transmitter/>, [citováno 5.3.2024].
- [7] Seyfried, M., Murdock, M.D., "Response of a New Soil Water Sensor to Variable Soil, Water Content, and Temperature", Soil Sci. Soc. Am. J.. 65. 10.2136/sssaj2001.65128x, 2001.
- [8] MeterGroup, "Why TDR vs. capacitance may be missing the point", dostupné na: <https://metergroup.com/measurement-insights/why-tdr-vs-capacitance-may-be-missing-the-point/>, [citováno 5.3.2024].
- [9] Nadler, A., Lapid, Y., "An Improved capacitance sensor for in situ monitoring of soil moisture", Soil Research, 34, 361-368, 1996.

- [10] Whalley, W.R., Dean, T.J., Izzard, P., "Evaluation of the capacitance technique as a method for dynamically measuring soil water content", *Journal of Agricultural Engineering Research*, 52, 147-155, 1992.
- [11] Scantech Geoscience Ltd., "ABOUT GPR", dostupné na: <https://scantech.ie/scantech-about-gpr.html>, [citováno 5.3.2024].
- [12] Alvarez-Benedi, J., Munoz-Carpena, R. (Eds.), "Soil-Water-Solute Process Characterization: An Integrated Approach (1st ed.)", CRC Press. <https://doi.org/10.1201/9781420032086>, (2004).
- [13] MeterGroup, "Soil moisture sensors—How they work. Why some are not research grade.", dostupné na: <https://metergroup.com/measurement-insights/soil-moisture-sensors-how-they-work-why-some-are-not-research-grade/>, [citováno 5.3.2024].
- [14] Baker, G. S., Jordan, T. E., Pardy, J., "An introduction to ground penetrating radar (GPR)", *Special Papers-Geological Society of America*, 432, 1, 2007.
- [15] Steven W. Ellingson, "Loss tangent", Virginia Polytechnic Institute and State University via Virginia Tech Libraries' Open Education Initiative, dostupné na: [https://phys.libretexts.org/Bookshelves/Electricity\\_and\\_Magnetism/Electromagnetics\\_II\\_\(Ellingson\)/03%3A\\_Wave\\_Propagation\\_in\\_General\\_Media/3.05%3A\\_Loss\\_Tangent](https://phys.libretexts.org/Bookshelves/Electricity_and_Magnetism/Electromagnetics_II_(Ellingson)/03%3A_Wave_Propagation_in_General_Media/3.05%3A_Loss_Tangent), [citováno 5.3.2024].
- [16] Nestacionární elektromagnetické pole NES-a Obecné vztahy, dostupné na: [https://elmag.fel.cvut.cz/sites/default/files/users/pankrac/files/Priklady\\_V\\_nestacionarni\\_pole.pdf](https://elmag.fel.cvut.cz/sites/default/files/users/pankrac/files/Priklady_V_nestacionarni_pole.pdf), [citováno 5.3.2024]
- [17] Olhoeft, G., "Electrical, magnetic, and geometric properties that determine ground penetrating radar performance: Proceedings of GPR '98", *Seventh International Conference on Ground Penetrating Radar*, University of Kansas, p. 177–182, 1998.
- [18] Moukalled, F., Mangani, L., Darwish, M., "Introduction. In: *The Finite Volume Method in Computational Fluid Dynamics*", Fluid Mechanics and Its Applications, vol 113. Springer, Cham. [https://doi.org/10.1007/978-3-319-16874-6\\_1](https://doi.org/10.1007/978-3-319-16874-6_1), 2016.
- [19] Schneider, J.B., "Understanding the Finite-Difference Time-Domain Method", Washington State University, 2023, dostupné na: <https://eecs.wsu.edu/~schneidj/ufdtd/ufdtd.pdf>, [citováno 5.3.2024].
- [20] Maas, M.D., "Open-Source Electromagnetic Simulation: FDTD, FEM, MoM", 2023, dostupné na: <https://www.matecdev.com/posts/differences-fdtd-fem-mom.html#difference-between-fdtd-fem-and-mom>, [citováno 5.3.2024]

- [21] Dean, J., "Introduction to the Finite Element Method (FEM), Lecture 1, The Direct Stiffness Method and the Global Stiffness Matrix", University of Cambridge, Department of Materials Science and Metallurgy, dostupné na: [https://www.ccg.msm.cam.ac.uk/system/files/documents/FEMOR\\_Lecture\\_1.pdf](https://www.ccg.msm.cam.ac.uk/system/files/documents/FEMOR_Lecture_1.pdf), [citováno 5.3.2024].
- [22] Liebig, T., "OpenEMS - Open Electromagnetic Field Solver", General and Theoretical Electrical Engineering (ATE), University of Duisburg-Essen, dostupné na: <https://www.openEMS.de>, [citováno 5.3.2024].
- [23] Oskooi, A., Roundy, D., Ibanescu, M., Bermel, P., Joannopoulos, J.D., Johnson, S.G., "MEEP: A flexible free-software package for electromagnetic simulations by the FDTD method," Computer Physics Communications, Vol. 181, pp. 687-702, 2010.
- [24] McMahon, J. M., "FDTD++ (JFDTD)", dostupné na: <https://www.fdtddx.com/features>, [citováno 5.3.2024].
- [25] Warren, C., Giannopoulos, A., Giannakis I., "gprMax: Open source software to simulate electromagnetic wave propagation for Ground Penetrating Radar", Computer Physics Communications, 2016, dostupné na: (<http://dx.doi.org/10.1016/j.cpc.2016.08.020>), [citováno 5.3.2024].
- [26] Warren, C., Giannopoulos, A., "Guidance on GPR modelling", dostupné na: <https://docs.gprmax.com/en/latest/gprmodelling.html#guidance-on-gpr-modelling>, [citováno 5.3.2024].
- [27] Kataka Banaseka, F., Franklin, H., Katsriku, F. A., Abdulai, J.-D., Ekpezu, A., Wiafe, I., "Soil Medium Electromagnetic Scattering Model for the Study of Wireless Underground Sensor Networks", Wireless Communications and Mobile Computing, vol. 2021, Article ID 8842508, 11 pages, 2021, <https://doi.org/10.1155/2021/8842508>
- [28] Giannopoulos, A., "The investigation of Transmission-Line Matrix and Finite-Difference Time-Domain Methods for the Forward Problem of Ground Probing Radar", D.Phil thesis, Department of Electronics, University of York, UK, 1997, (<http://etheses.whiterose.ac.uk/id/eprint/2443>).
- [29] Berenger, J.P., "A Perfectly Matched Layer for Absorption of Electromagnetic Waves." journal of computational physics, no. 114, 1994, pp. 185-200.
- [30] Berenger, J. P., "Perfectly Matched Layer for the FDTD Solution of Wave-Structure Interaction Problems", IEEE Transactions on Antennas and Propagation. vol. 44, No. 1. pp. 110-117, 1996. ISSN 0018-926X/96\$05.00.
- [31] Giannopoulos, A., "Unsplit implementation of higher order PMLs. Antennas and Propagation", IEEE Transactions on, 60(3), 1479-1485, 2012, (<http://dx.doi.org/10.1109/tap.2011.2180344>).

- [32] Peplinski, N. R. , Ulaby, F. T. a Dobson, M. C., "Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3-GHz range," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, no. 3, pp. 803-807, doi: 10.1109/36.387598, 1995.
- [33] Vuran, M. C., Akyildiz, I. F., "Channel model and analysis for wireless underground sensor networks in soil medium," Physical Communication, vol. 3, no. 4, pp. 245–254, 2010.
- [34] Sun, Z., Akyildiz, I. F., "Magnetic induction communications for wireless underground sensor networks," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 7, pp. 2426-2435, 2010.
- [35] Liedmann, F. H., Holewa, C., Wietfeld, C., "The radio field as a sensor-a segmentation based soil moisture sensing approach," in 2018 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS), Seoul, South Korea, 2018.
- [36] Dobson, M. C., Ulaby, F. T., Hallikainen, M. T., El-Rayes, M. A., "Microwave dielectric behavior of wet soil, Part II: Dielectric mixing models," IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. GRS-23, pp. 3546, 1985.
- [37] Ulaby, F. T., Moore, R. K., Fung, A. K., "Microwave Remote Sensing, vol. 3.", Dedham, MA: Artech House, 1986, Appendix E.
- [38] Warren, C., Giannopoulos, A., "Input file commands", dostupné na: (<https://docs.gprmax.com/en/latest/input.html>), [citováno 5.4.2024].