



ZÁPADOČESKÁ
UNIVERZITA
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektroniky a informačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Měření vlhkosti a teploty půdy

Autor práce: Bc. Kryštof Vaněk
Vedoucí práce: Ing. Jiří Čengery, Ph.D.

Plzeň 2021

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2020/2021

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Kryštof VANĚK**
Osobní číslo: **E18N0031P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a aplikovaná informatika**
Téma práce: **Měření vlhkosti a teploty půdy**
Zadávající katedra: **Katedra elektroniky a informačních technologií**

Zásady pro vypracování

1. Popište metody pro měření vlhkosti půdy pomocí kapacitních senzorových elementů a teploty půdy.
2. Navrhněte a realizujte elektronické měřicí zařízení pro měření vlhkosti a teploty půdy s bezdrátovým přenosem dat na bázi LPWAN.
3. Realizovanou jednotku prakticky ověřte na reálných půdních vzorcích.

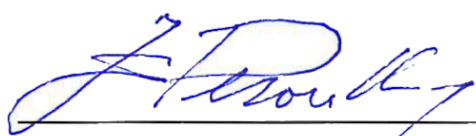
Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. <http://hydropedologie.agrobiologie.cz/neprime.html>
2. <http://hydropedologie.agrobiologie.cz/neprime.html>
3. https://is.muni.cz/el/1431/jaro2010/Z0075/um/Prednaska_Dr_Litschmann_PudniVlhkost.pdf
4. <https://www.campbellsci.com/soil-water-content>

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jiří Čengery, Ph.D.**
Katedra materiálů a technologií

Datum zadání diplomové práce: **9. října 2020**
Termín odevzdání diplomové práce: **27. května 2021**


Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan




Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
vedoucí katedry

Abstrakt

Práce se zabývá návrhem autonomního elektronického systému pro využití v precizním zemědělství, měřícího půdní vlhkost s využitím kapacitních sensorových elementů a půdní teplotu. Měření vlhkosti je realizováno přímým vzorkováním napětí a proudu impedančního dvojpólu zapojeném v autobalančním můstku s pracovní frekvencí 10 MHz. Pro zjednodušení obvodového řešení při zachování rozlišení je využito vzorkování v ekvivalentním čase. Získaná číslicová reprezentace je vyhodnocena za pomoci Goertzelova algoritmu výpočtu DFT. Výsledná hodnota komplexní impedance je společně s teplotou získanou z měření odporu NTC termistoru odeslána ke vzdálenému vyhodnocení za pomoci prostředků IoT prostřednictvím sítě LoRaWAN.

Klíčová slova

Zemědělství 4.0, precizní zemědělství, IoT, multisenzorová platforma, vlhkost půdy, teplota půdy, kapacitní senzory, autobalanční můstek, vzorkování v ekvivalentním čase, DFT, Goertzelův algoritmus

Abstract

Vaněk, Kryštof. *Measurement of soil moisture and temperature [Měření vlhkosti a teploty půdy]*. Pilsen, 2021. Master's thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Electronics and Information Technology.
Supervisor: Ing. Jiří Čengery, Ph.D.

This thesis focuses on the design of autonomous electronic measurement system for use in precision agriculture. This system measures soil moisture, employing capacitive sensing elements and soil temperature. Soil moisture measurement is conducted by direct sampling of voltage and current of one-port impedance network connected in an auto-balancing bridge with working frequency of 10 MHz. To simplify the electronic circuit design, while preserving measurement resolution, equivalent-time sampling method is used. Digital representation obtained by sampling voltage and current waveforms is evaluated by DFT using the Goertzel algorithm. Resulting values of complex impedance and temperature, obtained by measuring NTC thermistor resistance, are transmitted to off-site analysis by the means of IoT, through the LoRaWAN network.

Keywords

Agriculture 4.0, precision agriculture, IoT, multi-sensor platform, soil moisture, soil temperature, capacitive sensing, auto-balancing bridge, equivalent-time Sampling, DFT, Goertzel algorithm

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

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

V Plzni dne 26. května 2021

Bc. Kryštof Vaněk

.....

Podpis

Poděkování

Tato práce vznikla jako součást projektu QK1810010 SMARTFIELD - Automatický systém sběru a zpracování teplotních a vlhkostních parametrů mikroklimatu a půdy pro podmínky precizního zemědělství v ČR na principu Internetu věcí (IoT) podporovaného Národní agenturou pro zemědělský výzkum v Programu ZEMĚ.

Tímto bych rád poděkoval doc. Ing. Aleši Hamáčkovi, Ph.D. a celému řešitelskému týmu projektu za důvěru mě projevenou svěřením řešení elektronického měřicího systému.

Obsah

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	ix
Seznam zkratk	x
1 Úvod	1
2 Fyzikální a chemické vlastnosti půd	2
2.1 Zrnitostní složení půdy	2
2.2 Půdní pórovitost	3
2.3 Půdní vlhkost	4
2.3.1 Vodní potenciál	4
2.3.2 Retenční křivky	6
2.4 Salinita	6
2.5 Obsah humusu	6
2.6 Půdní sorpční komplex	7
3 Měření půdní vlhkosti	8
3.1 Přímé metody měření půdní vlhkosti	8
3.2 Nepřímé metody měření půdní vlhkosti	9
3.2.1 Tenziometrické měření vodního potenciálu	10
3.2.2 Sádrové bločky	10
3.2.3 GMS – Granular Matrix Sensor	11
3.2.4 Gamaskopická metoda	11
3.2.5 Neutronová metoda	12
3.2.6 Kapacitní metoda	13
3.2.7 TDR – Reflektometrie v časové oblasti	14
3.2.8 TDT – Měření přenosu v časové oblasti	14
3.2.9 Metoda fázového posunu	14
4 Měření půdní teploty	15
5 Vývoj měřicí jednotky	16
5.1 Volba geometrie sensorových elementů	16
5.1.1 Tištěné sensorové elementy	18
5.2 Metoda vyhodnocení komplexní impedance	19
5.2.1 Autobalanční můstek	20
5.2.2 Vzorkování v ekvivalentním čase	20
5.2.3 Volba vzorkovací frekvence	21

5.2.4	Konstrukce oscilátoru	22
5.3	Metody vyhodnocení měřených dat	23
5.3.1	Vyhodnocení v časové oblasti	23
5.3.2	Vyhodnocení pomocí DFT	26
5.4	Porovnání náročnosti výpočtu metod vyhodnocení	27
5.5	Numerická simulace metod vyhodnocení	27
5.6	Ověření principů prototypem	29
5.7	Samostatná měřicí jednotka	30
6	Modulární koncepce	32
6.1	Pravidla modulární interoperability	33
6.2	Identifikace a validace modulu	34
6.2.1	Tabulka napěťových úrovní digitálních propojení	34
6.2.2	Tabulka napájecích hladin	35
6.2.3	Tabulka domén napájecího modulu	36
6.2.4	Deskriptor modulu	36
6.3	Stavy aktivace modulu	37
7	Implementace modulární koncepce	38
7.1	Základní deska	39
7.2	Implementace modulů	41
7.2.1	Napájecí modul	41
7.2.2	Modul signálového generátoru	42
7.2.3	Měřicí modul	43
7.2.4	Řídicí modul	43
7.2.5	Komunikační modul	44
8	Software pro vyhodnocení senzorové odezvy	46
8.1	Formát souboru binárních dat	47
8.2	Průzkumník souborů pro PC	48
9	Energetická rozvaha systému	49
10	Praktické ověření na půdních vzorcích	50
10.1	Výsledky měření	51
10.2	Další ověření funkce	51
11	Závěr	52
Přílohy		
A	Frekvenční charakteristiky referenčních půdních sond	A-1
B	Snímky programu SmartField file explorer	B-1
C	Výsledky měření půdních vzorků	C-1
D	Detail pružinového kontaktu	D-1

Literatura

Seznam obrázků

2.1	Texturní trojúhelník	2
2.2	Význačné hodnoty vodního potenciálu	5
2.3	Retenční křivky vybraných druhů půd	6
3.1	Členění nepřímých metod měření půdní vlhkosti podle principu	9
3.2	Tenziometr pro měření půdního sacího tlaku	10
3.3	Porovnání GMS senzoru a sádrového bločku	11
3.4	Graf závislosti relativní permitivity vody na teplotě	13
3.5	Srovnání sond pro metody měření založené na změně rychlosti šíření vlnění	14
4.1	Kolísání teploty půdy v průběhu roku v závislosti na hloubce	15
5.1	Návrhy geometrie kapacitních sensorových elementů	16
5.2	Frekvenční charakteristika sondy dle návrhu č. 9	17
5.3	Vodivost roztoků solí v závislosti na jejich koncentraci a frekvenci elektrického proudu	18
5.4	Referenční senzor a tištěné provedení kapacitních sensorových elementů	19
5.5	Schéma autobalančního můstku	20
5.6	Signál vzorkovaný v ekvivalentním čase	21
5.7	Základní zapojení obvodu CS2200-CP	23
5.8	Příklad frekvenční charakteristiky FIR filtru	24
5.9	Příklad interpolace průchodu nulou	24
5.10	Odchyška výpočtu RMS pro různé délky vektoru	25
5.11	Implementace Goertzelova algoritmu (Goertzelův filtr)	26
5.12	Relativní odchyška velikosti a fáze impedance v závislosti na délce vstupní sekvence	28
5.13	Odolnost vůči šumu pro délku sekvence desetinasobku základní periody	28
5.14	Testovací prototyp – rozšiřující deska pro Nucleo	29
5.15	Útlumový rezistor na vstupu operačního zesilovače	30
5.16	Blokové schéma čítače v módu externí synchronizace	30
5.17	Časový průběh signálů čítače v módu externí synchronizace	31
5.18	První verze samostatné měřicí jednotky	31
6.1	Blokové schéma modulárního systému	32
6.2	Znázornění druhu propojení	32
7.1	Blokové schéma modulárního systému	38
7.2	Rozmístění modulů na základní desce a napájecí rozvody	39
7.3	Modulární měřicí jednotka s primárním článkem velikosti C	40
7.4	Modulární měřicí jednotka, spodní pohled	40
7.5	Blokové schéma napájecího modulu - akumulátor	41
7.6	Blokové schéma napájecího modulu - primární baterie	41

7.7	Blokové schéma modulu signálového generátoru	42
7.8	Blokové schéma měřicího modulu	43
7.9	Modulární měřicí jednotka se zmenšenou základní deskou v provedení napájeném akumulátorem s IoT vývojovou deskou B-L072Z-LRWAN1, environmentálním senzorem BME680 a referenční půdní sondou osazenou termistorem	45
8.1	Struktura software při spuštění na mikrokontroléru	46
8.2	Struktura software při spuštění na PC	48
9.1	Dynamická příkonová charakteristika systému	49
10.1	Kalibrační závislost kapacity na objemové vlhkosti půdy	51
B.1	SmartField file explorer: Informace o souboru	B-1
B.2	SmartField file explorer: Nastavení kalibračních koeficientů	B-1
B.3	SmartField file explorer: Vyhodnocení v časové oblasti (FIR)	B-2
B.4	SmartField file explorer: Vyhodnocení pomocí DFT	B-2
B.5	SmartField file explorer: Graf surových dat	B-3
B.6	SmartField file explorer: Graf filtrovaných dat	B-3
D.1	Náhled jednotky osazené na sondě s tištěnými vrstvami, detail kontaktu	D-1

Seznam tabulek

2.1	Základní klasifikační stupnice půdních druhů podle V. Nováka	3
3.1	Příklad hodnot naměřených na odebraném vzorku	8
5.1	Hodnoty impedance a kapacity sondy č. 9 ve známém prostředí při $f = 10$ MHz .	17
5.2	Vlastnosti tištěných vrstev	18
5.3	Tabulka možných vzorkovacích frekvencí pro $m = 512$, $f_0 = 10$ MHz	22
6.1	Identifikační hlavička modulu	34
6.2	Tabulka napěťových úrovní digitálních propojení	35
6.3	Tabulka napájecích hladin	35
6.4	Tabulka domén napájecího modulu	36
6.5	Tabulka stavů aktivace modulu	37
8.1	Formát binárního souboru (4. revize)	47
10.1	Výchozí hodnoty pro přípravu vzorku $\Theta = 10\%_{\text{obj}}$	50
A.1	Hodnoty impedance a kapacity sond ve známém prostředí při frekvenci 10 MHz	A-6
C.1	Výsledky měření půdních vzorků	C-1

Seznam zkratek

IoT	Internet of Things
GMS	Granular Matrix Sensor
TDR	Time Domain Reflectometry
TDT	Time Domain Transmission
AGS	Ag Screen Printing
CMD	Carbon Micro Dispensing
CSP	Carbon Screen Printing
UID	Unique identifier
DID	Design identifier
UMID	Unique module identifier

1 | Úvod

Precizní zemědělství označuje moderní přístupy hospodaření v rostlinné i živočišné výrobě využívající oblasti navigace, sensoriky, elektroniky, informačních technologií, přenosu, uchování, zpracování a interpretace dat. Vzhledem k rozsahu využívaných oblastí se jedná o silně mezioborovou disciplínu.[1] Shromažďování dat, jejich analýza a následná koordinace zemědělských činností je také hlavním účelem iniciativy Zemědělství 4.0.[2]

Teplota a vlhkost půdy tvoří dvojici důležitých parametrů, která má vliv na růst, příjem živin, respiraci, látkovou výměnu kořenového systému rostlin a aktivitu půdních živočichů a mikroorganismů.[3] Možnost jejího sledování je proto důležité pro optimální zemědělské využití obhospodařované plochy.

Většina současně dostupných měřicích senzorů podporuje vzdálený odečet hodnot jenom v propojení s externími dataloggery, přičemž velká část těchto senzorů neumožňuje přímý digitální odečet, ale využívá napěťové, případně proudové výstupy.[4]

Tato práce si klade za cíl vývoj autonomního systému měřicího půdní vlhkost s využitím kapacitních sensorových elementů a půdní teplotu. Tento systém by měl být schopný z vlastního napájení bez nutnosti vnějšího zásahu fungovat po celou dobu zemědělské sezóny. Data změřená systémem mají být předávána prostřednictvím bezdrátových sítí malého výkonu používaných pro IoT.

Pro usnadnění porovnání jednotlivých měřicích metod a jejich vlastností předchází textu popisujícímu návrh měřicího systému teoretické shrnutí základních fyzikálních a chemických vlastností půdy, jejich vlivu na půdní vlhkost a její měření. Následně jsou identifikovány základní stavební bloky použitelné pro návrh vlastní měřicí části systému. Tento princip měření je dále zasazen do obecného konceptu modulární měřicí jednotky. Obecný koncept je pak doplněn konkrétní implementací, která je následně testována porovnáním s referenčním měřením.

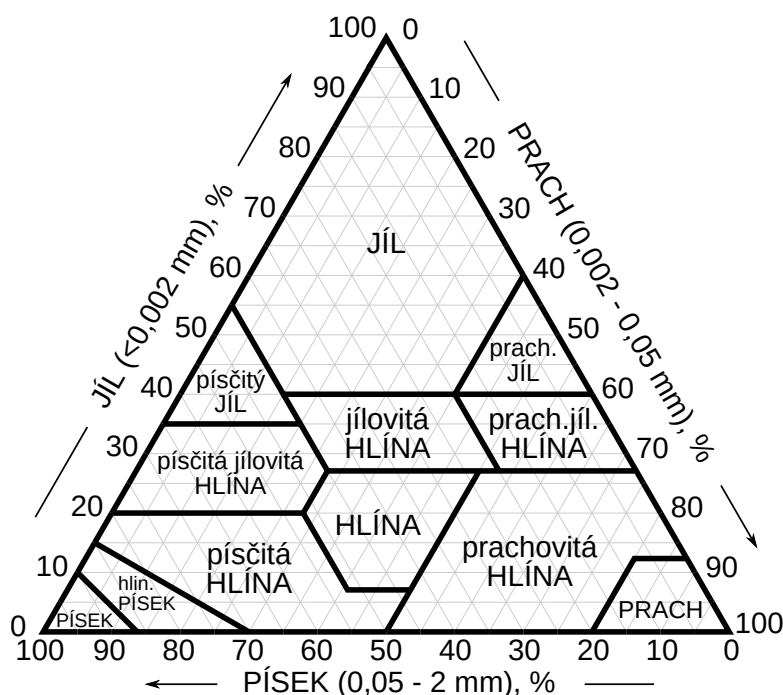
2 | Fyzikální a chemické vlastnosti půdy

Složení půdy ovlivňuje její fyzikální a chemické vlastnosti. Jedná se o průnik atmosféry, biosféry, litosféry a hydrosféry.[5] V této kapitole jsou uvedeny základní vlastnosti půdy ovlivňující její schopnost vázat vodu a dále ty, které mají vliv na nepřímé metody měření vlhkosti, zejména takové, které mění její elektrické vlastnosti.

2.1 Zrnitostní složení půdy

Anorganické (minerální) složku půdy jsou rozděleny do tříd podle velikosti částic. Částice větší než 2 mm se označují jako skelet. Pokud se z půdy skelet odstraní, zůstává tzv. jemnozem. Ta se dále dle velikosti částic dělí na písek (2 mm–50 μ m), prach (50–2 μ m) a jíl (<2 μ m). Částice jílu jsou již natolik drobné, že se vznášejí ve vodní suspenzi.[5]

Na obrázku 2.1 je znázorněna kategorizace půd dle obsahu jednotlivých frakcí minerálního materiálu. V použití je také členění podle Nováka (tabulka 2.1).[5; 6]



Obrázek 2.1: Texturní trojúhelník, převzato z [5]

Tabulka 2.1: Základní klasifikační stupnice půdních druhů podle V. Nováka.[5; 6]

Obsah částic (zrn) < 0,01 mm (%)	Označení půdního druhu	Skupinové označení
0 – 10	písčítá zemina (P)	lehká
10 – 20	hlinito-písčítá zemina (HP)	
20 – 30	písčito-hlinitá zemina (PH)	středně těžká
30 – 45	hlinitá zemina (H)	
45 – 60	jílovito-hlinitá zemina (JH)	těžká
60 – 75	jílovitá (JV)	
nad 75	jíl (J)	

2.2 Půdní pórovitost

Prostory v půdě nezaplňené pevnou fází se nazývají póry a dělí se dle velikosti na dvě základní kategorie. Póry s průměrem menším než 200 μm se nazývají kapilární póry. Ty umožňují pohyb vody proti působení gravitační síly. Větší póry se nazývají gravitační[3] a voda se v nich vyskytuje pouze přechodně, jelikož je vlivem gravitační síly rychle odvedena do spodních vrstev půdy. Pórovitost je silně ovlivněna obděláváním půdy. Lze ji definovat jako poměr objemu pórů V_p k objemu neporušené půdy V_p [6], tedy

$$P = \frac{V_p}{V_s}. \quad (2.1)$$

Je ale zřejmé, že taková definice je prakticky jen obtížně využitelná. Pórovitost je také možné vypočítat z objemové hmotnosti suché půdy ρ_d a měrné hmotnosti půdy ρ_z [3; 6; 7] jako

$$P = \frac{\rho_z - \rho_d}{\rho_z} = 1 - \frac{\rho_d}{\rho_z}. \quad (2.2)$$

Objemová hmotnost je stejně jako hustota definována jako poměr hmotnosti k objemu. Pro neporézní materiály je hustota rovna objemové hmotnosti. U porézních materiálů je hustota pevné složky materiálu vyšší, než objemová hmotnost.[8] Objemová hmotnost suché půdy (objemová hmotnost redukována) ρ_d , $[\rho_d] = \text{g}/\text{cm}^3$ je pak definována jako hmotnost objemové jednotky vysušené půdy v neporušeném stavu (se zachovanými póry). [3; 6; 9]

Měrná hmotnost půdy (specifická hmotnost půdy, případně také zdánlivá hustota půdních částic) ρ_z , $[\rho_z] = \text{g}/\text{cm}^3$ je hmotnost jednotkového objemu vysušené pevné fáze půdy bez pórů. K určení hodnoty je použit vodní pyknometr.[3; 6; 7]

Hodnota pórovitosti je blízká nasycené objemové vlhkosti Θ_s (vlhkost půdy při úplném zaplnění všech pórů vodou), neboli plné vodní kapacitě. V reálném vzorku je v části pórů uzavřen vzduch, což způsobuje, že je nasycená vlhkost menší než pórovitost.[9]

2.3 Půdní vlhkost

Obsah vody v půdě lze vyjádřit třemi způsoby[5; 10; 11]:

- objemová vlhkost půdy,
- hmotnostní vlhkost půdy,
- vodní potenciál.

Objemová vlhkost půdy je definována jako

$$\Theta = \frac{V_w}{V_s}, \quad (2.3)$$

kde V_w je objem vody a V_s objem vzorku půdy. Hmotnostní vlhkost půdy je definována jako

$$w = \frac{m_w}{m_z}, \quad (2.4)$$

kde m_w je hmotnost vody a m_z hmotnost půdy o nulové vlhkosti.[10] Za půdu o nulové vlhkosti se považuje vzorek vysušený při teplotě 100 – 110 °C, který již nemění svoji hmotnost.[12] Mezi hmotnostní a objemovou vlhkostí půdy existuje převodní vztah

$$\Theta = w \frac{\rho_d}{\rho_w}, \quad (2.5)$$

kde ρ_d je objemová hmotnost suché půdy a ρ_w objemová hmotnost vody ($\rho_w \approx 1$).[7; 10] Příklad užití vztahů pro stanovení vlhkosti půdy je uveden v kapitole 3.1

Další možností vyjádření půdní vlhkosti je relativní vlhkost w_{rel} daná jako poměr objemové vlhkosti a pórovitosti[3]

$$w_{rel} = \frac{\Theta}{P}. \quad (2.6)$$

2.3.1 Vodní potenciál

Vodní potenciál (Ψ , [Ψ] = Pa), také nazývaný sací tlak, je měřítkem náročnosti získání vody z půdy kořenovým systémem rostlin. S klesající úrovní půdní vlhkosti roste velikost práce nutná k extrakci vody z půdy.[5; 10; 11] Jeho hodnota je zpravidla záporná, přičemž vodní potenciál vody v nádrži $\Psi = 0$. [5] Kladná hodnota potenciálu je možná pod hladinou podzemní vody.[3] Dílčími složkami vodního potenciálu jsou tlakový potenciál Ψ_p , osmotický potenciál Ψ_s a matriční potenciál Ψ_m . [5] Tlakový potenciál je způsobený hydrostatickým tlakem v nasyceném prostředí, osmotický potenciál je daný rozdílem koncentrací rozpustných solí v půdním roztoku.[3] Matriční potenciál je dán interakcemi mezi pevnou fází půdy, vzduchem obsaženým v půdě a půdní vodou.[5]

Celkově je tak vodní potenciál dán jako

$$\Psi = \Psi_p + \Psi_s + \Psi_m. \quad (2.7)$$

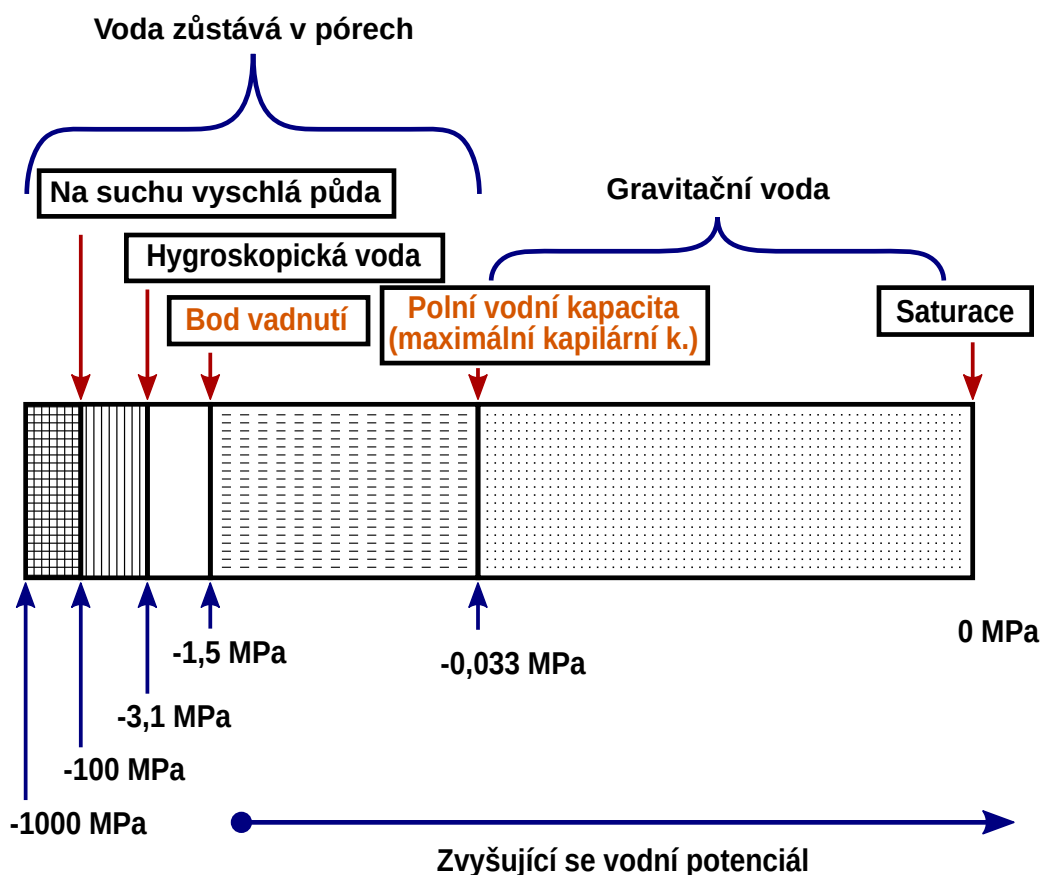
V půdách s nízkou salinitou a nízkou hladinou spodní vody platí $\Psi \approx \Psi_m$. [5] Je také možné setkat se s přepočtem na tlakovou výšku vodního sloupce (h , [h] = m), přičemž pro praktické použití lze přibližně uvažovat $\Psi(\text{hPa}) = h(\text{cm})$. [3; 10]

Tlaková výška má také význam pro zavedení tzv. pF hodnot

$$pF = \log_{10}(-h_{(cm)})^1, \quad (2.8)$$

což je výhodné s ohledem na velké řádové rozdíly mezi maximálními a minimálními hodnotami tlakové výšky.[10]

Obrázek 2.2 znázorňuje několik základních stavů půdy vzhledem k jejímu vodnímu potenciálu. Zcela nasycená půda s úplným vyplněním všech pórů dosahuje vodního potenciálu $\Psi = 0$ Pa, stavu saturace (např. po silném dešti). Jakmile pomine přísun vody, dojde k jejímu odtoku z větších pórů do spodních vrstev půdy (gravitační voda). V půdě zůstává voda vázaná kapilárními silami². Polní vodní kapacita je stav půdy, kdy je nasyceno cca 50–80 % kapilárních pórů. V bodě vadnutí je v půdě voda přítomná již pouze v mikropórech, nebo tvoří tenký vodní film na povrchu půdních částic. V tomto stavu je voda již silně vázaná a práce potřebná k její extrakci je pro rostliny příliš velká.[5]



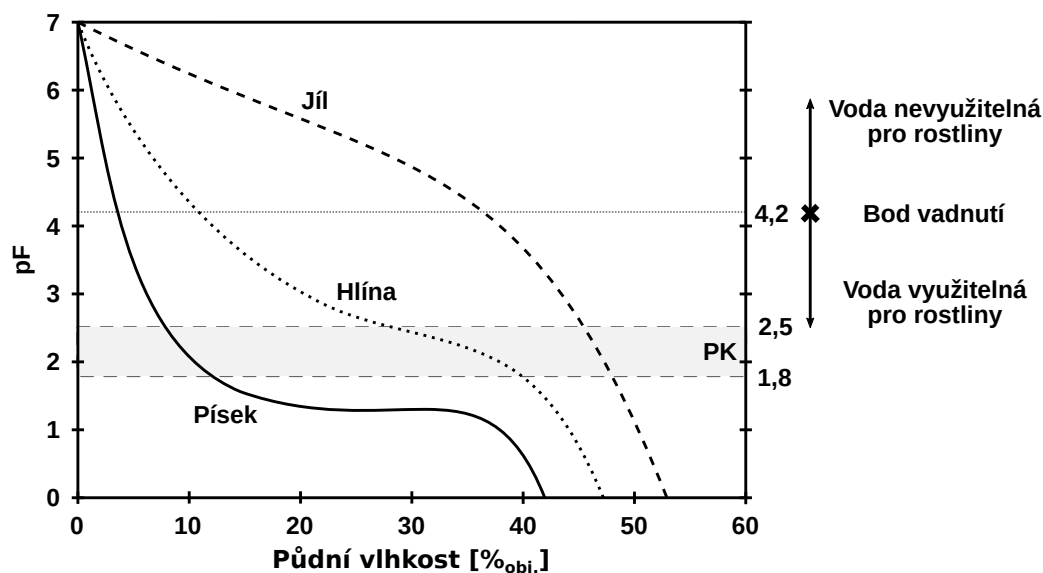
Obrázek 2.2: Význačné hodnoty vodního potenciálu, převzato z [5]

¹ Ačkoliv [10] uvádí $pF = \log_{10}(h_{(cm)})$, je za předpokladu záporné hodnoty výšky nutné s ohledem na definiční obor logaritmu brát záporně vzatou hodnotu, případně absolutní hodnotu.

² Van der Waalsovy síly, vodíkové můstky, elektrostatické síly nabitého povrchu koloidů, kapilární meniskové síly aj.[10]

2.3.2 Retenční křivky

Kombinací informací o obsahu vody v půdě (vlhkost půdy) a její dostupnosti (vodního potenciálu) vznikají tzv. retenční křivky (případně pF křivky, retenční čáry vlhkosti, pF čáry[10]). Jejich průběh je závislý zejména na zrnitosti půdy, obsahu organické hmoty a půdní struktuře. Vyjadřují schopnost půdy zadržovat vodu proti působení vnějších sil a jsou tak vhodné pro návrh závlah či odvodnění.



Obrázek 2.3: Retenční křivky vybraných druhů půd, převzato z [3]
PK – Polní vodní kapacita³

2.4 Salinita

Ze zemědělského pohledu je salinizace chemická degradace půdy. Dochází k ní zejména v blízkosti přirozených zdrojů solí a v suchých oblastech, kde výpar převyšuje úhrn srážek. V půdě dominuje vztlínání nad vsakováním, čímž jsou k povrchu vynášeny solné roztoky. Po vypaření vody dochází v půdním horizontu k hromadění solí, tedy zasolování (salinizaci). Zasolení mohou způsobit soli chloridové (NaCl , MgCl_2 , CaCl_2), síranové (Na_2SO_4), uhličitanové (Na_2CO_3), nebo jejich kombinace.[3] Výsledné zasolení (salinita) se určuje pomocí měření vodivosti vodního výluhu.[6] Salinita půdy je pak udávána jako měrná elektrická vodivost v S/m.[6; 10]

2.5 Obsah humusu

Organické koloidy, neboli humus, se skládají z organických makromolekul různorodého složení. Jednotlivé složky (huminové, též humusové látky) vznikají střídáním aerobních a anaerobních podmínek půdy (proces humifikace). Obsahují komplex alifatických uhlíkových řetězců a benzenových jader.[3; 5]

Na jejich povrchu se vyskytují místa s pozitivním i negativním nábojem, přičemž celkový náboj částice je vždy negativní. Tento náboj je dán skupinami OH^- , COO^- (mírou disociace H^+ , která závisí na pH prostředí) a fenolickými skupinami.[3; 5]

³ Definovaná hodnota polní vodní kapacity se územně liší.[9]

Na základě podílu alifatické a aromatické části koloidu jsou rozděleny dvě základní kategorie: fulvokyseliny (převažuje alifatická část) a huminové kyseliny. Předchozí dvě kategorie jsou rovněž dle Tjurinova schématu řazeny jako huminové látky rozpustné v alkáliích a jsou dle tohoto schématu doplněny o látky nerozpustné v alkáliích (humin a humusové uhlí). Humusové uhlí vzniká karbonizací a vyznačuje se vyšším množstvím uhlíku a menším množstvím dusíku, kyslíku a vodíku relativně k ostatním huminovým látkám. Humin se strukturou ani složením neodlišuje, je ale velmi silně vázán na minerální fázi půdy.[3]

Existuje jak teorie, že se jedná o makromolekuly, tak teorie nahlížející na huminové látky jako shluky menších částic vázaných slabými vazbami.[3]

Vlivem výskytu hydrofilních částí řetězce organických koloidů humus velmi dobře váže vodu.[5]

2.6 Půdní sorpční komplex

Vlivem výskytu koloidních částic půda zadržuje ionty rozpuštěné v půdním roztoku (kapalně fázi půdy). Podle náboje se koloidy rozdělují na acidoidy se záporným nábojem, bazoidy s kladným nábojem a amfolytoidy, u kterých je náboj určen vnějším prostředím.[3; 5]

Koloidy přitahují opačně nabitě ionty půdního roztoku a vytváří tak tzv. koloidní micely, tvořené samotným koloidem a kompenzační (Sternovou) dvojvrstvou. Tato dvojvrstva má nepohyblivou část v těsném kontaktu s koloidem a část pohyblivou (difúzní), tvořící přechod k neutrálnímu rovnovážnému roztoku. Pokud je dvojvrstva porušena pohybem micely, nebo nemůže být dostatečně vytvořena vlivem nízké koncentrace iontů, dochází k vytvoření elektrokinetického potenciálu, který brání shlukování koloidů. Pokles potenciálu je tedy dán množstvím a mocností iontů půdního roztoku (velikostí celkového náboje). S klesajícím potenciálem dochází ke shlukování (koagulaci) koloidů.[3]

Půdní koloidy tvoří základ půdního sorpčního komplexu, který je možno chápat jako celkový prostor pro vázání látek v půdě (sorpce). Na povrchu půdní částice (sorbentu) dochází vlivem mechanických, fyzikálních, biologických nebo zejména chemických interakcí k poutání látky (sorbatu). U půdních koloidů je častější výskyt záporně nabitých částic, dochází tedy převážně k sorpci kationtů.[3; 5]

Sorpční komplex je charakterizován kationtovou (případně aniontovou) výměnnou kapacitou, tedy množstvím iontů, které je půda schopná poutat.[3]

3 | Měření půdní vlhkosti

Podle principu a provedení se metody měření půdní vlhkosti dělí do několika větví. Podle místa provádění se dělí na laboratorní a polní, podle nutnosti odebrání vzorku na destruktivní a nedestruktivní (pokud je potřeba odebrat vzorek, jedná se o destruktivní metodu) a podle principu měření na přímé a nepřímé, přičemž přímé metody stanovují skutečné množství vody v půdě, kdežto nepřímé měří hodnoty jiných (zejména fyzikálních) veličin ovlivněných obsahem vody v půdě.[10]

3.1 Přímé metody měření půdní vlhkosti

Mezi přímé metody se řadí termogravimetrická (gravimetrická, hmotnostní) a termovolumetrická (volumetrická, objemová). Jedná se o destruktivní metody s pomalým vyhodnocením trvajícím jednotky dní.[12] Přímé metody měření slouží také ke kalibraci a porovnání nepřímých metod.[10]

Vzorek je odebrán pomocí nerezového Kopeckého válečku o objemu 100 cm^3 , přičemž výška válečku nepřevyšuje 5 cm a jeho spodní strana je opatřena ostřím pro snazší pronikání do půdy. Válečky jsou pomocí nástavce zatlačeny, případně zatlučeny, svisle do odebírané půdy a následně vykopány. Přebytečná zemina z okrajů válečku je seříznuta. [3; 7; 9] Z hmotnosti vzorku a známého objemu (díky definovanému objemu Kopeckého válečku) lze následně po vysušení stanovit hmotnostní a objemovou vlhkost odebraného vzorku.

Tabulka 3.1: Příklad hodnot naměřených na odebraném vzorku, převzato z [7]

Celková hmotnost válečku v rostlém stavu	333,20 g
Hmotnost válečku po vysušení při 105°C	299,59 g
Hmotnost (tára) vlastního válečku	121,14 g

Dosažením do vztahu 2.4 je získána hmotnostní vlhkost

$$w = \frac{m_w}{m_z} = \frac{333,20 - 299,59}{299,59 - 121,14} = 188,3 \times 10^{-3}, \quad w = 18,83 \%_{\text{hm.}}$$

Obdobně pak při předpokladu hustoty vody $\rho_w = 1 \text{ g/cm}^3$ je dle vztahu 2.3 stanovena objemová vlhkost

$$\Theta = \frac{V_w}{V_s} = \frac{333,20 - 299,59}{100} = 336,1 \times 10^{-3}, \quad \Theta = 33,61 \%_{\text{obj.}}$$

Objemová hmotnost suché půdy ρ_d je vypočtena z hmotnosti suchého vzorku a objemu vzorku jako

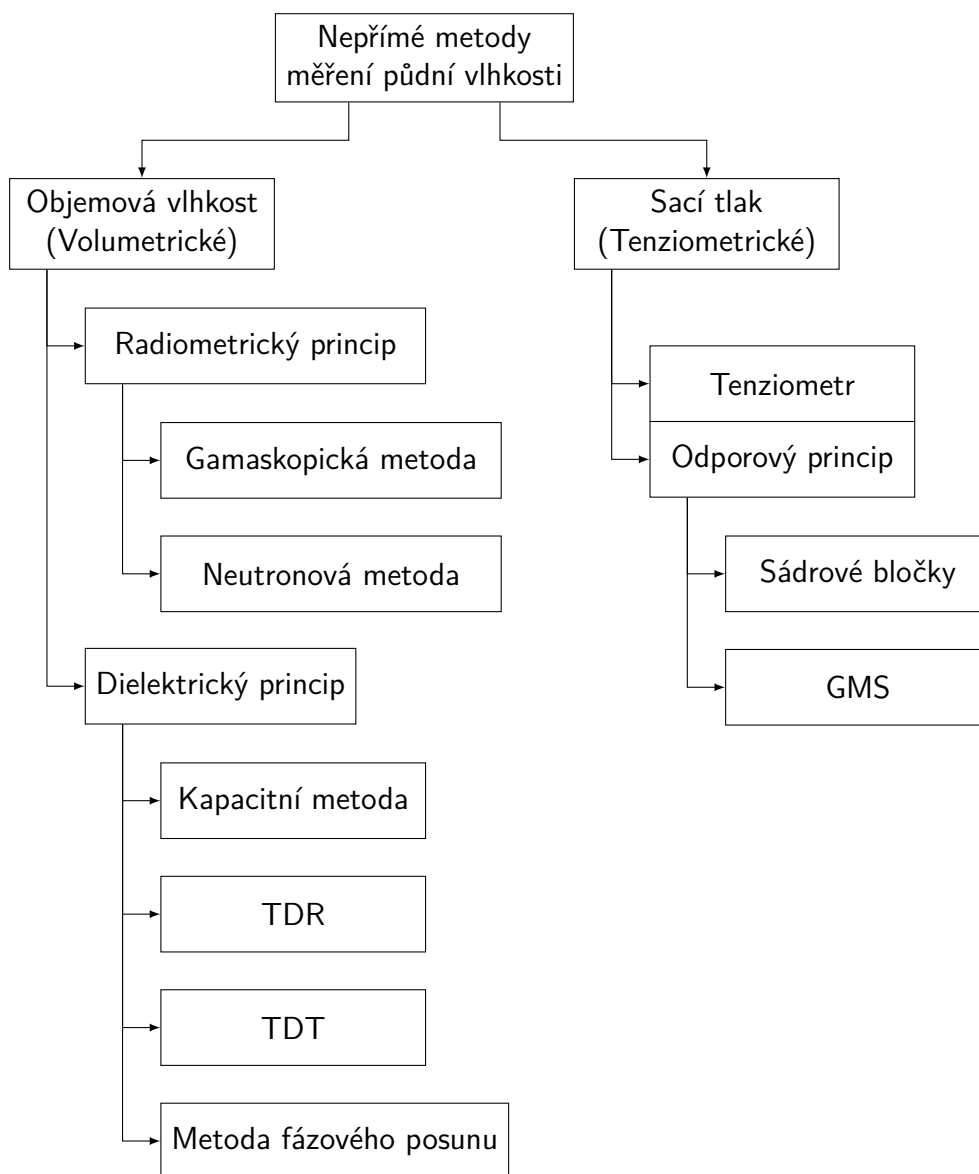
$$\rho_d = \frac{m_z}{V_s} = \frac{299,59 - 121,14}{100} = 1,7845 \text{ g/cm}^3,$$

následně je možné použít převodní vztah 2.5

$$\Theta = w \frac{\rho_d}{\rho_w} = 188,3 \times 10^{-3} \frac{1,7845}{1} = 0,3360, \quad \Theta = 33,60 \%_{\text{obj.}}$$

3.2 Nepřímé metody měření půdní vlhkosti

Nepřímé metody měření půdní vlhkosti lze rozdělit na dvě základní kategorie: volumetrické a tenziometrické. Tenziometrické metody pracují na základě změny vodního potenciálu a pro stanovení půdní vlhkosti je tak nutná znalost retenční křivky půdního vzorku. U volumetrických metod existuje vztah měřené veličiny (elektrický odpor, relativní permitivita prostředí, objemová hmotnost, ...) s objemovou vlhkostí.[10; 11; 12] Přehled metod je uveden v následujícím diagramu:



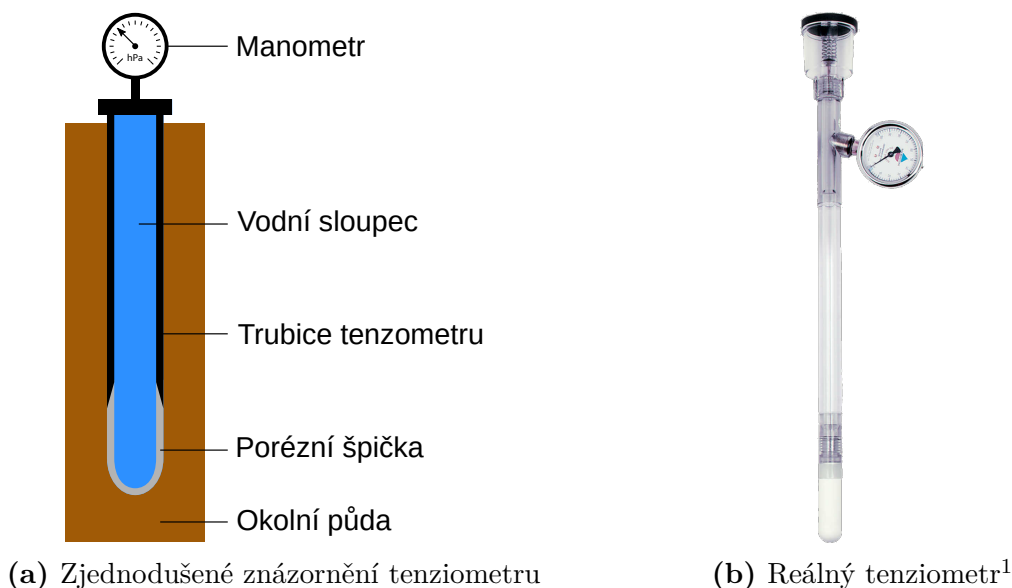
Obrázek 3.1: Členění nepřímých metod měření půdní vlhkosti podle principu

3.2.1 Tenziometrické měření vodního potenciálu

Sací tlak (vodní potenciál) půdy lze přímo měřit tenziometrem. Špička tenziometru je tvořena porézní polopropustnou membránou, zpravidla keramickou, která umožňuje výměnu vody mezi vodním sloupcem tenziometru a půdou. Vrchní část tenziometru je opatřena manometrem, který může být jak ručičkový pro přímé odečtení, tak elektronický.[7; 11; 12; 13]

Po instalaci tenziometru dochází k proudění vody skrz keramickou špičku z tenziometru do okolní půdy, jelikož nově naplněný tenziometr je sestaven s tlakem 0 Pa.[7] Pokud není půda zcela nasycena vodou, platí $\Psi < 0$. Proudění vody ustává v momentě, kdy se vyrovná podtlak v trubici tenziometru se sacím tlakem půdy.[7; 11] Dosažení tohoto rovnovážného stavu není okamžité a tenziometry jsou tak vhodné zejména pro trvalé měření.[12]

Zpravidla není nutná kalibrace na druh půdy[12], je ale nutné znát retenční křivku půdy pro převod sacího potenciálu na vlhkost.[7] Přímý odečet tenziometru poskytuje pouze informaci o náročnosti extrakce vody rostlinami.[11] Nedochozí k ovlivnění salinitou půdy.[10; 12] Maximálně je možné měřit sací tlak do hodnoty asi 75 kPa, kdy dochází ke kolapsu podtlaku uvnitř tenziometru vlivem pronikání vzduchu skrz porézní špičku.[11]



Obrázek 3.2: Tenziometr pro měření půdního sacího tlaku

3.2.2 Sádrové bločky

Měření půdní vlhkosti na základě změn elektrického odporu vyžaduje prostředí snižující vliv změn složení půdního roztoku. Pro taková měření jsou proto používány odporové bločky, obvykle sádrové.[13] Použití sádrového bločku umožňuje měření půdní vlhkosti až do salinity 6 dS/m.[12]

Vlhkost uvnitř sádrového bločku je závislá na okolním vodním potenciálu. Zabudováním měřicích elektrod do bločku vzniká elektrochemický článek, ve kterém je elektrolytem nasycený roztok síranu vápenatého.[10; 12]

Se změnou vlhkosti půdy tedy dochází i ke změně odporu mezi elektrodami v bločku. Pro jeho měření se využívá vybuzení malým střídavým proudem a Wheatstoneův můstek.[10; 12]

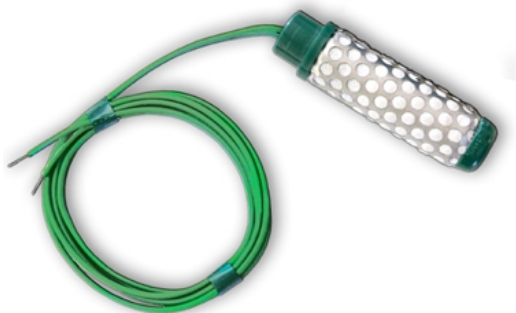
¹ zdroj https://www.forestry-suppliers.com/product_pages/products.php?mi=30581&itemnum=77385

Metoda umožňuje měření vodního potenciálu v rozsahu 30–200 kPa.[12] Vzhledem k teplotní závislosti vodivosti je nutná její kompenzace. Vliv teploty představuje změnu hodnoty o 1–3 %/°C[10; 12]

Sádrové bločky jsou náchylné na postupné rozpouštění a tím ztrátu kontaktu s půdou. Tento jev je nejvýznamnější v zasolených a kyselých půdách.[12; 13]

3.2.3 GMS – Granular Matrix Sensor

GMS senzory (senzory Watermark společnosti Irrometer Company, Inc) jsou vylepšením sádrových odporových bločků. Soustředné elektrody jsou obklopeny porézním křemenným materiálem, zapouzdřeným v syntetické hydrofilní membráně a perforovaném kovovém obalu.[12; 13] Vlivy salinity půdního roztoku jsou i v tomto případě omezeny sádrou, která v této konstrukci, na rozdíl od sádrového bločku, nepředstavuje primární porézní materiál, ale je v senzoru zabudována ve formě destičky.²[13]



(a) Senzor Watermark³



(b) Sádrový bloček GB-1
Delmhorst Instrument Co⁴

Obrázek 3.3: Porovnání GMS senzoru (vlevo) a sádrového bločku

Trvanlivost GMS senzoru je v porovnání se sádrovým bločkem delší. Rovněž došlo k přiblížení horní meze rozsahu vlhkosti k saturaci. Výrobce uvádí rozsah 0–239 kPa[14], existují ale tvrzení že senzor může být necitlivý ke změnám vodního potenciálu v rozmezí 0–10 kPa.[10; 12; 13]

3.2.4 Gamaskopická metoda

Změna půdní vlhkosti způsobuje změnu objemové hmotnosti půdy, kterou je možné nepřímo měřit na základě změny rozptylu gama paprsků procházejících půdou. Paprsek gama záření interaguje s elektronovými obaly atomů prostředí a vlivem Comptonova jevu dochází ke změně

² Tato informace je v přímém rozporu s tvrzením „Vnitřek porézního tělíska je vyplněn sádrou.“, jak uvádí[10]. Společnost Irrometer ale ve specifikaci produktu uvádí „Internally installed gypsum provides some buffering for the effect of salinity“[14], což potvrzuje tvrzení „A gypsum wafer inside the sensor buffers the soil solution.“[13]

³ zdroj: https://www.irrometer.com/images_1/200ss-5.jpg

⁴ zdroj: https://www.researchgate.net/figure/18-Commercially-Available-Electrical-Resistance-Sensors-a-253-L-Watermark-Soil_fig12_271515212

energie fotonů záření. Četnost interakcí a tím i míra rozptylu paprsků a změna energie fotonů je závislá na celkovém počtu elektronů v materiálu, tedy na objemové hustotě půdy.[13]

K vyhodnocení je použit detektor gama záření umožňující stanovení energie, buď proporcionální čítač, nebo scintilační detektor. Proporcionální čítač se skládá z trubice naplněné plynem a dvojicí elektrod, zpravidla v soustředném uspořádání. Středem trubice prochází vodič (anoda) připojený k vysokému kladnému elektrickému napětí vztaženému k vnějšímu plášti trubice (katoda). Při průchodu částice gama záření dochází k ionizaci plynu v trubici. Pokud je na anodu přivedeno napětí vhodné velikosti, dochází vlivem urychlení nabitých částic k sekundární ionizaci a je lavinovitě vytvořen proudový impuls, jehož amplituda je proporcionální energii ionizující částice.[13; 15]

Scintilační detektory obsahují materiál produkující při průchodu ionizující částice slabé záblesky světla, k jejichž detekci jsou typicky použity fotonásobiče. Při dopadu fotonů na fotokatodu dochází vlivem fotoelektrického jevu k emisi elektronů, jejichž počet je následně při průchodu trubicí fotonásobiče přes kaskádu dynod znásoben. Elektrony pak dopadají na anodu, kde dochází k jejich detekci.[13; 15]

Jako zdroje záření se používají izotopy ^{241}Am a ^{137}Cs . ^{241}Am vyzařuje gama částice o energii 60 keV, které jsou schopné průstupu několika cm půdy a jsou tak vhodné pouze pro laboratorní použití. V terénu je proto využívám ^{137}Cs s energií částic 660 keV, což je energie dostatečná k průstupu několika desítek cm.[13]

Měření může být prováděno dvojicí zářič–detektor instalovaných zvlášť, případně jako jedna sonda obsahující jak zářič, tak detektor (umístěný v trubici asi 150 mm nad zářičem), pracující na principu zpětného rozptylu.[13]

3.2.5 Neutronová metoda

Obdobně jako u gamaskopické metody je neutronová metoda založena na změně energie vyzařovaných částic. Zdrojem vhodného neutronového záření je směs ^{241}Am a ^9Be . Izotop ^{241}Am vyzařuje alfa částice, které kolidují s ^9Be za vzniku ^{12}C a volného neutronu, jehož energie je v rozsahu 2–6 MeV.[13]

Vzhledem k absenci náboje neutronu je v tomto případě rozhodující kolize s jádrem atomů materiálu, jelikož nedochází k elektrické interakci neutronů s elektronovým obalem. Velikost energie, kterou neutron při pružné srážce s jádrem atomu ztratí je závislá na jeho hmotnosti. Postupnými kolizemi dochází k termalizaci neutronu, tedy ke snížení jeho energie do pásma tepelného pohybu částic ($E < 1\text{ eV}$). K největšímu úbytku dochází při srážce s atomem vodíku, při které neutron ztrácí průměrně polovinu svojí energie a při průměrné počáteční energii $\approx 4,5\text{ MeV}$ je tak potřeba cca 19 srážek, přičemž např. pro atom uhlíku je nutných již 115 kolizí. Atomy vodíku, obsažené v půdě převážně díky molekulám vody, jsou tak nejsilnějším moderátorem neutronů.[10; 12; 13]

S rostoucím podílem vody v půdě klesá vzdálenost, kterou neutrony v půdě urazí před jejich zachycením jádrem atomu při nepružné srážce. Tím roste i koncentrace termalizovaných neutronů v okolí zdroje, z nichž se část odrazí zpět a jsou zachyceny detektorem, kterým může být opět proporcionální čítač, nebo scintilační detektor. Citlivost na jiný druh částice je dosažena použitím rozdílných materiálů použitých v detektorech.[10; 13]

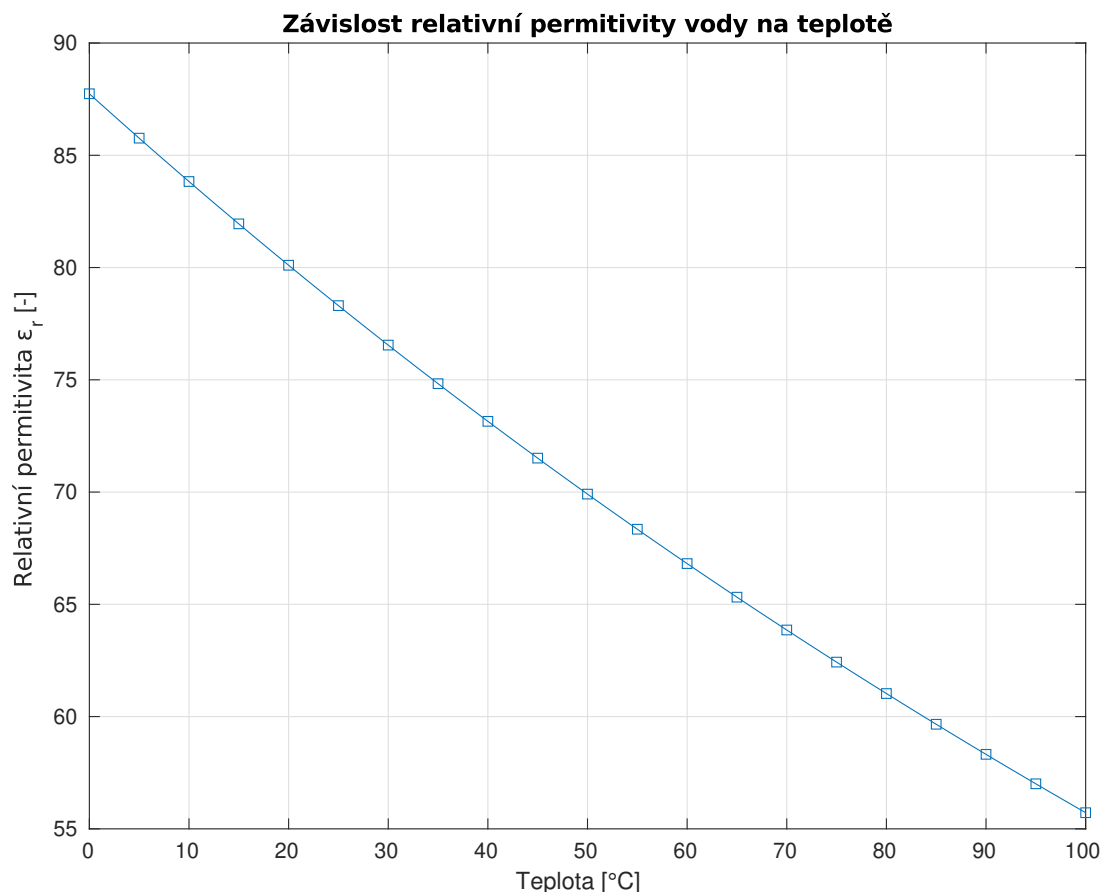
3.2.6 Kapacitní metoda

Dielektrické metody jsou založeny na rozdílné permitivitě pevné fáze půdy ($\epsilon_r \approx 2 - 5$) a vody ($\epsilon_r \approx 81$). Kapacitu kondenzátoru, jehož dielektrikem je půda, proto značně ovlivňuje obsah vody v půdě.[10; 12] Proměnlivou kapacitu v závislosti na objemové vlhkosti půdy lze vyjádřit jako

$$C(\theta) = g\epsilon(\theta),$$

kde g popisuje geometrické uspořádání kapacitoru, např. $g = \frac{S}{d}$ pro deskový kapacitor, zpravidla je ale použito jiné uspořádání elektrod. Ačkoliv se jedná o triviální výraz, zachycuje velmi důležitý fakt, že za neměnné geometrie kapacitoru je kapacita vždy přímo úměrná permitivitě dielektrika. Lze tak nalézt funkční závislost mezi objemovou vlhkostí daného typu půdy a kapacitou. Jelikož ale půdní prostředí není elektricky nevodivé, je vhodné zohlednit svod kapacitoru a používat model paralelního dipólu $R_P||C_P$. [13]

Další komplikaci představuje proměnná relativní permitivita vody v závislosti na teplotě, jak je znázorněno v grafu na obr. 3.4. Metody měření půdní vlhkosti založené na dielektrickém principu tedy vyžadují kompenzaci vlivu teploty. Rozdíl mezi maximální kladnou a zápornou odchylkou od střední hodnoty teploty půdy se od povrchu do hloubky 50 cm pohybuje v rozsahu 24–32 °C.[3]



Obrázek 3.4: Graf závislosti relativní permitivity vody na teplotě[16]

Změna kapacity je měřena buď jako změna doby nabíjení a vybíjení kapacitoru, kde půdní sonda působí jako laditelný prvek oscilátoru a mění jeho frekvenci, nebo rezonančním principem,

kde je rezonanční obvod s půdní sondou vybuzenou rozsahem frekvencí a kapacita je stanovena na základě rezonanční frekvence.[12; 13]

3.2.7 TDR – Reflektometrie v časové oblasti

Změna permitivity půdního prostředí s vlhkostí je rovněž měřitelná na základě změny parametrů vedení, zejména rychlosti šíření elektromagnetické vlny. V případě TDR (Time domain reflectometry) generuje měřicí elektronika pulzy odpovídající frekvenci 20 MHz–3 GHz, které jsou přivedeny na otevřené vedení sestávající z několika hrotů v půdě. Na impedančně nepřizpůsobených přechodech dochází k odrazu vyslané vlny.[10; 12; 13]

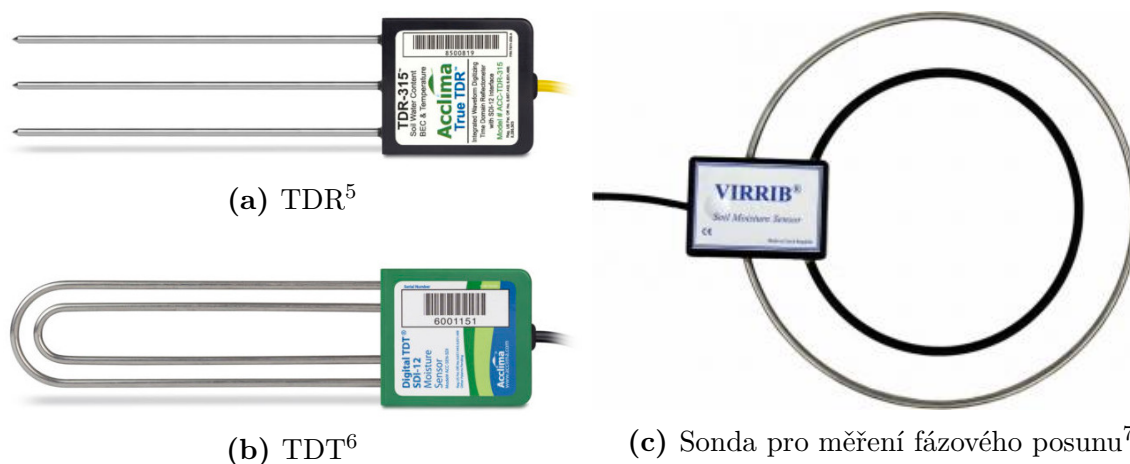
Nejdůležitější odrazy jsou ty produkované na počátku vedení vstupujícího do půdy a na jeho konci. Z časového rozdílu mezi těmito odrazy lze stanovit rychlost šíření vlny v půdě, která závisí na půdní vlhkosti. Prodleva mezi jednotlivými impulzy je velmi malá, řádově jednotky ns.[13]

3.2.8 TDT – Měření přenosu v časové oblasti

Metoda TDT (Time domain transmission) je rovněž založena na změně rychlosti šíření impulzu vedením, na rozdíl od TDR ale pracuje s přímou vlnou. Vedení tedy v tomto případě není otevřené, ale je z půdy zavedeno zpět k přijímači a rychlost šíření vlny je stanovena na základě doby uplynulé mezi vysláním a přijetím impulzu.[10; 12]

3.2.9 Metoda fázového posunu

Obdobou metody TDT je metoda fázového posunu na vedení. Opět se jedná o měření rychlosti šíření vlny, k vyhodnocení je ale využito rozdílu fáze harmonického signálu přivedeného na vedení. Elektrody mají tvar otevřených soustředných prstenců.[10; 12]



Obrázek 3.5: Srovnání sond pro metody měření založené na změně rychlosti šíření vlnění

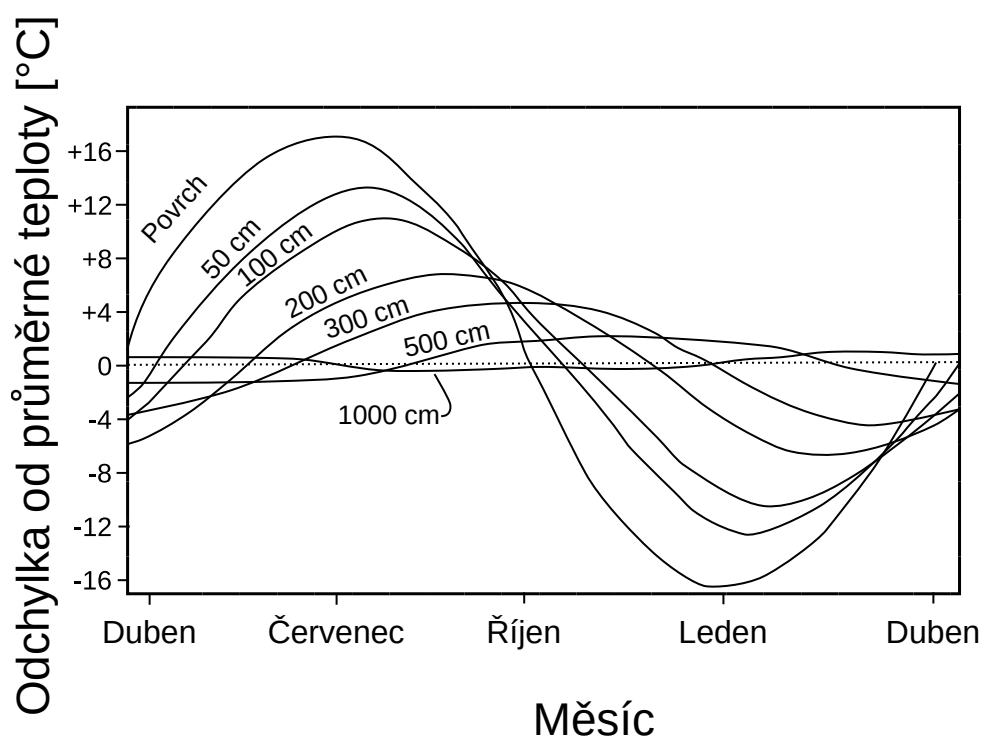
⁵ zdroj: <https://kr.ictinternational.com/content/uploads/2017/04/TDR-315L-700x274.jpg>

⁶ zdroj: <https://ictinternational.com/content/uploads/2017/04/DTDT-700x274.jpg>

⁷ zdroj: <https://www.fiedler.company/sites/default/files/imagecache/h240px/produkt/virrib.jpg>

4 | Měření půdní teploty

Vzhledem k nutnosti kompenzace teploty u kapacitních metod měření je potřeba měřit teplotu půdy v místě měření vlhkosti. Jak je patrné z grafu na obr. 4.1, kolísání teploty půdy je značně závislé na hloubce, ve které je měření provedeno. „V našich podmínkách pronikají denní výkyvy asi do 5 m a roční pak do hloubek okolo 20 m. Opoždění maximálních teplot v hloubce 80 cm činí zhruba 25 dní a v hloubce 160 cm je to již 35 dní.“[3]



Obrázek 4.1: Kolísání teploty půdy v průběhu roku v závislosti na hloubce, převzato z [3]

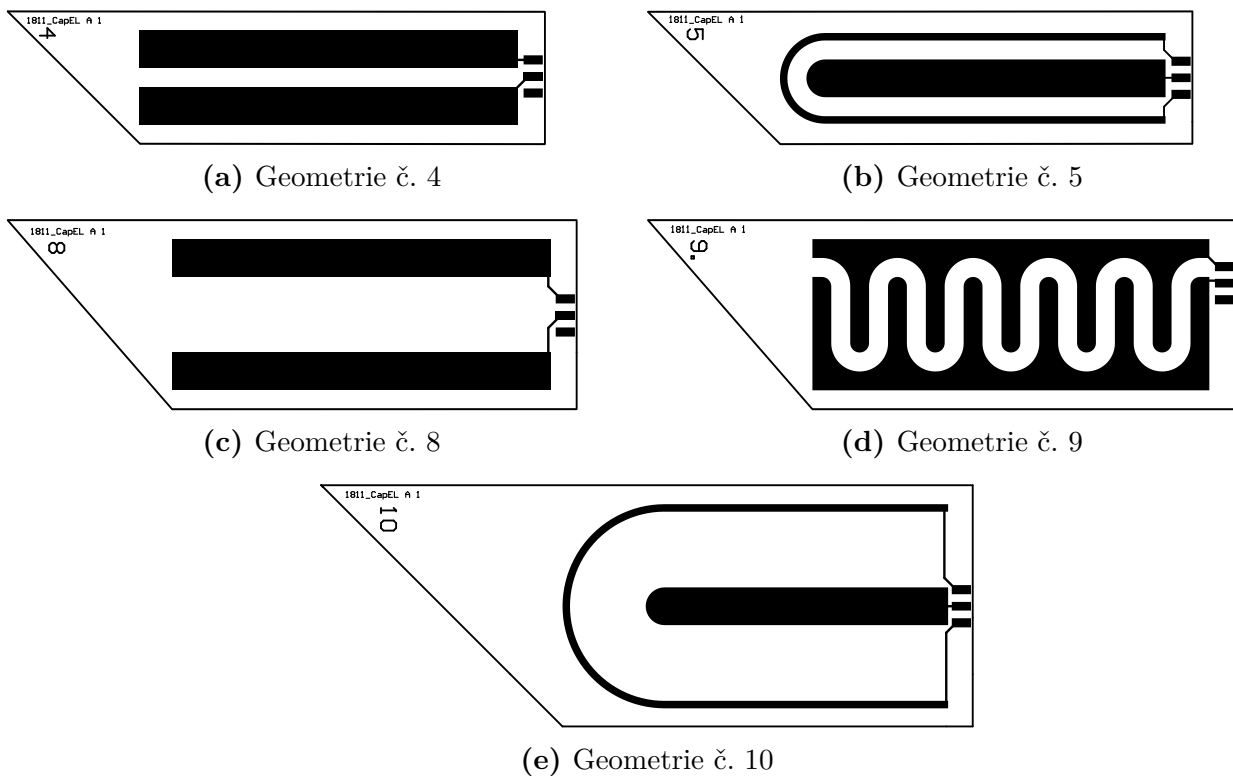
Pro měření teploty půdy lze využít velké množství měřicích principů. Vzhledem k nutnosti kontaktu vlhkostní sondy je možné využít tento kontakt i k měření teploty. Pro autonomní systém je pak nutná možnost elektrického odečtení sensorového prvku. Zároveň nejsou kladeny velké nároky na přesnost měření, ani na jeho rozsah.

Pro úlohu měření teploty půdy se tak dobře hodí termistory, jejichž elektronické vyhodnocení je v porovnání s termočlánsky a kovovými odporovými senzory velmi jednoduché. Termistory rovněž poskytují velkou dynamiku změny měřené elektrické veličiny v okolí teploty 25 °C. Jejich nelinearita je moderními číslicovými prostředky jednoduše kompenzovatelná.

5 | Vývoj měřicí jednotky

Cílem navrhované měřicí jednotky je měření za využití tištěných kapacitních sensorových elementů. Vlastnosti těchto sond jsou značně závislé na zvoleném materiálu, jeho tloušťce a metodě nanášení, jak je patrné z tabulky 5.2. Jako reference byla užita sonda shodné geometrie, zhotovená konvenční technologií výroby desek plošných spojů. Oba druhy sond (tištěné i konvenční) jsou vyobrazeny na obrázku 5.4.

Navrhované geometrie sensorových elementů jsou vyobrazeny na obr. 5.1.



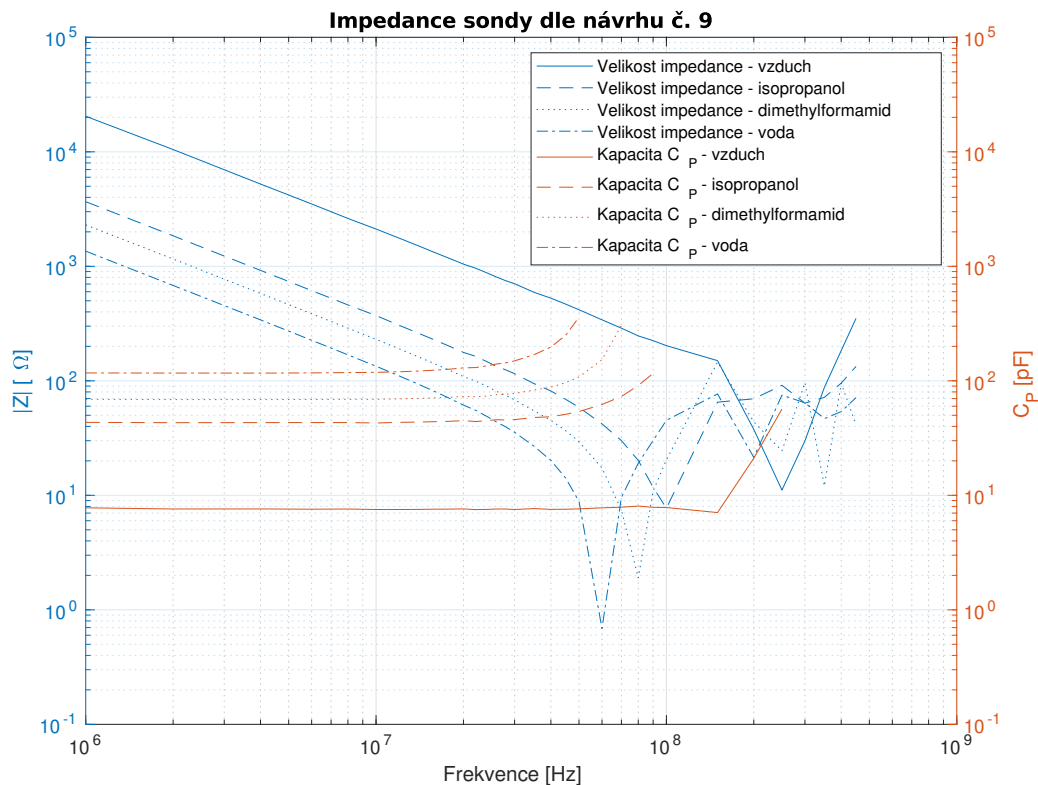
Obrázek 5.1: Návrhy geometrie kapacitních sensorových elementů v měřítku 1:2
Navrhl Ing. Jiří Čengery, Ph.D. v roce 2018

5.1 Volba geometrie sensorových elementů

Geometrie sondy byla zvolena na základě naměřených frekvenčních charakteristik uvedených v příloze A. Frekvenční charakteristiky byly měřeny v rozsahu 1–450 MHz pro sondy umístěné v prostředí látek s rozdílnou permitivitou. Měření provedli v roce 2018 Ing. Robert Vik, Ph.D. a Ing. Silvan Pretl, Ph.D.

Z naměřených charakteristik je patrné, že u všech navrhovaných geometrií sond je převažující kapacitní složka minimálně do frekvence 10 MHz. Největší kapacitu vykazovala geometrie č. 9,

senzorové elementy podle návrhu č. 5 a 10 vykazovaly nejmenší projevy sériové rezonance, která se u těchto sond vyskytuje ve vyšší frekvenci, než u ostatních. Byla upřednostněna vyšší kapacita a zvolena geometrie č. 9, jejíž frekvenční charakteristika je znázorněna na grafu v obr. 5.2.



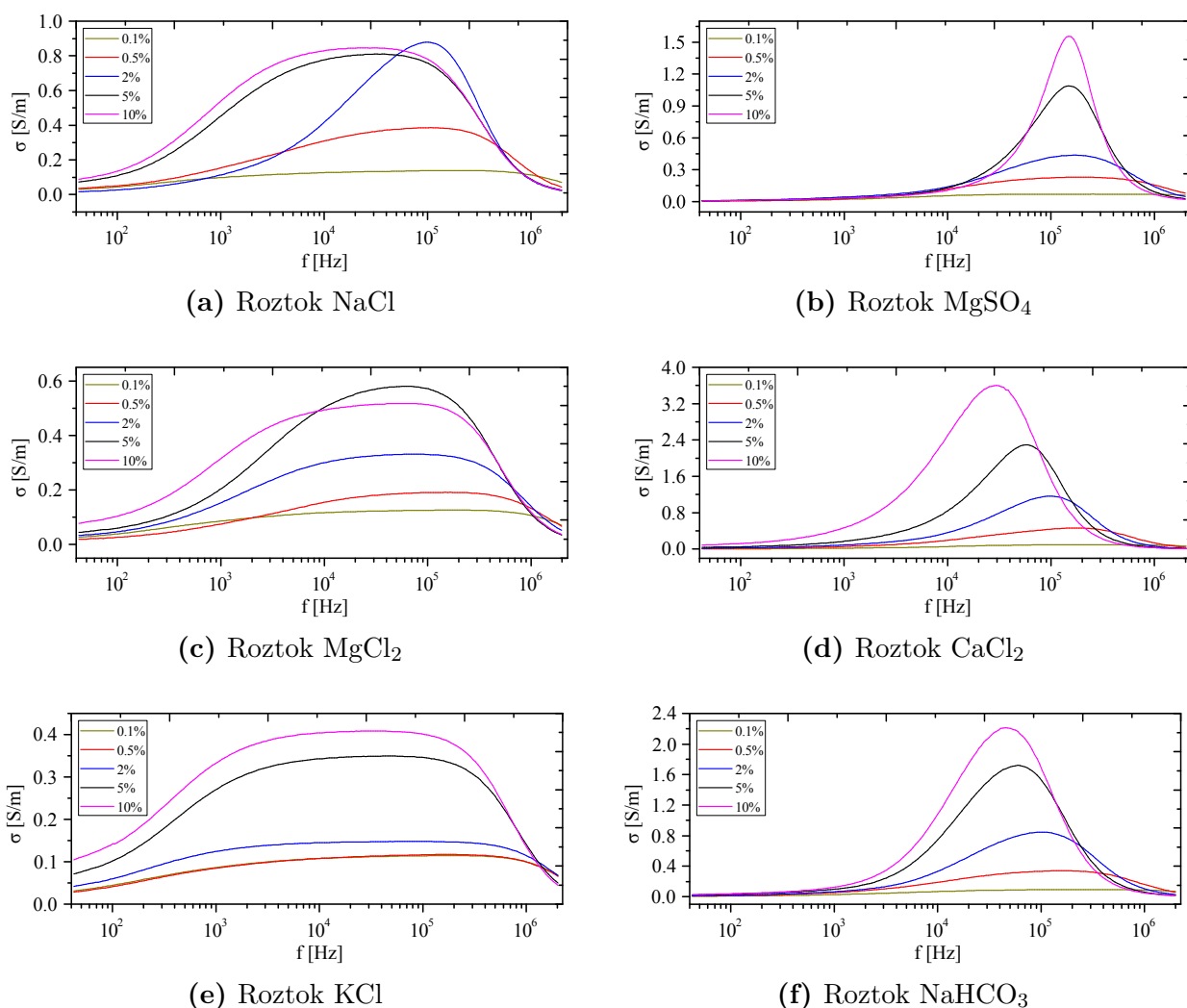
Obrázek 5.2: Frekvenční charakteristika sondy dle návrhu č. 9

S ohledem na omezení iontové vodivosti je vhodné volit vysokou pracovní frekvenci systému. K potlačení významného vlivu odporové složky impedance dochází až při frekvencích nad 100 MHz.[17] Využití takové frekvence je ale s navrhovanými sondami nemožné a je proto volena maximální možná frekvence 10 MHz. Při této frekvenci mají na měření vliv jak odporová, tak kapacitní složka impedance.[17] Z tohoto důvodu je nutné systém navrhnout tak, aby byl schopný měřit komplexní impedanci, nikoliv pouze kapacitu dvoj pólu sensorového elementu. Nevhodnost nižších frekvencí dále ilustrují vodivostní charakteristiky některých solí ve frekvenčním pásmu 40 Hz–2 MHz graficky znázorněné na obr. 5.3.

Hodnoty impedance sondy dle návrhu č. 9 při frekvenci 10 MHz jsou uvedeny v tabulce 5.1, hodnoty impedance všech navrhovaných sond v tabulce A.1.

Tabulka 5.1: Hodnoty impedance a kapacity sondy č. 9 ve známém prostředí při frekvenci 10 MHz

Prostředí	ε_r [-]	$ Z $ [Ω]	φ [$^\circ$]	C_P [pF]
Vzduch	1	2116	-89.4	7.5
Isopropanol (IPA)	18	372	-88.6	42.8
Dimethylformamid (DMF)	37	230	-89.0	69.0
Voda	81	134	-89.2	118.6



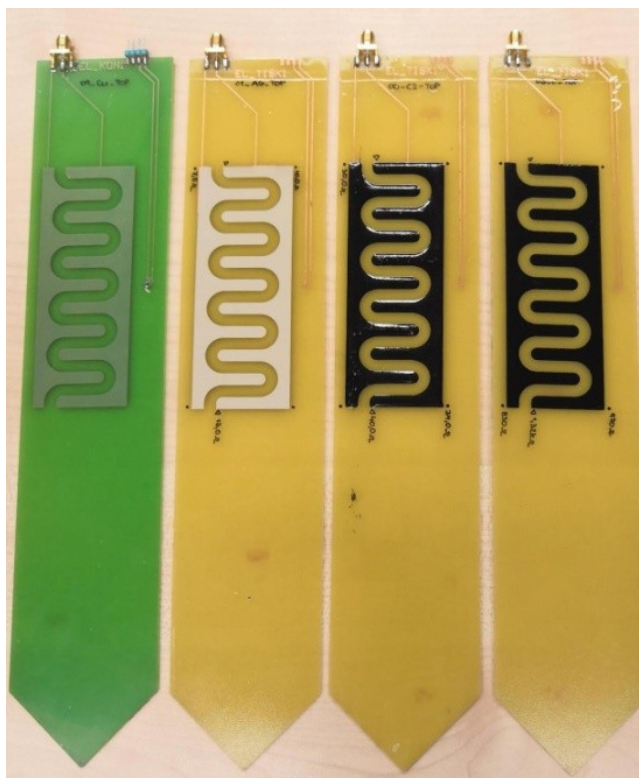
Obrázek 5.3: Vodivost roztoků solí v závislosti na jejich koncentraci a frekvenci elektrického proudu, převzato z [18]

5.1.1 Tištěné senzorové elementy

Podle geometrie referenční sondy byly zhotoveny tištěné sondy, pro vývojové účely na substrátu FR4. Tisk sond a měření parametrů vrstev uvedených v tabulce 5.2 provedl doc. Ing. Tomáš Syrový, Ph.D z katedry polygrafie a fotofyziky chemicko-technologické fakulty univerzity Pardubice.

Tabulka 5.2: Vlastnosti tištěných vrstev[19]

Materiál	Tloušťka vrstvy [μm]	Plošný odpor [Ω/\square]	Měrný odpor [Ω/m]
Cu	35	468×10^{-6}	$16,4 \times 10^{-9}$
AGS	6,5	$36,1 \times 10^{-3}$	234×10^{-9}
CMD	310	1,73	535×10^{-6}
CSP	40,5	8,74	354×10^{-6}



Obrázek 5.4: Referenční senzor a tištěné provedení kapacitních sensorových elementů
Zleva Cu, AGS (Ag Screen Printing), CMD (Carbon Micro Dispensing)
a CSP (Carbon Screen Printing)[19]

5.2 Metoda vyhodnocení komplexní impedance

Vzhledem k volbě pracovní frekvence 10 MHz bylo nutné volit vlastní obvodové řešení, jelikož integrovaný obvod schopný měření komplexní impedance s tímto pracovním kmitočtem nebyl nalezen.

Vzhledem k blízkosti pracovní a rezonanční frekvence sensorového elementu s odstupem zhruba půl dekády bylo preferováno harmonické buzení, aby bylo zamezeno zkreslení vlivem vyšších harmonických frekvencí pilového, nebo obdélníkového průběhu, pro které by již nebyla dominantní kapacitní povaha sensorového elementu.

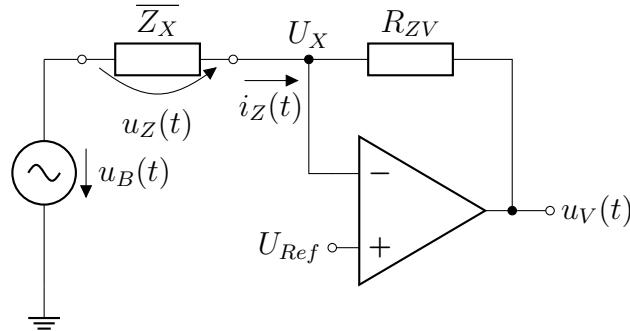
Běžně používané kapacitní metody vyhodnocení uvedené v kapitole 3.2.6 tedy nejsou na základě předchozích kritérií vhodné. Při použití sensorového elementu jako ladicího prvku relaxačního oscilátoru je měření založené na změně časové konstanty přechodového jevu $\tau = RC$ a není tak možné pouze na základě frekvence stanovit oba prvky impedančního dvojpólu R,C.

Měření za použití rezonanční metody by bylo možné, ale z obvodového hlediska by konstrukce laditelného harmonického oscilátoru představovala značnou komplikaci, stejně jako realizace precizního detektoru maxima pro měření amplitudy. Naproti tomu oscilátory s křemennými krystaly jsou komerčně běžně dostupné a pracují na svém vstupu s harmonickou frekvencí. Metoda získání tohoto harmonického průběhu pro použití k měření impedance je dále diskutována v kapitole 5.2.3.

S ohledem na výše uvedená fakta byla zvolena metoda přímého vzorkování napětí a proudu dvojpólu za použití autobalančního můstku.

5.2.1 Autobalanční můstek

Jako autobalanční můstek je označováno zapojení měřené impedance mezi zdroj budicího signálu a převodník proudu na napětí.[20] Pro použití v polním systému bylo preferováno napájení jednou polaritou napětí. Z toho důvodu je pracovní bod autobalančního můstku posunut o stejnosměrné referenční napětí U_{Ref} .



Obrázek 5.5: Schéma autobalančního můstku

Budící napětí $u_B(t)$ je přivedeno na měřenou impedanci Z_X , což má za následek průchod proudem impedancí a zpětnovazebním rezistorem R_{ZV} . Vzhledem k zavedené zpětné vazbě platí $U_{Ref} \approx U_X$ a výstupní napětí $u_V(t)$ lze odvodit z následujících vztahů:

$$\begin{aligned} u_B(t) &= U_{Ref} + U_B \sin(\omega t) \\ \overline{Z_X} &= Z_X \cdot e^{j\varphi} \\ u_Z(t) &= u_B(t) - U_X = U_B \sin(\omega t) \\ i_Z(t) &= \frac{U_B}{Z_X} \sin(\omega t - \varphi) \\ u_V(t) &= U_{Ref} - R_{ZV} \cdot i_Z(t) \end{aligned}$$

Měřením střídavé složky obou napětí $u_B(t)$ a $u_V(t)$ je možné stanovit z jejich amplitud velikost impedance a z fázového rozdílu také její úhel. Vzorkování signálu o frekvenci 10 MHz s dostatečným počtem vzorků na periodu průběhu pro jeho digitální zpracování představuje pro polní systém další překážku. Z toho důvodu není vzorkování prováděno v reálném, ale v ekvivalentním čase.

5.2.2 Vzorkování v ekvivalentním čase

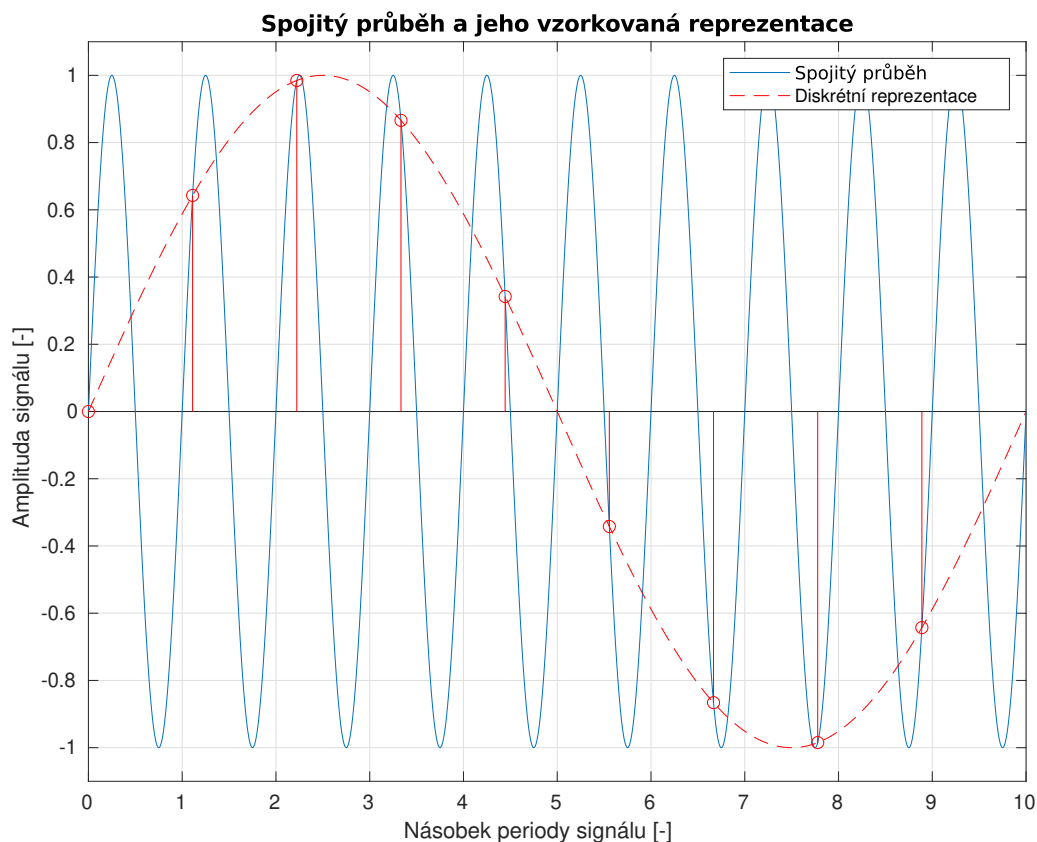
Pokud je vzorkovaný vysokofrekvenční signál pásmově omezený a periodický, lze pro získání jeho číslicové reprezentace použít vzorkování v ekvivalentním čase. Jednotlivé vzorky průběhu jsou odebírány s vzorkovací periodou

$$\tau = nT + \Delta T, n \in \mathbb{N}, \quad (5.1)$$

kde nT je násobek periody vzorkovaného průběhu a ΔT časový úsek o který je posunut každý další vzorek. Volbou posunu ΔT je dosaženo ekvivalentní vzorkovací frekvence [21]

$$f'_s = 1/\Delta T. \quad (5.2)$$

Za dodržení zobecněného vzorkovacího teorému $f_S > 2B$, kde f_S je vzorkovací frekvence a B šířka pásma, dochází k záměrnému aliasingu vzorkovaného vysokofrekvenčního signálu do základního pásma, přičemž s klesajícím ΔT roste počet vzorků na periodu diskretizované sekvence v ekvivalentním čase.



Obrázek 5.6: Signál vzorkovaný v ekvivalentním čase

Na grafu v obr. 5.6 je ilustrován příklad rekonstrukce harmonického průběhu ze vzorků z devíti period původního signálu při $\Delta T = T/9$, což odpovídá vzorkování $f'_S = 9f_0$, kde f_0 je frekvence vzorkovaného signálu.

5.2.3 Volba vzorkovací frekvence

V minulé kapitole bylo ukázáno, že při vzorkování v ekvivalentním čase je určující časový posun vzorků ΔT . Rovněž bylo znázorněno, že platí

$$\Delta T = T/m, \quad (5.3)$$

kde m je počet vzorků na periodu sekvence. Dosazením do vztahu 5.1 lze odvodit vztah pro vzorkovací frekvenci

$$\begin{aligned} \tau &= nT + \Delta T = nT + \frac{T}{m} \\ \tau &= T \left(n + \frac{1}{m} \right) = T \frac{1 + nm}{m} \\ f_S &= f_0 \frac{m}{1 + nm}. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Za pomoci tohoto vztahu je možné volit vzorkovací frekvenci s ohledem na požadovanou ekvivalentní vzorkovací frekvenci. Například při použití 2kB vyrovnávací paměti pro vzorkování a požadavku na zachycení alespoň 4 period signálu lze stanovit $m = 2048/4 = 512$ vzorků na periodu. S ohledem na možnosti konkrétních převodníků lze volit násobek periody n a výslednou vzorkovací frekvenci dle následující tabulky:

Tabulka 5.3: Tabulka možných vzorkovacích frekvencí pro $m = 512$, $f_0 = 10$ MHz
Vypočtené frekvence jsou výrazně zaokrouhleny.

n	1	2	3	4	5	6	7	8
f_s [MHz]	9,981	4,995	3,331	2,499	1,999	1,666	1,428	1,250

Pokud pro navrhovaný systém uvažujeme n, m konstantní, lze vztah 5.1 dále zjednodušit na

$$f_s = k f_0, k \in \mathbb{R}. \quad (5.5)$$

Vzhledem k faktu, že v navrhovaném systému je sledována pouze jedna harmonická frekvence má součinitel k ještě jeden význam a to určení normalizované frekvence dle vztahu

$$\omega_n = \frac{f_0}{f_s} = \frac{1}{k}. \quad (5.6)$$

Z přesné znalosti ω_n lze dále vycházet v návrhu číslicového zpracování dat, například přesné ladění filtrů nebo výpočet DFT.

5.2.4 Konstrukce oscilátoru

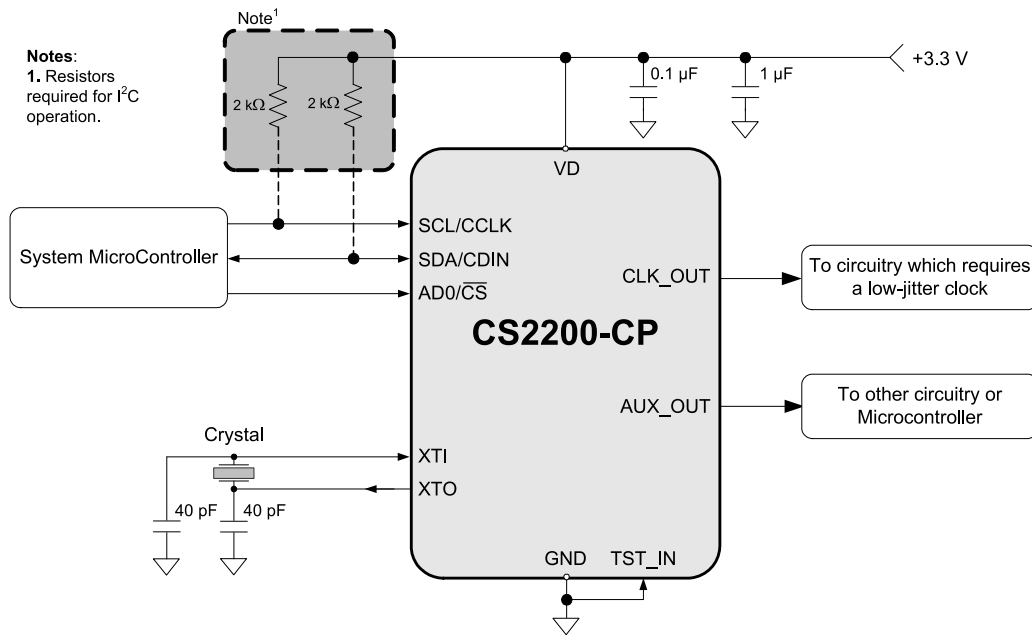
Jak bylo zmíněno v předchozích kapitolách, pro návrh měřicího systému je nutné zkonstruovat oscilátor generující harmonický průběh o frekvenci 10 MHz a z něj odvozený hodinový signál pro vzorkování podle vztahu 5.5. Pro tento účel lze využít fázový závěs, čímž je potlačen vliv nepřesností oscilátoru, jelikož se vzorkovací frekvence mění v souladu s budičí.

Fázový závěs pro tuto aplikaci ale musí umožňovat volbu násobku frekvence z oboru reálných čísel. Takový obvod se běžně nazývá frekvenční syntezátor a umožňuje flexibilnější volbu výstupní frekvence v porovnání s jednoduchými fázovými závěsy.

Pro tento systém byl vybrán integrovaný obvod CS2200-CP firmy Cirrus Logic, Inc., který umožňuje opakovanou konfiguraci výstupní frekvence pomocí I²C na základě krystalového oscilátoru s integrovaným budičem.

Tento obvod umožňuje nastavit 32-bitový násobek ve formátu pevné desetinné čárky Q12.20, tedy s délkou celé části čísla 12 bitů a pro desetinnou část 20 bitů. Výstupní frekvence je nastavitelná v rozsahu 6–75 MHz. Kapacita externě připojeného krystalu je výrobcem specifikována na 20 pF.[22]

Vzhledem k velké kapacitě krystalu lze usuzovat, že výkon integrovaného budiče je relativně velký a za předpokladu malého zatížení tak bude možné odebrat harmonický signál krystalu pro další zpracování. S ohledem na minimalizaci zatížení je nutné použít zesilovač s CMOS vstupním stupněm, dále je vhodné volit krystal s co nejnižším ekvivalentním sériovým odporem, což eliminuje možnost použití malých krystalů v SMD pouzdrech, a maximálně omezit přidanou parazitní kapacitu spojů, které musí být v této kritické části systému co nejkratší. Návrh tohoto oscilátoru je dále rozveden v kapitole 7.2.2.



Obrázek 5.7: Základní zapojení obvodu CS2200-CP – upraveno na základě schématu v datovém listu [22]

Vzhledem k rozsahu výstupní frekvence obvodu CS2200-CP 6–75 MHz je pro použití s násobkem periody jiným než $n = 1$ nutné využít další frekvenční děličku. Pro tuto změnu frekvence již ale stačí obyčejná celočíselná dělička realizovaná synchronním čítačem.

5.3 Metody vyhodnocení měřených dat

Navzorkované sekvence dat reprezentují průběh napětí a proudu dvojpólu. K výpočtu jeho komplexní impedance je tak nutné znát efektivní hodnotu napětí a proudu a jejich vzájemný fázový posun. Pro tuto analýzu byly uvažovány dvě metody:

1. výpočet dle definice efektivní hodnoty (RMS) jako

$$x_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x^2(n)}, \quad (5.7)$$

a dále stanovení fázového rozdílu v časové oblasti na základě průchodů sekvence nulou,

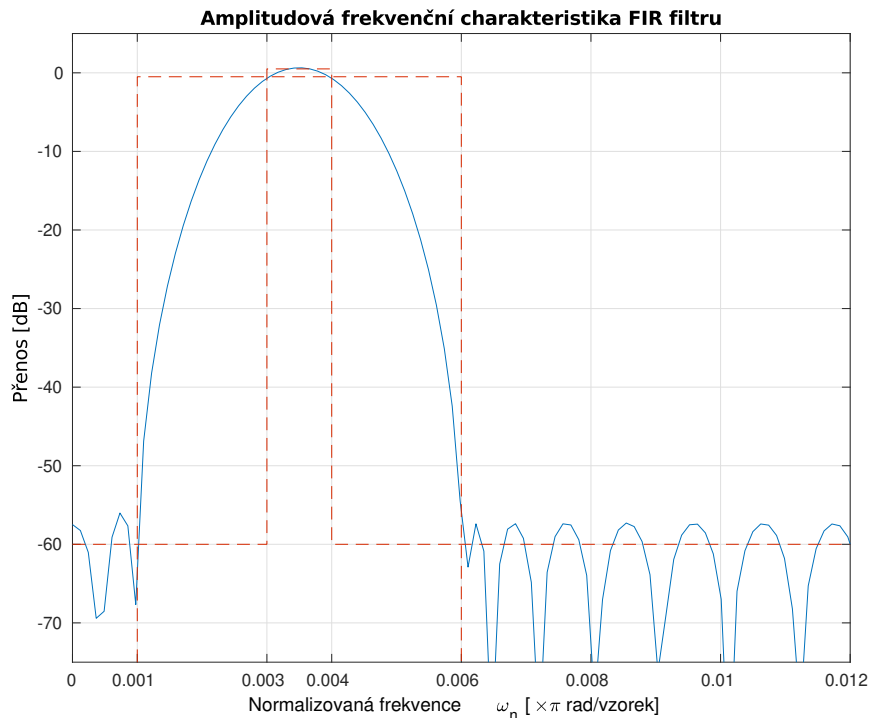
2. vyhodnocení pomocí diskretní Fourierovy transformace (DFT).

5.3.1 Vyhodnocení v časové oblasti

Před výpočtem efektivní hodnoty dle vzorce 5.7 je nutné data upravit. Jak bylo uvedeno v kapitole 5.2.1, měřicí můstek zavádí do vzorkovaných dat stejnosměrnou složku. V reálném signálu lze navíc očekávat šum a další parazitní frekvence vzniklé zkreslením harmonického průběhu. Navzorkovaná data jsou proto nejprve filtrována číslicovým filtrem typu pásmová propust.

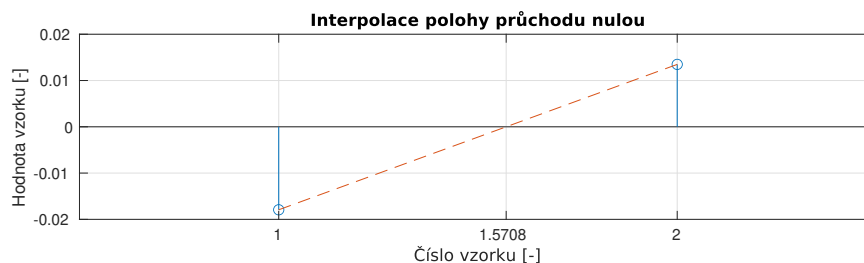
S ohledem na požadavek vysokého počtu vzorků na periodu, což vede ke zpřesnění určení fáze signálu, je normalizovaná frekvence datové sekvence nízká a pro odstranění stejnosměrného

offsetu musí být filtr strmý. Návrh a stabilní implementace filtru s nekonečnou impulzní odezvou (IIR) se nezdařily, bylo tedy nutné použít filtr s konečnou impulzní odezvou (FIR), který je sice výpočetně náročnější, ale nepřináší problémy se stabilitou systému. Příklad frekvenční charakteristiky filtru použitého v prvotním vývoji je vyobrazen na grafu v obr. 5.8. Tento filtr má útlum v zádržném pásmu 60 dB a jeho impulzní odezva čítá 1975 členů.



Obrázek 5.8: Příklad frekvenční charakteristiky FIR filtru

Průchod filtrem zároveň slouží jako převod z celočíselného datového typu do vyjádření v plovoucí desetinné čárce. Z filtrovaných sekvencí napětí a proudu je následně možné stanovit efektivní hodnotu a nalézt indexy členů ohraničující průchod nulou jako dva po sobě jdoucí členy s rozdílným znaménkem. Vzhledem k faktu, že v okolí průchodu nulou lze považovat hodnoty goniometrické funkce za lineární úsek, lze získat z indexů členů a jejich hodnot lineární interpolací zpřesněnou polohu průchodu nulou v sekvenci. Příklad této interpolace je znázorněn v grafu na obr. 5.9.



Obrázek 5.9: Příklad interpolace průchodu nulou

Průběh napětí lze považovat za známý a z rozdílu poloh průchodu nulou napětí tak lze ověřit, zda data obsahují očekávanou normalizovanou frekvenci, což je jedním z ukazatelů

správné funkce budící sekce měřicího obvodu. Pokud se navíc frekvence napětí výrazně liší od té detekované ve vektoru proudu, lze opět usuzovat poruchu systému. Číslicový filtr sice potlačuje nežádoucí frekvence, ale např. při použití filtru dle charakteristiky v grafu 5.8 dynamika vyjádření čísel v plovoucí desetinné čárce značně převyšuje útlum filtru v zádržném pásmu a pokud se očekávaná frekvence ve vektoru nevyskytuje vůbec, mohou být vyhodnoceny jiné průběhy s malou amplitudou.

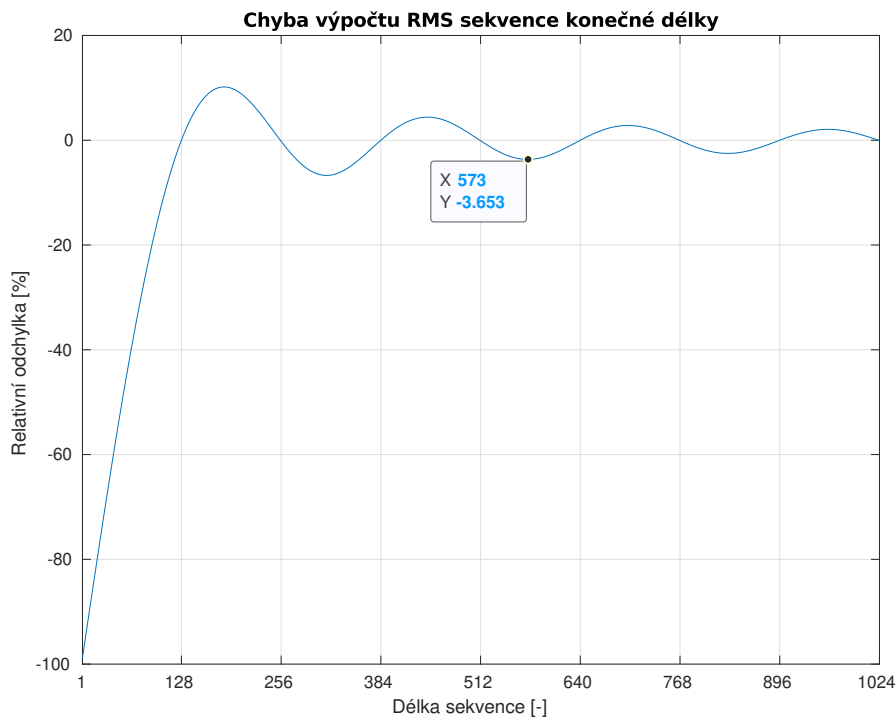
Z poloh průchodů nulou t_{1u}, t_{1i} , o půl periody následujícími t_{2u}, t_{2i} a délky periody T_u lze získat fázový rozdíl jako

$$\varphi = 2\pi \frac{t_{1i} - t_{1u} + t_{2i} - t_{2u}}{2T_u}. \quad (5.8)$$

Komplexní impedance je pak vypočítána jako

$$\overline{Z}_X = \frac{U_{RMS}}{I_{RMS}} e^{j\varphi}. \quad (5.9)$$

Při výpočtu efektivní hodnoty pomocí vzorce 5.7 je nutné vhodně volit délku vstupního vektoru N . Pro $N \rightarrow \infty$ sice výpočet konverguje ke skutečně efektivní hodnotě signálu, nicméně pro kratší vektory se periodicky mění chyba výpočtu, viz graf 5.10. Při délce periody m se minimum relativní chyby vyhodnocení opakuje periodicky pro délky vektoru $N = \frac{k}{4}m, k \in \mathbb{N}$. Naopak nevhodnou volbou délky vektoru lze dosáhnout relativní chyby až $\approx 3,5\%$, za předpokladu $N > m$.



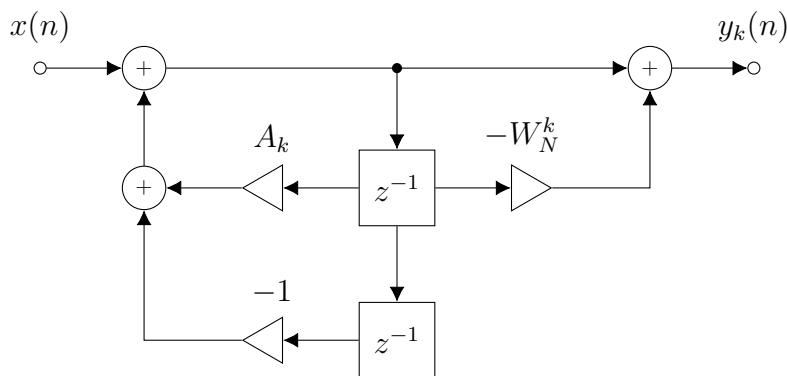
Obrázek 5.10: Odchylka výpočtu RMS pro různé délky vektoru
Počet vzorků na periodu $m = 512$

5.3.2 Vyhodnocení pomocí DFT

Alternativou vyhodnocení v časové oblasti je výpočet diskrétní Fourierovy transformace, která je definována jako [23]

$$\overline{X(k)} \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (5.10)$$

Výpočet všech členů transformace je úměrný N^2 , existují ale algoritmy, které složitost výpočtu při N rovnému mocnině 2 snižují na $N \log_2 N$. Pokud ale není potřeba znát všechny členy a postačuje informace o M členech, je pro $M < \log_2 N$ výhodnější přímý výpočet DFT podle definice, nejlépe s předem propočítanými koeficienty komplexní exponenciály. Další alternativou je využití Goertzelova algoritmu, který implementuje DFT jako rekurzivní číslicový filtr. Jeho implementace [24]



Obrázek 5.11: Implementace Goertzelova algoritmu (Goertzelův filtr)

$$A_k = 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right), W_N^k = e^{-j(2\pi k/N)}$$

Jeho výhodnost spočívá zejména v absenci nutnosti vypočítat hodnoty komplexní exponenciály a je tak možné za jeho pomoci ušetřit systémové prostředky (RAM nebo ROM). Je ale nutné mít na paměti, že Goertzelův filtr je v principu IIR filtr druhého řádu a jako takový může být při nepřesném výpočtu nestabilní.

Jak výpočet dle definice DFT, tak Goertzelův algoritmus jsou vhodnými nástroji pro navrhovaný systém, pro který je důležitá pouze jedna harmonická frekvence a postačuje tedy výpočet jednoho členu DFT. Při volbě délky vstupní sekvence $N = km, k \in \mathbb{N}$, kde m je počet vzorků na periodu je tedy k vyhodnocení potřeba vypočítat $\overline{X(k)}$.

Dále je možné vypočítat její amplitudu a fázi jako [25]

$$A = \frac{2}{N} |\overline{X(k)}|, \quad (5.11)$$

$$\varphi = \arg(\overline{X(k)}) \quad (5.12)$$

a následně komplexní impedanci

$$\overline{Z_X} = \frac{A_u}{A_i} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)}. \quad (5.13)$$

Touto metodou jsou potlačeny šумы, stejnosměrný ofset i další nežádoucí frekvence. Vyhodnocení fáze je obecné a v algoritmu se nevyskytují žádné speciální případy, které by bylo potřeba ošetřit. V porovnání s předchozí metodou ale v průběhu výpočtu neexistují mezivýsledky, které by bylo možné použít pro odhad správné funkce měřicího obvodu.

5.4 Porovnání náročnosti výpočtu metod vyhodnocení

Pro zjednodušené porovnání náročnosti výpočtu byl použit počet operací vynásobení a sečtení (MAC) při zpracování datového vektoru. Pro toto porovnání je volen vektor o $N = 2048$ členech. V případě vyhodnocení v časové oblasti je nutné podle délky FIR filtru F pro každý vzorek vypočítat $F \approx 2000$ MAC, následně N MAC při výpočtu efektivní hodnoty. Celkově tedy

$$\text{MAC}_1 = F \cdot N + N = N \cdot (F + 1) \approx 4 \times 10^6. \quad (5.14)$$

Následně je nutné porovnat všechny sousední prvky vektoru a zaznamenat polohy a polarity průchodů nulou.

Při použití vyhodnocení pomocí DFT s předem vypočítanou komplexní exponenciálou je nad vektorem o délce N provedeno $2N = 4096$ MAC, jelikož je zvlášť počítána reálná a imaginární složka spektra. Tento počet nezachycuje připravení komplexní exponenciály, která je pro zpracování nutná a s ohledem na výpočet goniometrických funkcí náročná. Tu je ale možné připravit jednou při počátku běhu programu, nebo při změně konfigurace vzorkování a dále používat pro výpočet opakovaně. Naproti tomu koeficienty filtru používané v první metodě je při předpokladu výpočtu na MCU potřeba mít připravené v paměti programu a rekonfigurace vzorkování tak ani není možná, pokud pro požadovanou ekvivalentní frekvenci není připraven filtr.

Z tohoto porovnání je patrné, že metoda vyhodnocení pomocí DFT je v porovnání s první metodou časově úsporná a flexibilnější.

5.5 Numerická simulace metod vyhodnocení

Správnost metod uvedených v kapitolách 5.3.1 a 5.3.2 byla ověřena simulací v MATLAB. Pro tento výpočet byla volena normalizovaná frekvence průběhu $\omega_n = 0,0035\pi$. Tento základní průběh byl dále deformován vyššími harmonickými složkami a zarušen šumem. Výsledný průběh napětí byl dán rovnicí

$$u(n) = \sin(\omega_n n) + 0.1 \sin(2\omega_n n) + 0,05 \sin(3\omega_n n) + 0,05(\text{rand} - 0.5)$$

Z této sekvence byl vypočítán proud na impedančním dvojpólu $R_P=47\text{ k}\Omega$, $C_P=47\text{ pF}$ podle vztahu

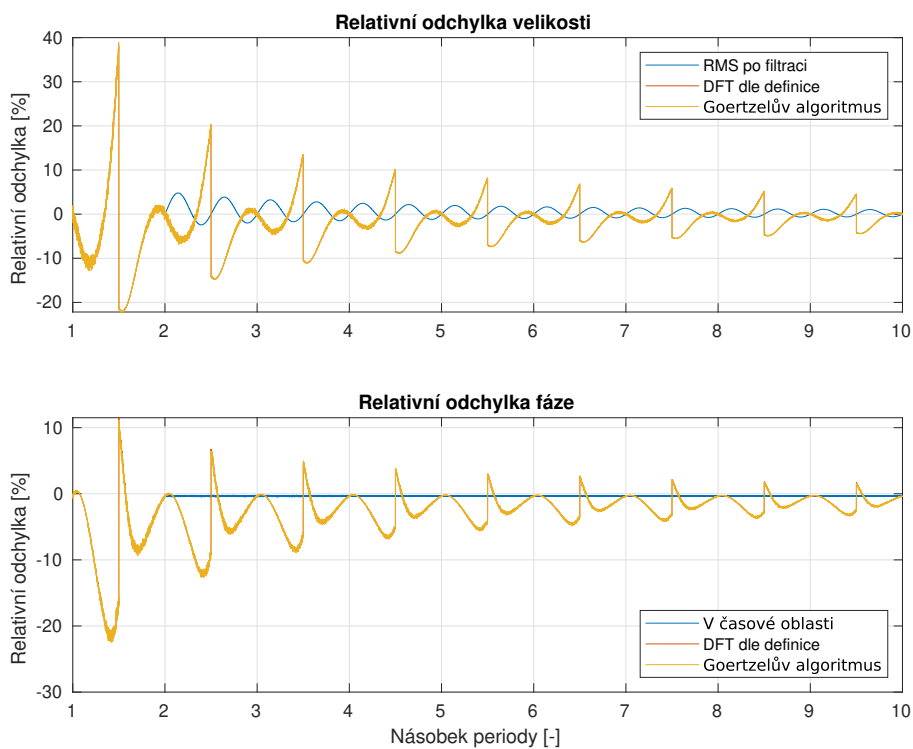
$$i(n) = \frac{u(n)}{R_P} + C_P \frac{u(n) - u(n-1)}{\frac{\omega_n}{2\pi f}},$$

kde $f = 10\text{ MHz}$.

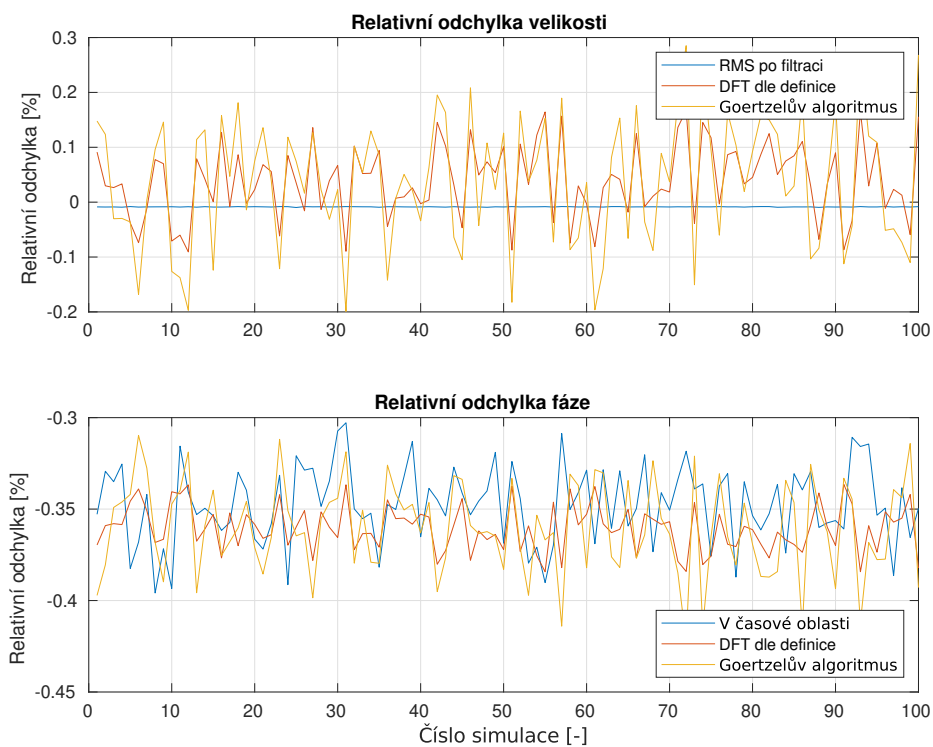
Sekvence napětí a proudu byly následně vyhodnoceny metodou výpočtu RMS filtrovaného průběhu FIR filtrem a detekce fáze v časové oblasti, výpočtem DFT dle definice a Goertzelovým filtrem.

Výsledky simulací jsou znázorněny v grafech na obrázcích 5.12 a 5.13. První z grafů zachycuje simulaci pro různé délky vstupních sekvencí, přičemž je patrné, že obecně je relativní chyba vyhodnocení za pomoci výpočtu efektivní hodnoty filtrovaného průběhu menší, pro obě metody ale existují body minima chyby v násobcích periody signálu základní frekvence.

Druhý z grafů znázorňuje odolnost vůči šumu zmíněných metod. Simulace byla opakovaně spouštěna s délkou sekvence odpovídající desetinásobku periody základního průběhu, docházelo tak k ovlivnění pouze náhodně šumové složky. Lze pozorovat, že stanovení velikosti impedance z filtrovaného průběhu je nejvíce odolné vůči šumu. Při stanovení fáze nebyla prokázána výhodnost některé z metod.



Obrázek 5.12: Relativní odchylka velikosti a fáze impedance v závislosti na délce vstupní sekvence

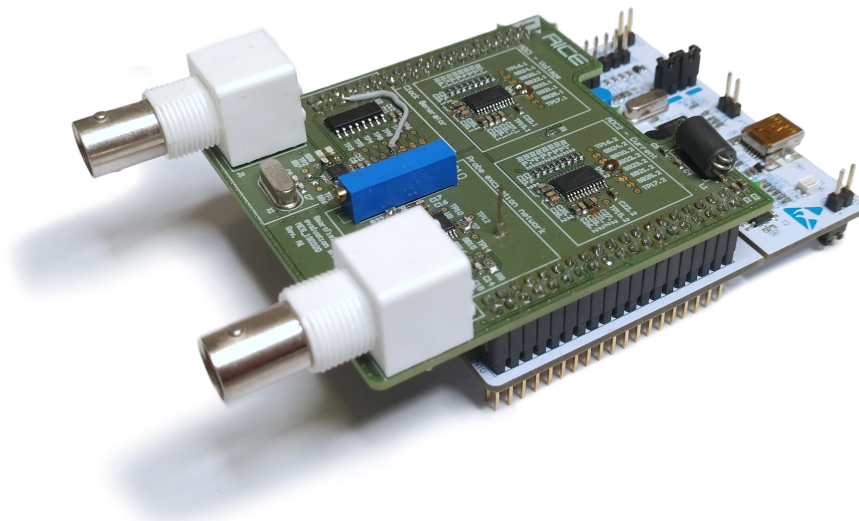


Obrázek 5.13: Odolnost vůči šumu pro délku sekvence desetinásobku základní periody

5.6 Ověření principů prototypem

Pro ověření realizovatelnosti principů uvedených v předchozích kapitolách byl navržen a vyroben prototyp ve formě rozšiřovací desky pro vývojovou desku STM Nucleo L452.¹ Pro vzorkování byl zvolen 8-bitový flash A/D převodník ADC1175 firmy Texas Instruments s šířkou pásma analogového vstupu 120 MHz a rozsahem vzorkovací frekvence 1–20 MHz.[26]

Ke zpracování analogových signálů byl zvolen operační zesilovač TLV3544 s GBP 200 MHz a rychlostí přeběhu 150 V/ μ s. Jak vstupy tak výstupy tohoto zesilovače jsou podle výrobce schopné zpracovávat signály s rozkmitem Rail-to-Rail.[27]



Obrázek 5.14: Testovací prototyp – rozšiřující deska pro Nucleo

Prototyp byl opatřen vlastním signálovým generátorem a BNC vstupem pro připojení externího generátoru, aby bylo možné otestovat ostatní části systému v případě nefunkčního oscilátoru. Druhý BNC konektor slouží k připojení externího impedančního dvojpólu. Pro účely vývoje bylo na desce osazeno několik kapacitorů, jejichž připojení bylo možné za použití pájecích propojek.

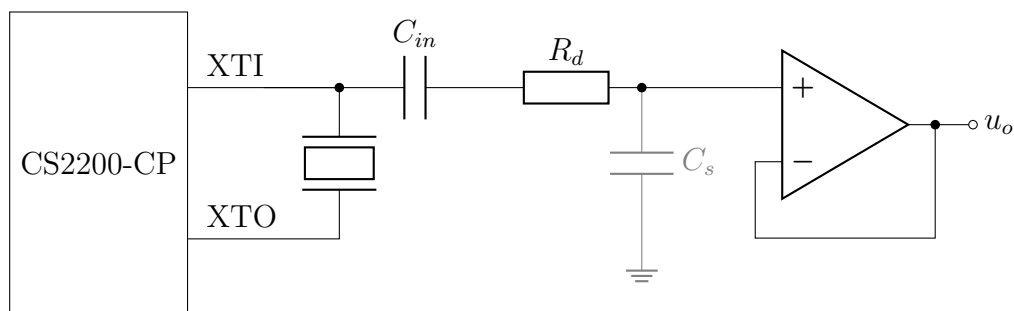
Vzhledem k omezeným možnostem využití vývodů čipu vývojové desky byla synchronizace řešena triviálně za pomoci pollingu GPIO vývodu připojeného k synchronizačnímu signálu na maximální frekvenci jádra MCU.

Z naměřených průběhů bylo možné stanovit velikost připojené kapacity, čímž byla ověřena správnost měření. Externě připojený sensorový element rovněž vykazoval očekávanou reakci na změnu okolního dielektrika (stoupající hladinu vody).

Na prototypu došlo k odladění oscilátoru, který byl zprvu nefunkční vlivem saturace vstupu operačního zesilovače. Ačkoliv měl být zesilovač schopen zpracovat signál s rozkmitem blízkým napájení, docházelo k deformaci záporné poloviny sinusoidy. Jako řešení byl do zapojení začleněn rezistor způsobující útlum vstupního signálu, jak je znázorněno na obr. 5.15.

Harmonický signál z vývodu XTI fázového závěsu je přes vstupní kapacitor C_{in} , který zajišťuje střídavou vazbu signálu, přiveden na filtr typu dolní propust tvořený rezistorem R_d a parazitní kapacitou C_s . Tím je zajištěn útlum rozkmitu signálu bez snížení impedance vstupu. Operační zesilovač v neinvertujícím zapojení slouží jako impedanční oddělení slabého

¹ Prototyp byl realizován v akademickém roce 2018/2019 jako semestrální práce předmětu KAE/SAC.



Obrázek 5.15: Útlumový rezistor na vstupu operačního zesilovače

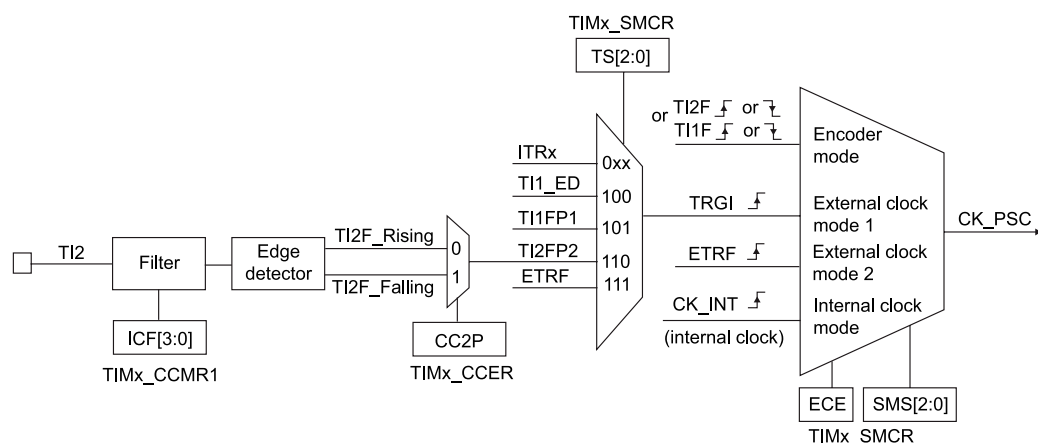
harmonického signálu, čímž vzniká zatížitelný výstupní signál u_o , který je používán jako budící vstup operační sítě měřící impedanci připojeného dvojpólu. Detailní popis této sítě je uveden v kapitole 7.2.3.

Hodnota R_d zajišťující správnou činnost navázaných obvodů je závislá na zvoleném operačním zesilovači a na provedení desky plošného spoje. Je tedy nutné ji při změně návrhu empiricky doladit.

5.7 Samostatná měřicí jednotka

Na základě úspěchu testovacího prototypu byla navržena a zkonstruována samostatná měřicí jednotka, doplněná o napájecí zdroj, záložní baterii čítače reálného času a paměťovou kartu pro ukládání průběhů. Naopak byl odstraněn vstup pro externí generátor.

Synchronizace s hodinovým signálem měřicího obvodu byla realizována za pomoci čítače v módu externího synchronizačního vstupu.² V tomto režimu čítač několik vnitřních hodinových cyklů po hraně signálu na vstupním vývodu generuje příznak, který je možné využít jako signál pro spuštění DMA přenosu.

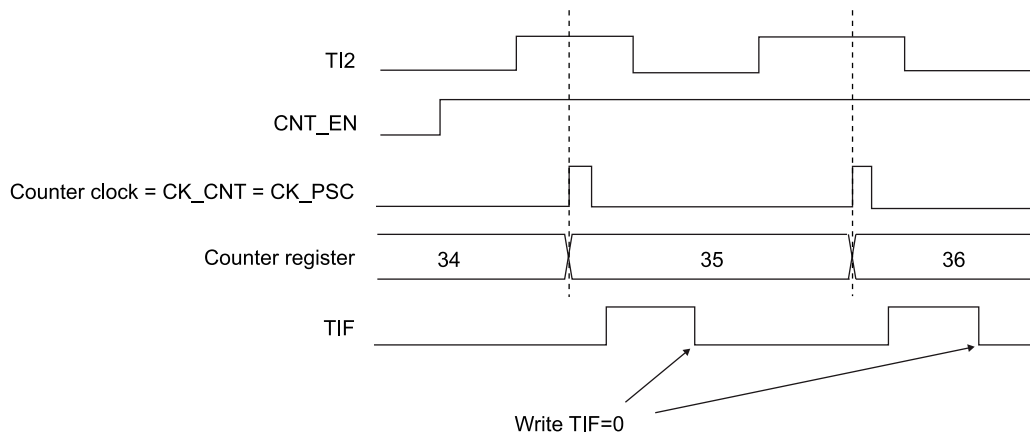


Obrázek 5.16: Blokové schéma čítače v módu externí synchronizace, převzato z [28]

Na obrázku 5.16 je znázorněno vnitřní zapojení externího synchronizačního signálu čítače. V tomto příkladu je signál na vývodu TI2 přiveden do filtru proměnné délky. Změna výstupu tohoto filtru nastává až poté, co jsou všechny jeho členy rovny nové hladině. Výstup filtru

² Výrobce tento mód nazývá *External clock source mode 1*.

je přiveden do detektoru polarity přechodu hladiny. Tím je způsobeno, že po zpoždění odpovídajícímu délce filtru a frekvenci vzorkování odvozených od vnitřního hodinového rozvodu mikrokontroléru je produkován čítací pulz CK_PSC.



Obrázek 5.17: Časový průběh signálů čítače v módu externí synchronizace, převzato z [28]

Zpoždění reakce je rovněž znázorněno na obrázku 5.17. Po pulzu CK_PSC je čítačem nastaven příznak přerušení TIF, který je možné použít jako zdroj pro spuštění přenosu kanálu 6 DMA1.[28] Tento přenos je využit na vyčtení dat GPIO portu jako 16-bitového registru a uložení do RAM. Příznak přerušení je bohužel nutné nulovat procesorem, samotný přenos dat a synchronizace je ale zabezpečena periferními obvody a je tak možné během vzorkování snížit frekvenci CPU mikrokontroléru.

Jednotka byla stejně jako testovací prototyp schopná měření jednoho kanálu impedance, navíc byla přidána podpora měření půdní teploty za pomoci termistoru. K tomuto měření postačuje A/D převodník integrovaný v mikrokontroléru a vyhodnocení termistoru tak nepotřebuje takřka žádné další součástky.

Napájení jednotky je zajištěno lithiovým akumulátorem, který je možné dobít při připojení jednotky k USB.

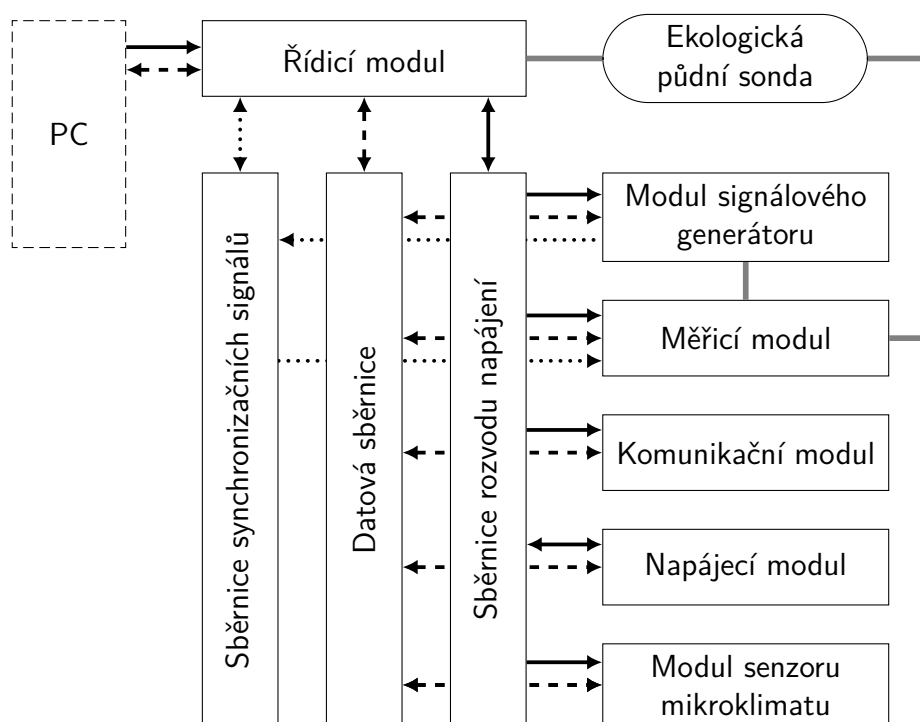


Obrázek 5.18: První verze samostatné měřicí jednotky

6 | Modulární koncepce

Pro usnadnění dalšího vývoje měřicí jednotky byla vytvořena modulární koncepce, umožňující evaluaci různých implementací dílčích podsystémů (modulů) bez nutnosti opakované výroby celé jednotky.

Modulární koncepce se skládá z měřicí jednotky (soustavy sběrnic a modulů) a volitelného senzoru (případně senzorů) mikroklimatu.



Obrázek 6.1: Blokové schéma modulárního systému[29]

Pro znázornění propojení modulů je užitá následující konvence:

- > rozvody napájení,
-> synchronizace (frekvenční signály),
- - - - -> datové (digitální) signály,
- > analogové signály.

Obrázek 6.2: Znázornění druhu propojení

„Měřicí jednotka je tvořena jednotlivými funkčními moduly ve volitelné konfiguraci propojenými systémem sběrnic. Sestavu modulů tvoří: řídicí modul, měřicí modul, modul signálového generátoru, komunikační modul a napájecí modul. Měřicí jednotka umožňuje osazení funkčních

modulů rozdílných parametrů. Je tak možné použít například měřicí moduly s rozdílným měřicím rozsahem, nebo i měřicí moduly s rozdílným principem měření.“[29] Toto uspořádání je znázorněno na obr. 6.1.

„Ústředním prvkem měřicí jednotky je řídicí modul, který zajišťuje řízení všech ostatních funkčních modulů, základní zpracování dat a měření odezvy teplotních sensorových elementů půdních sond. Tento centrální bod měřicí jednotky zajišťuje překlad mezi jednotlivými komunikačními rozhraními a řídí přenos informací mezi jednotlivými moduly prostřednictvím hlavní datové sběrnice. Řídicí modul obsahuje řídicí integrovaný obvod (například mikrokontrolér (MCU) nebo programovatelné hradlové pole (FPGA)) a elektronickou paměť pro lokální ukládání naměřených dat. Řídicí modul pomocí datové sběrnice detekuje všechny další připojené funkční moduly a jejich konkrétní variantu na základě unikátního identifikátoru a následně volí algoritmus jejich řízení a zpracování dat. Dále je výhodné, pokud řídicí modul podporuje kabelové propojení s externím zařízením, umožňujícím jak napájení měřicí jednotky, tak i přenos naměřených dat a řídicích signálů. Externím zařízením může být například PC.“[29]

„Modul signálového generátoru vytváří signál nezbytný pro zvolenou metodu měření, stejně tak jako od něj odvozené, případně i nezávislé synchronizační signály nutné pro propojení řídicího modulu s měřicím modulem.“[29]

„Měřicí modul na základě aktivačního požadavku z řídicího modulu přivede měřicí signál na sensorový element pro měření půdní vlhkosti. Získanou odezvu půdní sondy předává v digitální formě datovou sběrnici do řídicího modulu.“[29]

„Komunikační modul zajišťuje přenos naměřených dat prostřednictvím bezdrátové komunikační sítě na vzdálený server za účelem centrální správy a analýzy dat.“[29]

„Napájecí modul zajišťuje energetické požadavky analogových i digitálních obvodů jednotlivých modulů.“[29]

„Senzor mikroklimatu zajišťuje měření teploty a vlhkosti ovzduší v bezprostředním okolí měřicí jednotky. Jedná se o digitální kombinovaný teplotně-vlhkostní senzor osazený na nosné desce s vlastním konektorem, který přímo komunikuje s řídicím modulem prostřednictvím datové sběrnice.“[29]

6.1 Pravidla modulární interoperability

S ohledem na očekávanou rozmanitost různých implementací jednotlivých modulů byla navržena sada pravidel s cílem zaručit bezpečný provoz stávajících i budoucích modulů.

1. Každý modul s výjimkou řídicího modulu musí obsahovat identifikační paměť.
2. Identifikační paměť musí obsahovat deskriptor dle popisu v kapitole 6.2.4.
3. Napájecí modul musí být inicializován se všemi volitelnými doménami ve vypnutém stavu.
4. Všechny moduly přistupující k datové a synchronizační sběrnici, kromě řídicího, musí zaručit vysokoimpedanční stav výstupních budičů ('Z' podle IEEE 1164), dokud nedojde k požadavku na jejich aktivaci řídicím modulem.
5. Řídicí modul musí zaručit stav 'L' podle IEEE 1164 na všech vodičích datové a synchronizační sběrnice, dokud nedojde k identifikaci a aktivaci všech modulů připojených k dotčeným vodičům.

Výjimka řídicího modulu z pravidla 1 vychází z předpokladu že řídicí modul je schopný stanovit vlastní konfiguraci na základě svého programu. Pravidla 3, 4 a 5 mají za cíl zamezit poškození modulů při použití nevhodně zvoleného napájecího modulu, případně kombinace modulů s nekompatibilními výstupními úrovněmi.

6.2 Identifikace a validace modulu

Identifikační paměť modulu obsahuje jednotnou hlavičku, nesoucí informaci o její velikosti a verzi, druhu modulu, jeho modelové identifikaci, unikátním identifikátoru návrhu, datu výroby a pořadovém čísle ve výrobní sérii. Tato hlavička je základem deskriptoru modulu, který je dále tvořen tabulkou napěťových úrovní digitálních propojení, tabulkou napájecích hladin a případně dalšími tabulkami specifickými pro jednotlivé druhy modulů.

Tabulka 6.1: Identifikační hlavička modulu

		Délka [bit]	Poznámka
Informace o hlavičce	Velikost	8	Záznam o velikosti umožňuje zpětnou kompatibilitu novějších verzí hlavičky.
	Verze	8	
Identifikace typu modulu	Druh	4	Na základě druhu a modelu modulu je přiřazen ovladač. S neznámým modulem nelze pracovat.
	Model	4	
Identifikátor návrhu	Den	5	Jednotlivé návrhy jsou identifikovány kódem návrhu DID ve formátu RRMMDD.
	Měsíc	4	
	Rok	7	
Datum výroby	Den	5	Společně s informacemi o typu modulu, DID a sériovým číslem tvoří unikátní identifikátor modulu UMID.
	Měsíc	4	
	Rok	7	
Sériové číslo		16	
CRC-8		8	Kontrolní součet hlavičky.
CRC-16		16	Kontrolní součet deskriptoru modulu (bez hlavičky).

6.2.1 Tabulka napěťových úrovní digitálních propojení

Tato tabulka stanoví maximální napětí, které je možné přivést na použitá propojení modulu aniž by došlo k jeho poškození nebo narušení funkcionality. Jejím cílem je umožnit interoperabilitu modulů, které jsou jinak neznámé pro řídicí modul. V tabulce jsou uváděny pouze využité spoje, ostatní nejsou limitující a jejich uvádění je tedy nadbytečné. Tabulka je uvozena informací o délce a skládá se z klíčovaných hodnot, kde klíčem je kódové označení skupiny, nebo jednotlivých propojení a hodnota je přibližně vyjádřena v pevné desetinné čárce ve znaménkovém formátu Q5.3.

Pokud je první specifikovaná hodnota záporná, specifikuje limit záporného napětí na propojení a je očekávána další hodnota pro limit kladného napětí. Pokud je první hodnota kladná, limit záporného napětí se uvažuje rovný nulovému napětí. Záznam v tabulce tak může být jak pár klíč–hodnota, tak trojice klíč–hodnota–hodnota.

Tabulka 6.2: Tabulka napěťových úrovní digitálních propojení

	Délka [bit]	Poznámka
Délka tabulky	8	Délka tabulky v byte
Označení propojení	8	Tabelovaná hodnota, musí být známá řídicímu modulu.
Limitní hodnota	8	Limitní napětí ve formát Q5.3 voltů.
Další záznamy	16/24	Záznamy 2–N

6.2.2 Tabulka napájecích hladin

V závislosti na druhu modulu je na tabulku napájecích hladin nahlíženo dvojím způsobem. V případě napájecího modulu se na tabulku nahlíží jako na dostupné prostředky, které mohou být využity ke splnění požadavků specifikovaných v tabulkách ostatních modulů. Stejně jako v případě tabulky napěťových úrovní digitálních propojení jsou specifikovány pouze použité napájecí rozvody a tabulka má tak rovněž proměnnou délku. V případě napájecího modulu je možná duplicitní specifikace napěťové hladiny rozvodu, což značí její volitelnosti pomocí systému domén.

Tabulka 6.3: Tabulka napájecích hladin

	Délka [bit]	Poznámka
Délka tabulky	8	Délka tabulky v byte
Označení rozvodu	4	Tabelovaná hodnota, musí být známá řídicímu modulu.
Zatížení rozvodu	4	Maximální zatížení napájecího rozvodu v aktivním režimu. Limit je určen jako $I = (x + 1) * 20$ mA
Napětí rozvodu	8	Napětí ve znaménkovém formátu Q5.3 voltů.
Další záznamy	16	Záznamy 2–N

6.2.3 Tabulka domén napájecího modulu

Napájecí hladiny dostupné na napájecím modulu jsou seskupeny do jednotlivých domén, které odráží možnosti připojení napájecích rozvodů k různým napěťovým hladinám. Doména nese informace o použitých rozvodech a jejich připojených hladinách. S výjimkou neodpojitelné domény D0, která zajišťuje pohotovostní běh řídicího modulu, jsou dle pravidla 3 všechny ostatní (volitelné) domény odpojitelné a ve výchozím stavu odpojené.

Tabulka 6.4: Tabulka domén napájecího modulu

	Délka [bit]	Poznámka
Délka tabulky	8	Délka tabulky v byte
Kód tabulky	8	Identifikace druhu tabulky (tabelovaná hodnota)
Počet rozvodů	8	Informace o počtu rozvodů (záznamů) v doméně.
Označení rozvodu	4	Tabelovaná hodnota, musí být známá řídicímu modulu.
Zatížení rozvodu	4	Maximální zatížení napájecího rozvodu. Limit je určen jako $I = (x + 1) * 20 \text{ mA}$
Napětí rozvodu	8	Napětí ve znaménkovém formátu Q5.3 voltů.
Označení rozvodu	4	Popis dalšího rozvodu v doméně.
Zatížení rozvodu	4	
Napětí rozvodu	8	
Další záznamy		Záznamy dalších domén, proměnlivá délka.

6.2.4 Deskriptor modulu

Dříve uvedené tabulky tvoří deskriptor modulu v následujícím pořadí:

1. hlavička deskriptoru,
2. tabulka napěťových úrovní digitálních propojení,
3. tabulka napájecích hladin,
4. tabulky specifické pro typ modulu.

Příkladem tabulky specifické pro typ modulu je tabulka domén napájecího modulu. Tyto tabulky kromě délky obsahují navíc kódové označení, které umožňuje budoucí rozšíření systému deskriptoru o další volitelné informace.

6.3 Stavy aktivace modulu

Pokud je řídicím modulem pozitivně posouzena možnost interoperability sestavy modulů (validace sestavy jednotky) na základě tabulky napěťových úrovní digitálních propojení a tabulky napájecích hladin, dojde k zapnutí požadovaných domén napájecího modulu a připojené moduly samočinně přejdou do stavu P2 podle tabulky 6.5. Dále jsou jednotlivé moduly, pro které byl nalezen odpovídající ovladač, uvedeny do stavu P1, umožňujícího jejich konfiguraci.

Pro provedení měření jsou jednotlivé moduly (případně skupiny) dočasně uvedeny do stavu P0 v pořadí vyžadovaném postupem měření.

Po ukončení měření jsou moduly opět uvedeny do stavu P2, který rovněž umožňuje bezpečné odpojení napájení modulů, jelikož jsou již všechna propojení opět ve výchozím stavu 'L' a nedochází tak k riziku poškození vstupů modulů vlivem kolísajícího napětí mezi moduly při vybíjení interních kapacit.

Tabulka 6.5: Tabulka stavů aktivace modulu

Název	Popis stavu
P0	Úplná aktivace, modul může ovlivňovat datovou a synchronizační sběrnici.
P1	Částečná deaktivace, některé funkce nejsou dostupné.
P2	Úplná deaktivace, nedochází k ovlivnění datové ani synchronizační sběrnice.

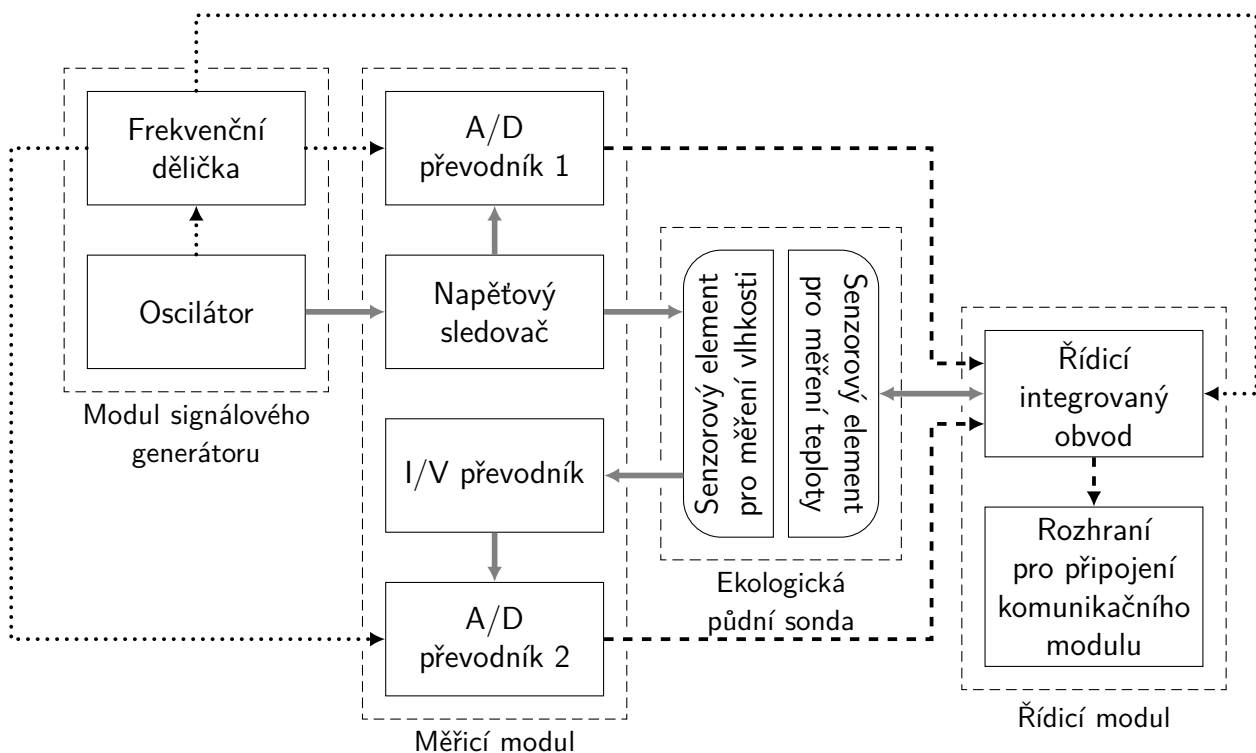
7 | Implementace modulární koncepce

Modulární koncepce jednotky byla implementována v sestavě:

- pasivní základní deska se systémem sběrnic,
- řídicí modul s mikrokontrolérem Arm[®] Cortex[®]-M33,
- napájecí modul s dvěma výstupy (3,3 V, 5 V),
- dva měřicí moduly založené na ADC1175,
- modul signálového generátoru s CS2200-CP,
- komunikační modul (KETCube/B-L072Z-LRWAN1).

Jednotlivé moduly jsou, s výjimkou komunikačního, navrženy jako karty pro PCIe konektory osazené na základní desce. Přední hrana modulů je opatřena drážkou pro instalaci retenčního prvku umožňující zpevnění sestavy připevněním modulů k základní desce.

Principiální schéma zahrnující příslušnost jednotlivých modulů je znázorněno na obr. 7.7. Vzhledem k povaze Firmware KETCube, který vystupuje jako I²C master, byla obsluha environmentálních senzorů implementována v komunikačním modulu.



Obrázek 7.1: Blokové schéma modulárního systému[29]

7.1 Základní deska

Návrh byl započat s myšlenkou úplné univerzálnosti všech slotů, kdy základní deska měla fungovat jako paralelní spojení všech kontaktů a byl použit stejný konektor pro všechny moduly. Brzy ale došlo k odklonu od tohoto řešení, jelikož počet potřebných kontaktů rychle narůstal a nevýhody převažovaly nad přínosem takové základní desky.

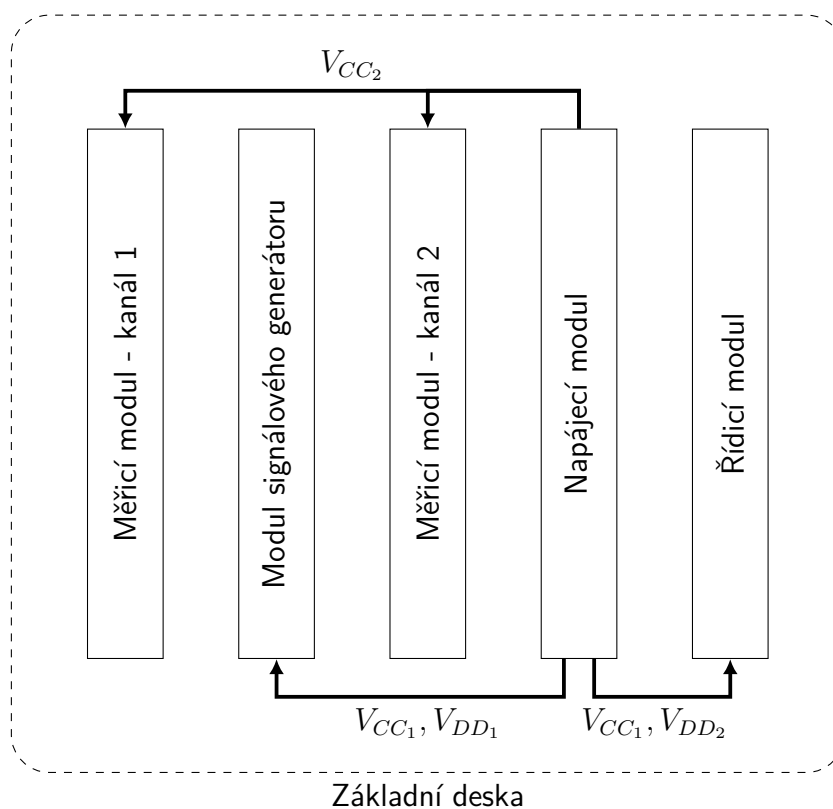
Jednotlivým slotům základní desky byly pevně přiděleny funkce a univerzálnost modularity byla ponechána na úrovni druhů modulů. Napájecí modul byl umístěn mezi převážně digitální řídicí modul a ostatní (převážně analogové) moduly. Modul signálového generátoru byl umístěn mezi měřicí moduly, což umožnilo co nejkratší analogové propojení.

Deska je osazena třemi konektory PCIe x8 pro moduly s paralelní sběrnicí a dvěma PCIe x4 pro ostatní moduly.

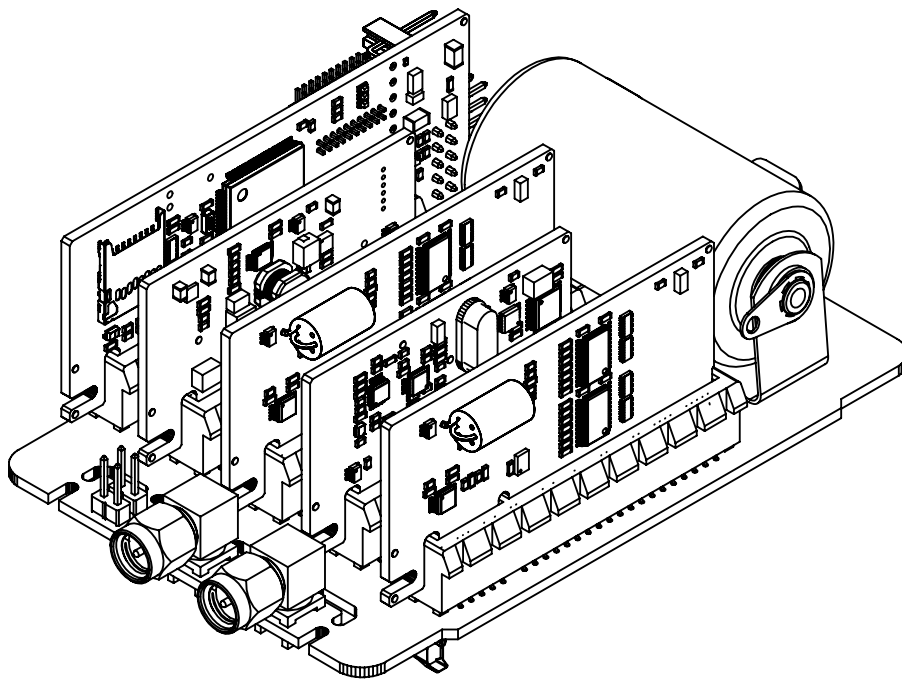
Kontakty napájení jsou umístěny na všech modulech shodně s výjimkou propojení 5V USB mezi řídicím modulem a napájecím modulem.

Všechny moduly jsou připojeny k:

- identifikační sběrnici, skrz kterou může řídicí modul komunikovat s identifikační pamětí osazenou na modulu. Adresu paměti v této sběrnici určuje poloha slotu a je tak možné detekovat i nevhodně umístěný modul,
- I²C sběrnici k obecnému použití, určenou zejména pro konfiguraci modulů,
- SPI sběrnici k obecnému použití s dedikovaným výběrovým signálem pro každý modulový slot.

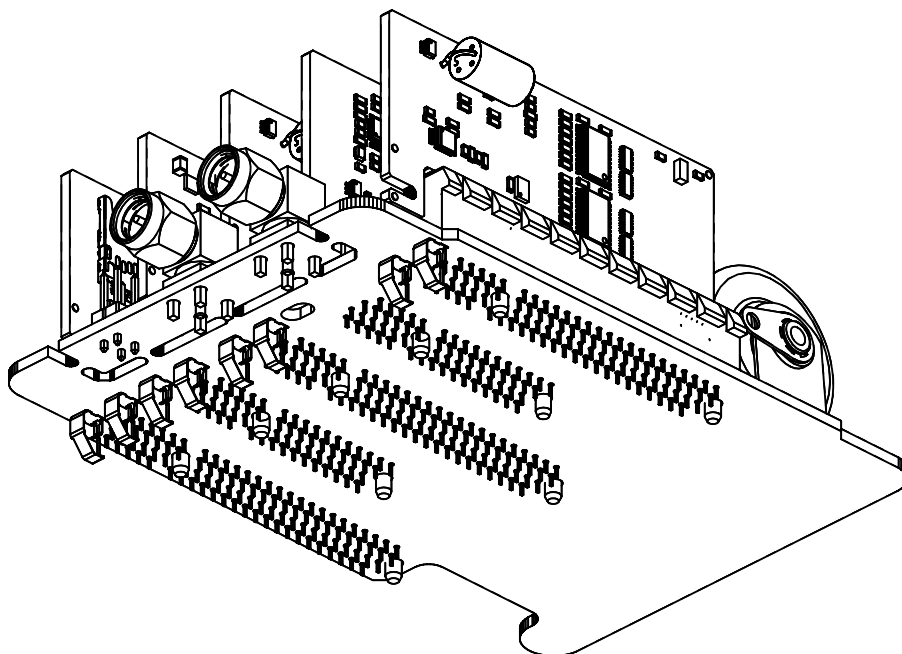


Obrázek 7.2: Rozmístění modulů na základní desce a napájecí rozvody



Obrázek 7.3: Modulární měřicí jednotka s primárním článkem velikosti C

Spodní část základní desky je určena pro osazení pružinovými kontakty, které zajišťují propojení s reliéfem tištěných sond (2×kapacitní sensorový element pro měření vlhkosti, 2×odporový sensorový element pro měření teploty). Pro použití s referenčními konvenčními sondami je základní deska opatřena dvěma SMA konektory a dvěma kolíkovými konektory. Tato část desky je odlomitelná, aby v případě nepotřebnosti těchto konvenčních konektorů nebylo vedení k sensorovým elementům zatíženo přidanou kapacitou.



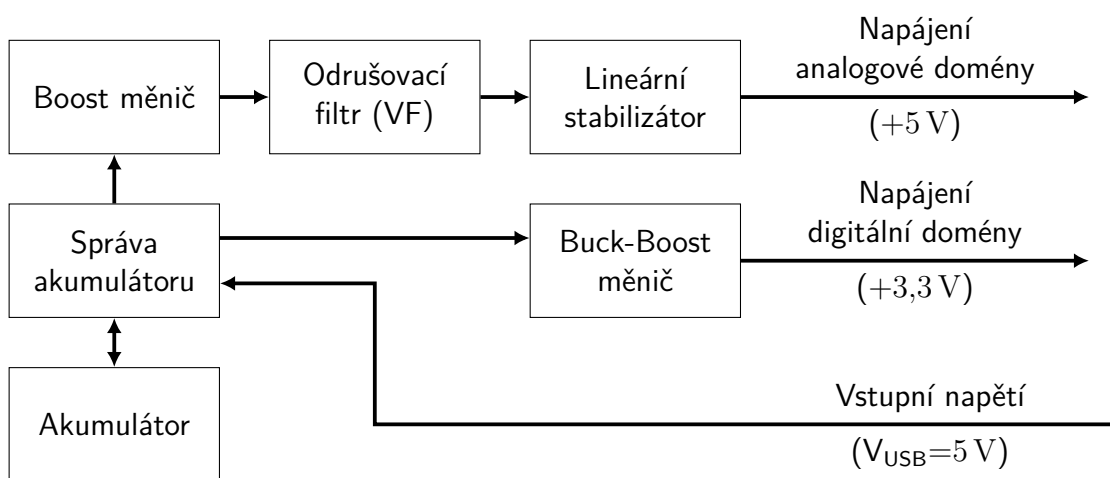
Obrázek 7.4: Modulární měřicí jednotka, spodní pohled

7.2 Implementace modulů

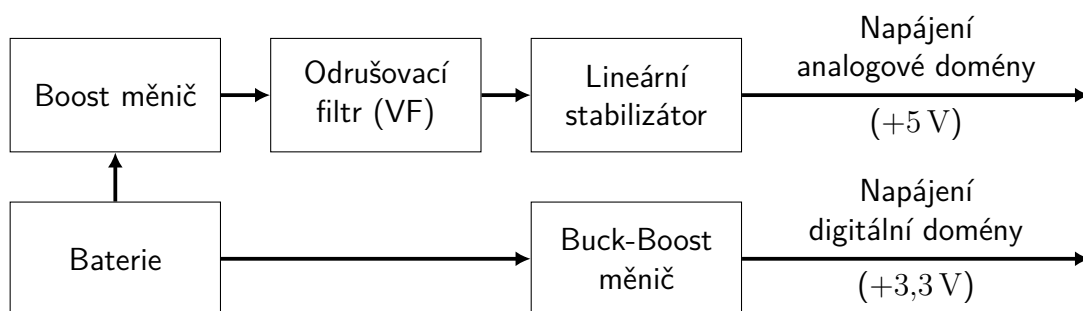
Jednotlivé moduly představují vylepšené verze dílčích systémů zavedených v prvním prototypu a první samostatné měřicí jednotce. Kromě těchto vylepšení nové řešení také zahrnuje rozšíření o řadu spínačů nutných pro deaktivaci a kompatibilitu jednotlivých modulů. Operační zesilovače TLV3544 byly nahrazeny obvody MAX4381EUB+ s vyšší rychlostí přeběhu a možností deaktivace výstupu.

7.2.1 Napájecí modul

Napájecí modul je navržen ve dvou variantách: pro použití s primárním článkem a pro provoz z akumulátoru, jehož dobíjení je možné skrz řídicí modul z 5V napájení USB sběrnice. Vzhledem k malé kapacitě akumulátoru nebylo nutné navrhovat složité obvodové řešení dobíjení, postačil jednoduchý lineární obvod BQ24230 (**Správa akumulátoru**).



Obrázek 7.5: Blokové schéma napájecího modulu - akumulátor



Obrázek 7.6: Blokové schéma napájecího modulu - primární baterie[29]

Výstup baterie/akumulátoru je přiveden na dvojici měničů, zajišťující napájení analogové a digitální části obvodů měřicího systému.

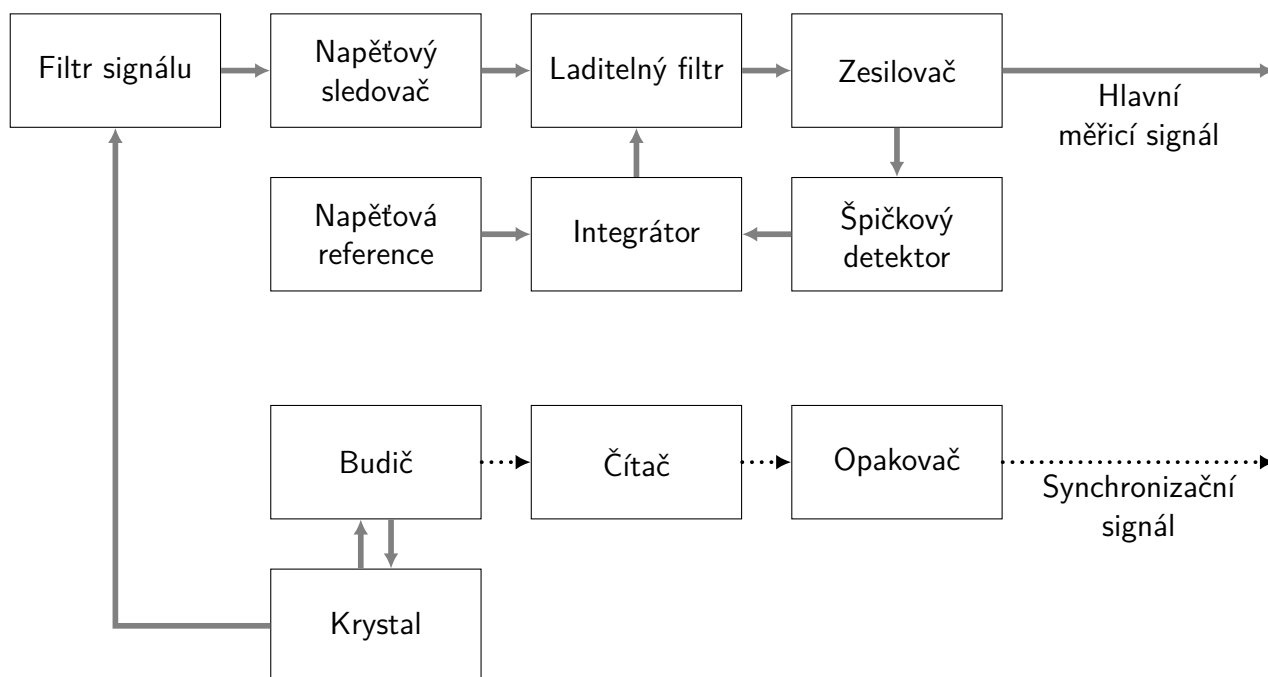
Digitální část je napájena impulzním **Buck-Boost měničem** TPS63051RMWT, který umožňuje maximální využití primárního článku i při poklesu jeho napětí pod jednotkou požadovanou provozní hodnotu 3,3 V.

Analogová část je napájena kaskádou impulzního **Boost měniče** LM2622MMX-ADJ s výstupním napětím $\approx 7\text{ V}$, feritového **odrušovacího filtru** potlačujícího vysokofrekvenční složky

rušení impulzního měniče a **lineárního stabilizátoru** ADP7118ACPZN5.0-R7 s vysokým potlačením rozkmitu napájecího zdroje, který potlačuje nízkofrekvenční složku rušení.

V obou případech se jedná o modul zahrnující povinnou doménu D0, která zajišťuje pohotovostní běh řídicího modulu a pouze jednu volitelnou doménu D1 zahrnující dvě analogové větve. Napájecí modul je na základní desce umístěn mezi řídicí modul a zbývající moduly s ohledem na minimalizaci vzájemného rušení šířícího se napájecími rozvody. Ze stejného důvodu nejsou modul signálového generátoru a měřicí moduly napájeny ze stejných větví. Napájení je tedy na základní desce vedeno ryze hvězdicově, s výjimkou dvojice měřicích modulů, které svoje napájecí přívody sdílí, viz obrázek 7.2. Není ale uvažována jejich současná aktivace. Druhý měřicí modul proto pro aktivní modul nepředstavuje zdroj rušení.

7.2.2 Modul signálového generátoru



Obrázek 7.7: Blokové schéma modulu signálového generátoru[29]

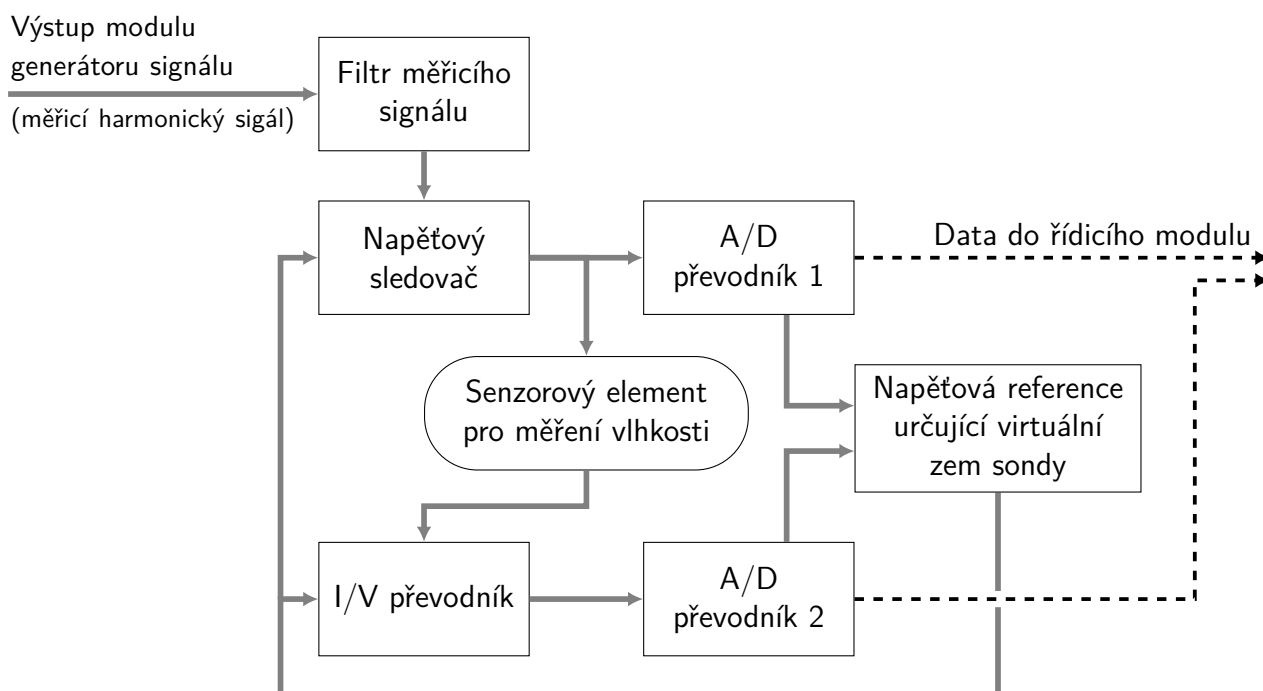
Stejně jako v případě prvního prototypu a první verzi samostatné jednotky je i v této verzi jako základní oscilátor použit obvod CS2200-CP. V obrázku 7.7 mu odpovídají bloky **Krystal** a **Budič**. Jeho výstup je přiveden na děličku realizovanou synchronním **Čítačem** 74HC163PW,118. Tím je získán synchronizační signál odvozený od harmonického průběhu na výstupu z krystalu. Tento synchronizační kmitočet je rozvětven obvodem PL133-37TC (**Opakovač**). Jak na desce modulu, tak na základní desce jednotky jsou délky synchronizačního vedení vyváženy. Bloky **Filtr signálu** a **Napěťový sledovač** odpovídají zapojení na obrázku 5.15.

V této implementaci oscilátoru bylo přidáno obvodové řešení stabilizující výstupní amplitudu průběhu. Tím dochází k potlačení náhodnosti parametrů filtru tvořeného parazitní kapacitou, popsáno v kapitole 5.6. Výstup impedančního oddělení (**Napěťového sledovače**) je přiveden přes **Laditelný filtr** k dalšímu **Zesilovači**.

Laditelný filtr je realizován jako kapacitní dělič s varikapem. Změnou napětí varikapu lze řídit jeho dělicí poměr a tím i útlum střídavé složky signálu. Řízení útlumu je zajištěno zpětnou vazbou z výstupu **Zesilovače** **Špičkovým detektorem**, který je realizován jako aktivní

půlvlňný usměřňovač z schottkyho diod s nízkou kapacitou ($C_d = 1 \text{ pF}$) 1PS66SB82,115. Výstup usměřňovače je přiveden společně s **Napěťovou referencí** do **Integrátoru**. Pakliže je výstup usměřňovače větší, než **Napěťová reference**, dochází ke změně výstupu **Integrátoru** a tím ke změně kapacity varikapu a ovlivnění útlumu **Laditelného filtru**. Tím je amplituda výstupního signálu stabilizována na hodnotu danou **Napěťovou referencí**, což snižuje nebezpečí saturace A/D převodníků v měřicích modulech.

7.2.3 Měřicí modul



Obrázek 7.8: Blokové schéma měřicího modulu

Stabilizovaný harmonický výstup modulu signálového generátoru je přiveden na střídavě vázaný zesilovač (bloky **Filtr měřicího signálu** a **Napěťový sledovač**), který odstraňuje stejnosměrný ofset zavedený v modulu signálového generátoru a zavádí vlastní lokální ofset, který je určen jako střed převodního rozsahu A/D převodníků měřicího modulu. Tím je zajištěno, že jednotlivé moduly pracují na sobě zcela nezávisle a je eliminováno stejnosměrné napětí na sondě, jelikož tento ofset je zároveň virtuální nulou autobalančního můstku tvořeného bloky **Napěťový sledovač** a **I/V převodník**.

Napětí a proud autobalančního můstku jsou snímány A/D převodníky 1 a 2, jejichž datový výstup je přes paralelní sběrnici předán do řídicího modulu.

7.2.4 Řídicí modul

Základem řídicího modulu je mikrokontrolér STM32L552 s jádrem Arm[®] Cortex[®]-M33. Oproti předchozím variantám měřicího systému, které byly založeny na mikrokontroléru STM32L452, dochází k akceleraci vyhodnocení za pomoci FIR filtru díky instrukční mezipaměti jádra. Další výhodou tohoto čipu oproti předchozí generaci jednotky je značně rozšířený systém DMA přenosů, který v jádře M33 přináší vyšší flexibilitu jak v konfiguraci jednotlivých kanálů, tak i signálů, které přenos iniciují.

Synchronizace s paralelní sběrnici měřicích modulů tak byla zjednodušena. na základě externího přerušení EXTI je generátorem DMA žádostí (DMA request generator) skrz multiplexor DMAMUX spuštěn přenos dat zvoleného kanálu DMA z GPIO registru do RAM. Tento přenos nevyžaduje v průběhu žádnou obsluhu přerušení a je tak zcela nezávislý na dalším běhu programu.

V této implementaci je řídicí modul schopný obsluhovat následující rozhraní a úlohy:

- řízení modulů (aktivace/deaktivace),
- obsluhu komunikačních sběrnic ($3 \times I^2C$, $2 \times SPI$, 16-bit paralelní ext. synchronizovaná),
- obousměrnou výměnu dat s komunikačním modulem,
- indikaci provozních stavů pomocí LED,
- ukládání dat do paměti (SD karta),
- obsluhu rozhraní USB,
- sledování reálného času (RTC zálohované samostatnou baterií),
- zpracování a vyhodnocení dat z měřicích modulů,
- měření teploty půdy pomocí odporových sensorových elementů půdních sond,
- dva analogové výstupy pro přímou digitální syntézu signálů (DDS),
- dva analogové vstupy.

Jedna z trojice I^2C sběrnic je určena ke komunikaci s komunikačním modulem, případně dalšími rozšiřujícími senzory, druhá sběrnice je určena pro interní komunikaci s moduly měřicí jednotky a třetí pro obsluhu identifikačních pamětí modulů. Jejich rozdělení je nutné s ohledem na dodržení pravidel interoperability uvedených v kapitole 6.1, zejména nutnosti vypínání jednotlivých částí systému.

SPI sběrnice jsou určeny jedna pro interní komunikaci s moduly (v současné době nevyužito) a druhá pro připojení LCD displeje přes rozšiřující konektor řídicího modulu.

Ukládání dat na SD kartu je zejména využíváno pro vývoj software pro vyhodnocení vektorů napětí a proudu, dále diskutovaný v kapitole 8. Stejně tak USB rozhraní je implementováno zejména s ohledem na dřívější využití v první verzi samostatné jednotky. Vzhledem k orientaci vstříc IoT využití se USB funkcionalita dále nevyvíjí. Analogové vstupy a výstupy jsou v této verzi nevyužity, slouží jako rezerva budoucím modulům.

7.2.5 Komunikační modul

Jako komunikační modul byla zvolena vývojová IoT platforma KETCube. Firmware KETCube je téměř zcela kompatibilní s vývojovou deskou STMicroelectronic B-L072Z-LRWAN1, která byla použita při vývoji softwarového modulu pro propojení KETCube s měřicí jednotkou. K úplné kompatibilitě je nutné rozpojení propojek SB28 a SB29 a propojení signálů sériového konfiguračního rozhraní KETCube na vývodech PA9 a PA10. Tím je umožněna konfigurace KETCube firmware přes integrovaný převodník UART/USB.

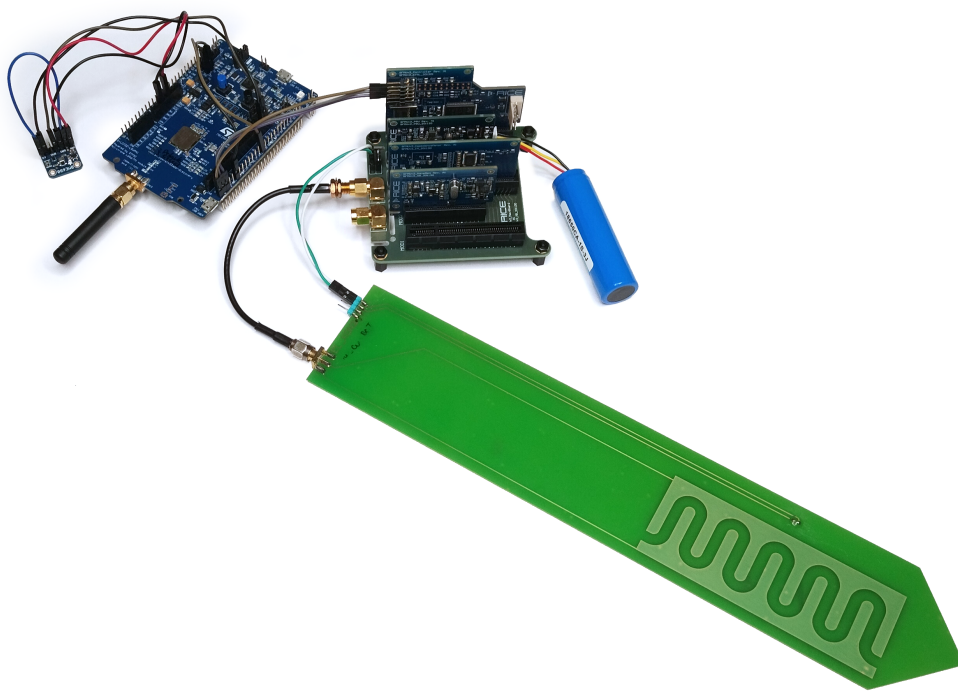
Použitá vývojová deska podporuje několik druhů rádiových přenosů dat, které umožňují začlenění do sítí LoRa[®] a Sigfox[™]

Komunikační modul a řídicí modul společně komunikují přes jednu ze tří I²C sběrnic podporovaných řídicím modulem. Komunikační modul při svém spuštění získá informace o sestavě měřicí jednotky, zejména počtu kanálů, následně periodicky spouští měření vlhkosti a teploty všech kanálů, přičemž udává počet měření v sadě k průměrování. V průběhu měření se komunikační modul dotazuje na jeho stav (polling). Po dokončení sady měření řídicí modul předá komunikačnímu modulu informaci o úspěšnosti měření, případně chybách, které se vyskytly.

Komunikačním modulem jsou následně vyčteny výsledky měření zvolených kanálů, které jsou společně s daty z environmentálního senzoru odeslány prostřednictvím sítě LoRaWAN Českých Radiokomunikací a.s. ke zpracování na vzdáleném serveru.

Přenášeným výsledkem měření vlhkosti není samotná půdní vlhkost, ale impedance kapacitního sensorového elementu. Ačkoliv tato volba představuje větší datovou zátěž, jedná se o první mezivýsledek měření s datovým rozsahem jednotek byte. Naměřená impedance je předávána jako komplexní číslo v plovoucí desetinné čárce, tedy celkem 8byte. Pokud by byl v měřicí jednotce vypočítán konečný výsledek, tedy půdní vlhkost, bylo by možné např. při rozlišení 0,5% redukovat datový rozsah na 1byte.

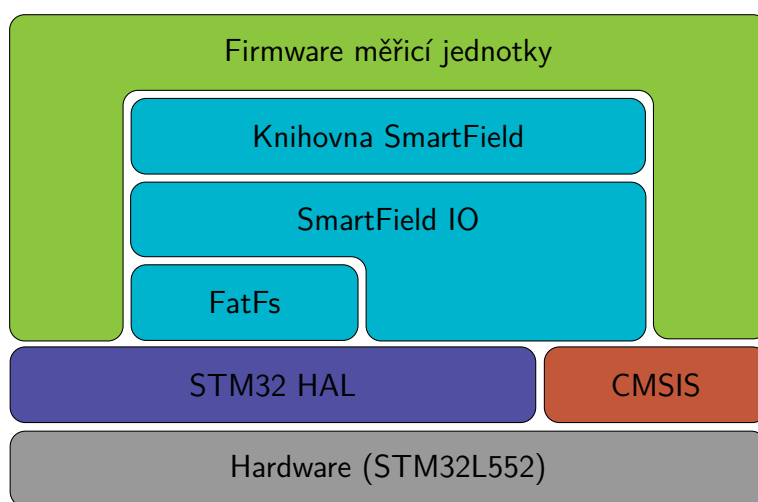
Další zpracování výsledku je na vzdáleném serveru možné opakovat a případně měnit (optimalizovat) model vyhodnocení, kalibrační závislosti a podobně. To by v případě odesílání výsledné vlhkosti nebylo možné.



Obrázek 7.9: Modulární měřicí jednotka se zmenšenou základní deskou v provedení napájeném akumulátorem s IoT vývojovou deskou B-L072Z-LRWAN1, environmentálním senzorem BME680 a referenční půdní sondou osazenou termistorem

8 | Software pro vyhodnocení senzorové odezvy

Výpočetní software je koncipován modulárně tak, aby bylo možné jeho spuštění nezávisle na platformě. Hlavní výpočetní část tvoří knihovna **SmartField**, která deleguje komunikaci s fyzickou vrstvou softwarovému modulu **SmartField IO**. Implementace funkcí rozhraní je tak ponechána uživateli. Všechny funkce modulu **SmartField IO** jsou deklarovány v knihovně **SmartField** a definovány jako slabé funkce, které jsou překryty uživatelskou implementací. Pokud taková implementace chybí, je toto detekováno knihovnou **SmartField** prostřednictvím návratové hodnoty. Měření je přerušeno pouze pokud chybí implementace vyžadovaných funkcí, některé funkce jsou volitelné (obsluha indikačních LED, zápis navzorkovaných dat, ...)



Obrázek 8.1: Struktura software při spuštění na mikrokontroléru

V případě mikrokontrolérové implementace je modul **SmartFiled IO** navázán na knihovnu **FatFs** pro zápis navzorkovaných dat na SD kartu a knihovny **STM32 HAL** a **CMSIS**, které zprostředkovávají rozhraní s hardware. Nejvyšší vrstvu tvoří samotný firmware měřicí jednotky, který využívá knihovnu **SmartField** pro validaci sestavy a měření. Rovněž zaručuje dodržení pravidel interoperability uvedených v kapitole 6.1.

Hlavní součásti knihovny **SmartField** jsou:

- identifikační ovladač zprostředkující validaci sestavy,
- ovladače pro provoz jednotlivých modulů,
- výpočetní jádro implementující vyhodnocení vektorů napětí a proudu pomocí FIR/DFT,
- základní definici **SmartFiled IO**.

8.1 Formát souboru binárních dat

Pro ukládání surových dat měření (navzorkované vektory napětí a proudu, odpor teplotního sensorového elementu) byl navržen binární souborový formát, jehož struktura je znázorněna v tabulce 8.1. Při návrhu hlavičky bylo uvažováno použití souboru pouze na PC s předpokladem, že PC aplikace bude aktuální a veškeré verze hlavičky souboru jsou známé. Proto hlavička neobsahuje žádné prvky zajišťující zpětnou kompatibilitu, pouze je uvozena informací o její verzi.

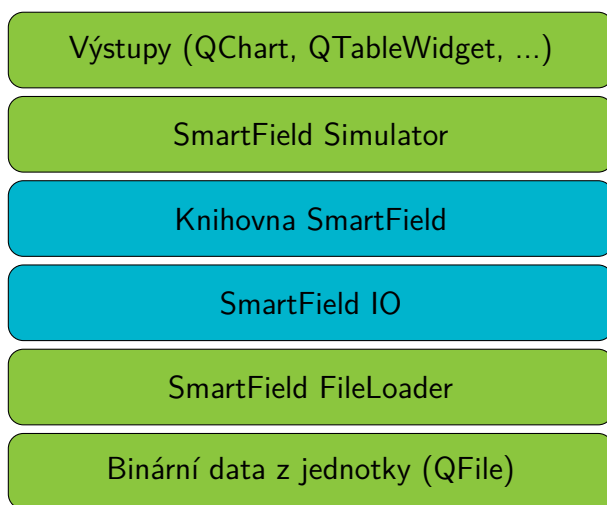
Tabulka 8.1: Formát binárního souboru (4. revize)

	Délka [byte]	Datový typ	Poznámka
Verze hlavičky	1	uint8_t	Určuje interpretaci binárních dat.
Počet měření v sadě (N)	1	uint8_t	Použito pro stanovení hranic vektorů v binárním souboru.
Délka vektoru (L)	2	uint16_t	
UID mikrokontroléru	12	uint8_t[12]	Identifikace řídicího modulu.
β parametr	2	uint16_t	Označení použitého teplotního senzoru.
Velikost impedance ZV	4	float	Impedance ve zpětné vazbě I/V převodníku. Potřebná pro výpočet proudu.
Normalizovaná frekvence	4	float	Nastavení oscilátoru, potřebné pro DFT.
Počet slotů (S)	1	uint8_t	Počet slotů modulární sestavy. Nezahrnuje slot řídicího modulu.
Počet kanálů	1	uint8_t	Počet kanálů zapsaných v souboru.
Identifikátory modulů	$7S$	uint8_t[S][7]	UMID jednotlivých modulů, seřazeno podle slotů 0– S . UMID=0 značí prázdný slot.
Kanál 1, měření 1	$2L$	uint8_t[L][2]	2D pole vzorků napětí a proudu, délka odpovídá Délce vektoru L .
Kanál 1, měření 2	$2L$	uint8_t[L][2]	
...			
Kanál 1, měření S	$2L$	uint8_t[L][2]	
Kanál 1, Odpor	$4N$	float[N]	Měření odporu teplotního senzoru
Naměřená data ostatních kanálů			

8.2 Průzkumník souborů pro PC

Pro vizualizaci navzorkovaných dat byla za pomoci Qt frameworku vytvořena PC aplikace pracující s daty zaznamenanými měřicími jednotkami ve formě binárních souborů. Tento program využívá díky propojitelnosti jazyků C a C++ shodnou knihovnu **SmartField**, pouze funkce modulu **SmartField IO** jsou implementovány tak, aby simulovaly vzorkování dat čtením z binárních souborů prostřednictvím třídy *SmartField_FileLoader* a *QFile*.

Obsluha knihovny je zajištěna třídou *SmartField_Simulator*, která obstarává volání funkcí rozhraní knihovny **SmartField**. Je tak možné naměřená data znovu vyhodnotit a kontrolovat tak vliv změn v knihovně na výsledné hodnoty. Výsledky jednotlivých měření a jejich průměr jsou vizualizovány pomocí tabulky třídy *QTableWidget*, průběhy v surové i filtrované podobě interaktivními grafy třídy *QChart*.



Obrázek 8.2: Struktura software při spuštění na PC

Snímky programu ilustrující jeho funkci jsou vyobrazeny v příloze B. Program SmartField file explorer uživateli umožňuje:

- získat informace obsažené v hlavičce souboru (identifikace modulů, použitá normalizovaná frekvence, zpětnovazební impedance, ...)
- opětovně vyhodnotit data metodou FIR/DFT,
- zobrazit graf neupravených navzorkovaných dat,
- zobrazit graf dat po průchodu FIR filtrem,
- aplikovat kalibrační koeficienty (ofset, součinitel).

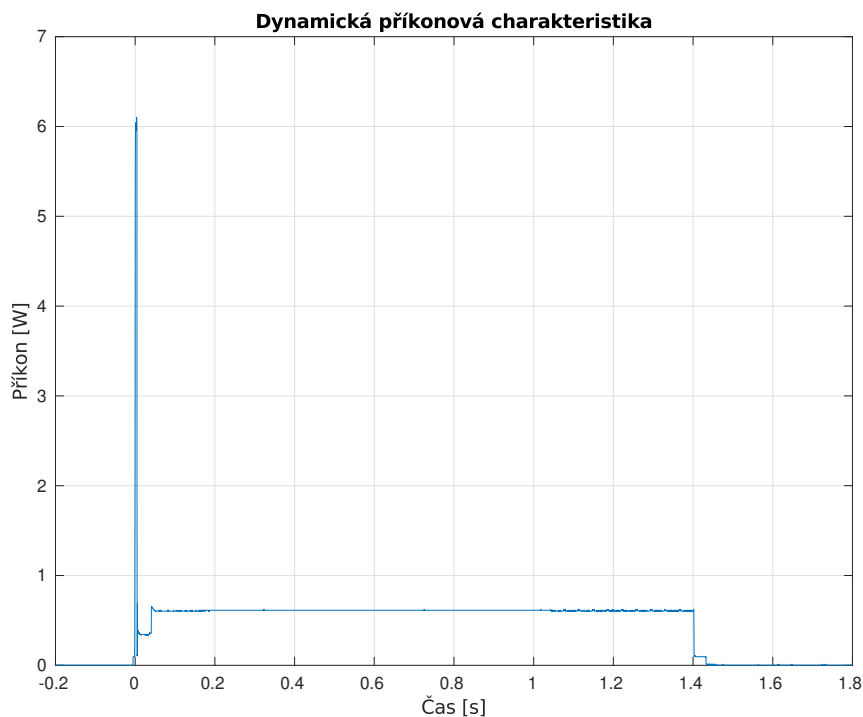
Program byl sestaven pro systémy Linux a Microsoft Windows za použití verze Qt 5.12.2.

9 | Energetická rozvaha systému

Vzhledem k cílovému užití pro autonomní polní užití měřicího systému je nutné, aby byla sestava schopná dlouhodobého provozu z baterie. S ohledem na minimalizaci příkonu jsou veškeré nepotřebné části systému vypnuté a řídicí modul je deaktivovaný maximální možnou měrou. Probuzení systému je možné přes I²C sběrnici z komunikačního modulu.

Klidová spotřeba systému byla změřena na vstupních přívodech z akumulátoru a činí $\approx 1,8 \text{ mW}$. Celková energie potřebná pro celoroční udržení jednotky v pohotovostním stavu je potom rovna přibližně $16,2 \text{ W h}$

Dynamická příkonová charakteristika byla změřena za pomoci osciloskopu měřením napětí před a za bočníkem na výstupu **Správy akumulátoru** (viz obr. 7.5). Její průběh je znázorněn na grafu v obr. 9.1.



Obrázek 9.1: Dynamická příkonová charakteristika systému

Celková energie potřebná pro provedení jednoho měření je rovna přibližně $0,88 \text{ W s}$. Pro celoroční použití při konfiguraci sestavy se dvěma měřicími kanály měřící každou hodinu je tak potřeba baterie o kapacitě alespoň

$$16,2 + 0,88 \frac{2 \cdot 24 \cdot 365}{3600} \approx 20,5 \text{ W h.}$$

Při použití lithiového článku s jmenovitým napětím $3,6 \text{ V}$ tedy postačí kapacita $5,7 \text{ A h}$.

10 | Praktické ověření na půdních vzorcích

Vzorek pro měření byl připraven na základě předem známé objemové hmotnosti daného typu půdy a objemu nádoby použité pro měření. Objem senzoru byl při výpočtu skutečné objemové vlhkosti zanedbán.

Vzorky byly připravovány z půdy předem vysušené v peci. Všechny měřené vzorky byly připraveny s objemovou hmotností menší než je polní vodní kapacita půdy, kdy nedochází k saturaci pórů půdy. Přidaná voda tak vyplňuje póry v půdě a nedochází k nárůstu celkového objemu směsi.

Z důvodu omezeného množství půdy byly vzorky s vyšší objemovou vlhkostí připravovány dalším přidáním vody, nikoliv ze suché půdy, což umožnilo změřit více bodů závislosti kapacity na vlhkosti půdy.

Postup přípravy vzorku demonstruje následující příklad:

Tabulka 10.1: Výchozí hodnoty pro přípravu vzorku $\Theta = 10\%_{\text{obj.}}$

Objemová hmotnost redukováná	$\rho_d = 1,450 \text{ g/cm}^3$
Hmotnost nádoby	$m_n = 512,7 \text{ g}$
Objem nádoby	$V_n = 5500 \text{ cm}^3$
Objem přidané vody	$V_v = 550 \text{ cm}^3$
Hmotnost senzoru	$m_s = 95,7 \text{ g}$

Z objemové hmotnosti půdy a objemu nádoby je stanovena teoretická navážka suché půdy

$$m_p = \rho_d \cdot V_n = 7,975 \text{ kg.}$$

K této navážce je postupným ručním promícháváním za střídavého zavlažení aerosolem přidán objem vody V_v . Výsledná půdní směs je následně zhutněna v nádobě s instalovaným senzorem do objemu V_n , čímž je reprodukována výchozí objemová hmotnost ρ_d .

Výsledný vzorek je zvážěn a z jeho hmotnosti $m_{vz} = 9,059 \text{ kg}$ je stanoven skutečný objem vody ve vzorku jako

$$V_{vz} = \frac{m_{vz} - m_p - m_n - m_s}{0,997} = \frac{9059 - 7975 - 512,7 - 95,7}{0,997} = \frac{475,6}{0,997} \approx 477 \text{ cm}^3$$

a následně skutečná objemová hmotnost

$$\Theta = \frac{V_{vz}}{V_n} \approx 8,67\%_{\text{obj.}}$$

Z vážení připravených vzorků je patrné, že při jejich přípravě dochází k úbytku hmotnosti, který je přisuzován úbytkům vody vlivem rozptýlu aerosolu, částečnému zasychání a zachytávání na nástrojích.

10.1 Výsledky měření

Výsledky měření modulární jednotky byly ověřeny porovnáním proti LRC měřiči Agilent 4287A ve vzorcích hnědozemě různé objemové vlhkosti. Hlavním výsledkem je kapacita modelu impedance při dané půdní vlhkosti. Tyto výsledky jsou vyobrazeny v tabulce C.1 a grafu 10.1.



Obrázek 10.1: Kalibrační závislost kapacity na objemové vlhkosti půdy

Naměřené závislosti obou systémů si tvarově odpovídají a je podle nich možné určit vlhkost půdy vzorku. Při porovnání obou závislostí je patrná rozdílná strmost. Tento jev je přisuzován faktu, že na měření testované jednotky nebyly aplikovány žádné korekce. Naproti tomu referenční LRC měřič byl pro měření kalibrován a přírody k sensorovému elementu byly kompenzovány.

10.2 Další ověření funkce

Pro hlubší ověření funkce systému je plánováno pilotní terénní nasazení na pozemcích AGRO-SPOL, agrárního družstva, kde bude současně probíhat referenční měření půdní vlhkosti. Vlivem opatření spojených s pandemií COVID-19 je tento plán opožděn a není tak možné jeho zařazení do této práce.

11 | Závěr

Cílem této práce bylo navrhnout elektronické měřicí zařízení pro měření vlhkosti půdy s možností autonomního provozu a vzdáleného vyhodnocení měřených dat. Toto zařízení bylo úspěšně navrženo, sestaveno a prakticky ověřeno na půdních vzorcích hnědozemě srovnáním s referenčním LRC měřičem. Praktické ověření v laboratorních podmínkách bylo vzhledem k pandemické situaci omezeno na relativně malý počet vzorků. Jsou plánována další dlouhodobá testování v reálných podmínkách, na základě kterých bude možné explicitně stanovit přesnost měření a vyhodnotit potřebu úprav pro nasazení ve větším měřítku.

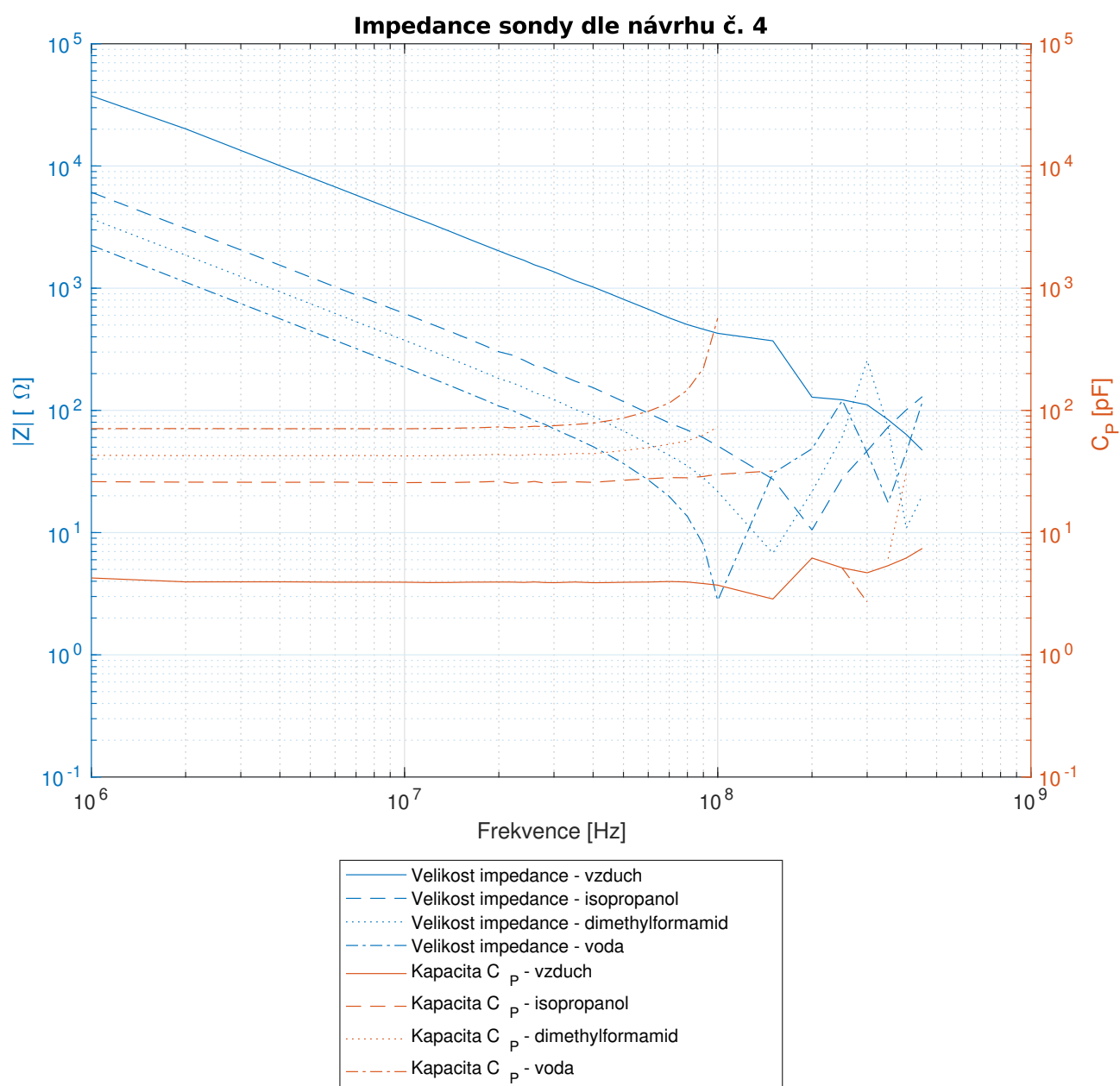
Jednou z hlavních předností vyvinutého systému je jeho vysoká měřicí frekvence, která omezuje vliv změn vodivosti půdního roztoku vlivem proměnné salinity. Zároveň je energetická náročnost realizovaného systému dostatečně nízká aby umožnila autonomní provoz po dobu zemědělské sezóny s použitím běžně dostupných primárních článků.

Díky vícekanálové konfiguraci je zařízení schopné měření vlhkosti a teploty půdy ve více hloubkách, dále umožňuje kontaktování a použití sensorových elementů tištěných na biologicky rozložitelný substrát. Modulární koncepce tohoto zařízení umožňuje flexibilně obměňovat jednotlivé podsystémy a tím usnadňuje jeho další vývoj, případně alternativní konfiguraci dle potřeb konkrétního měření.

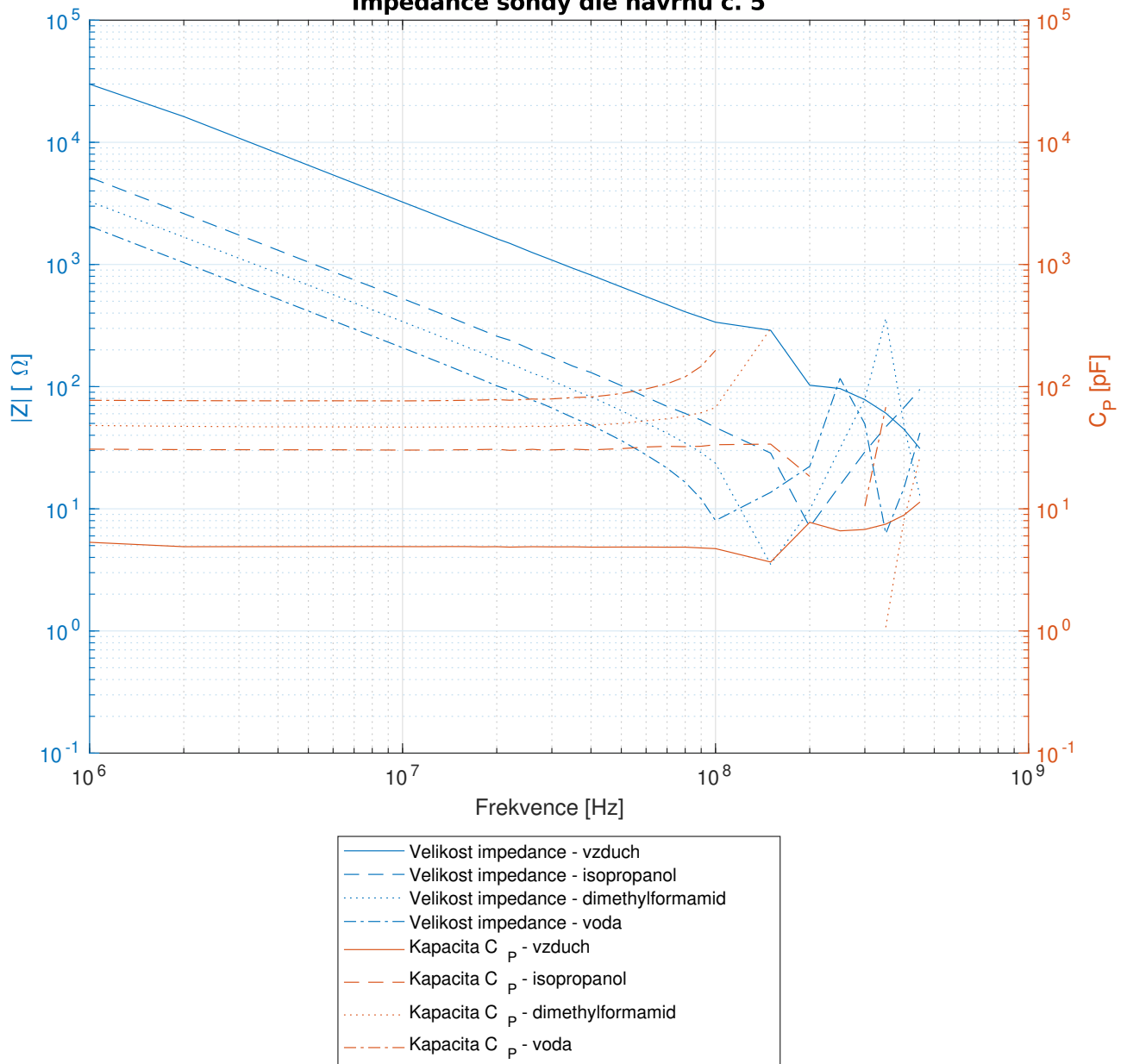
Software modulární jednotky umožňuje použití libovolného komunikačního modulu podporujícího I²C komunikaci, což umožňuje velkou flexibilitu pro aplikaci IoT. Systém byl testován v síti LoRaWAN Českých radiokomunikací a.s. V rámci této práce rovněž vznikl program pro PC umožňující opětovné vyhodnocení binárních dat zaznamenaných měřicí jednotkou, zobrazení naměřených průběhů a porovnání metod vyhodnocení. Díky využití C/C++ frameworku Qt je tento program multiplatformní a využívá pro vyhodnocení shodné části zdrojového kódu jako polní implementace.

Výsledky této práce jsou nezbytným podkladem pro vývoj informačního systému určeného k využití v precizním zemědělství koncovými uživateli agrosektoru.

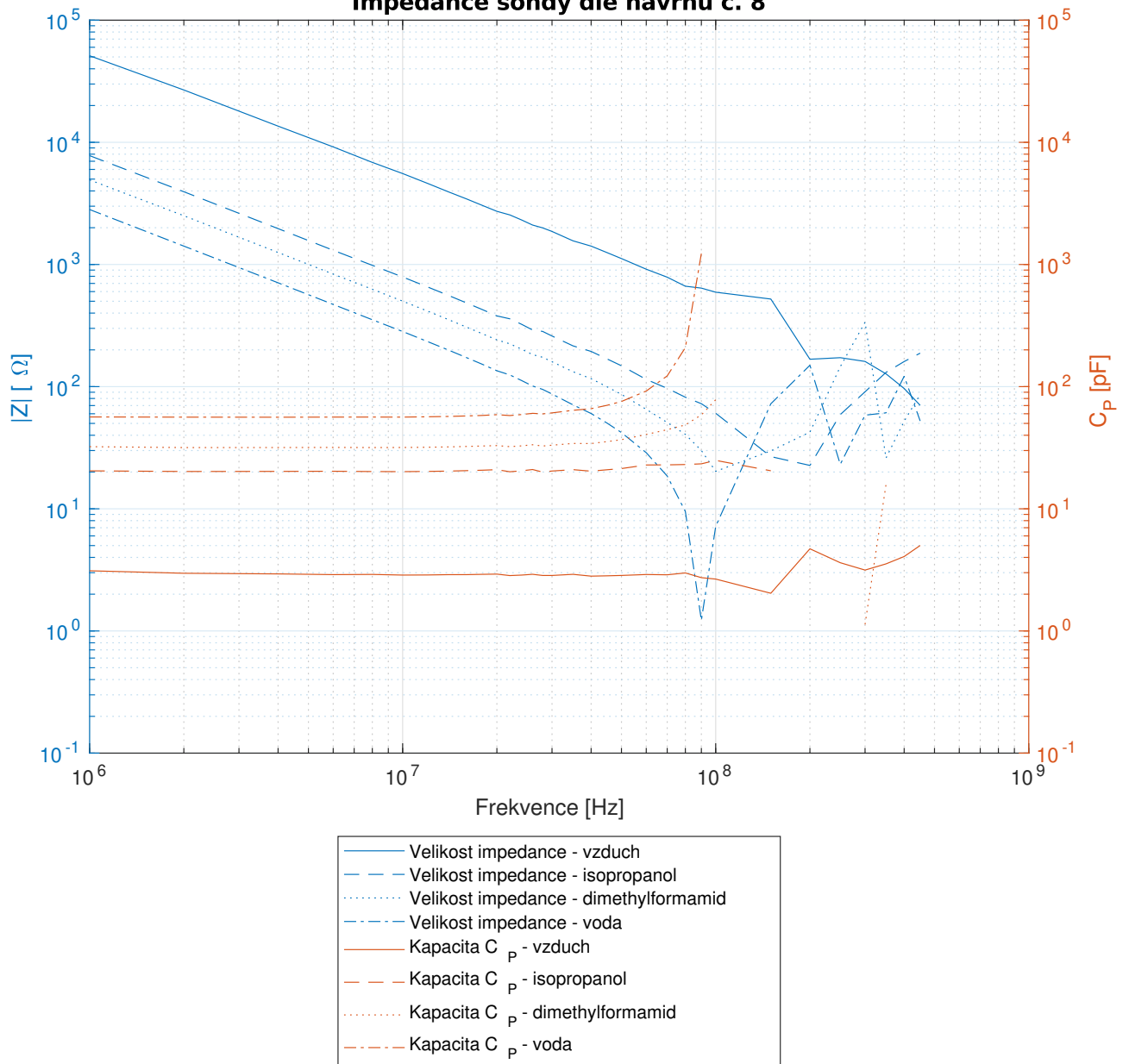
A | Frekvenční charakteristiky referenčních půdních sond



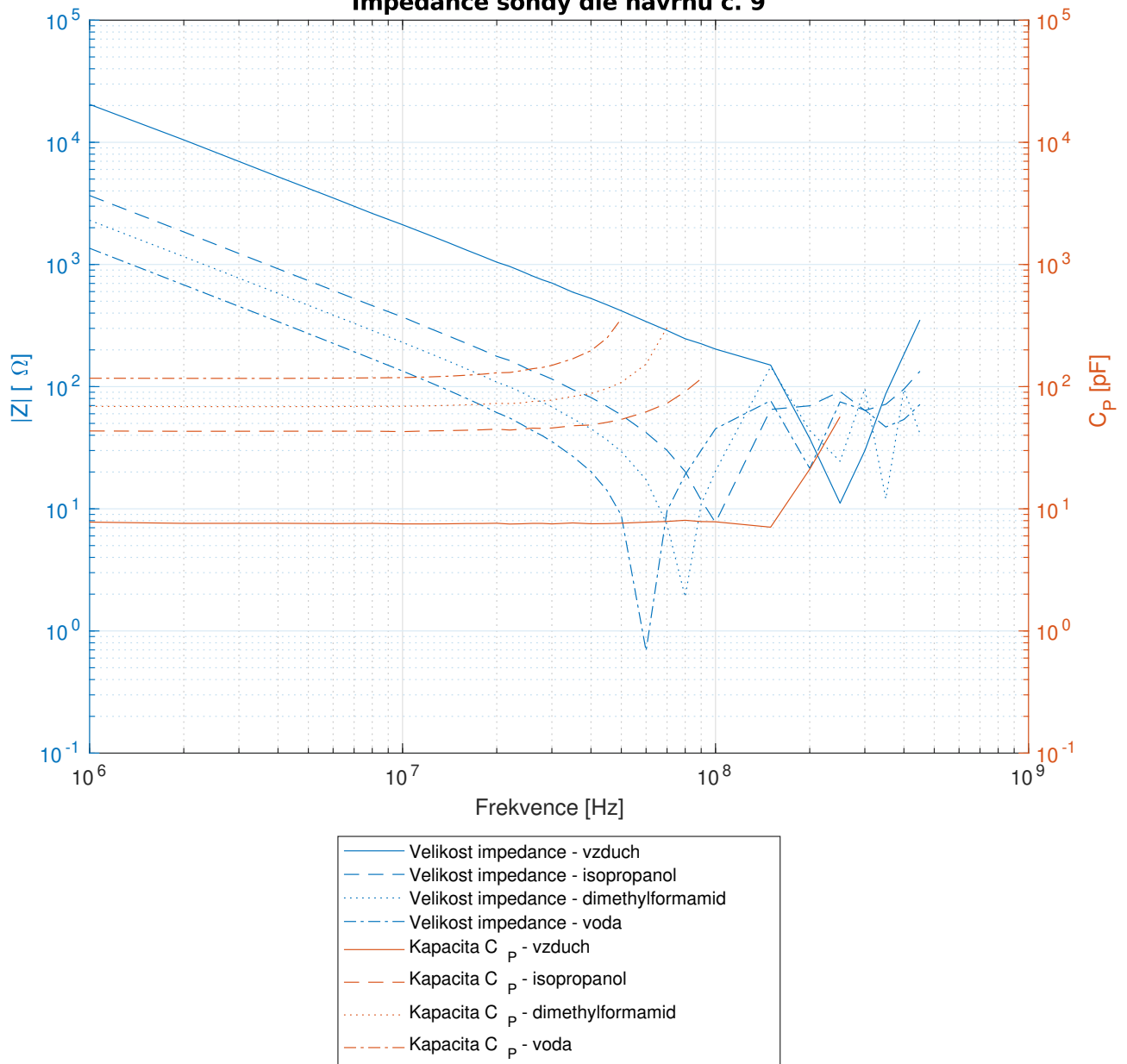
Impedance sondy dle návrhu č. 5



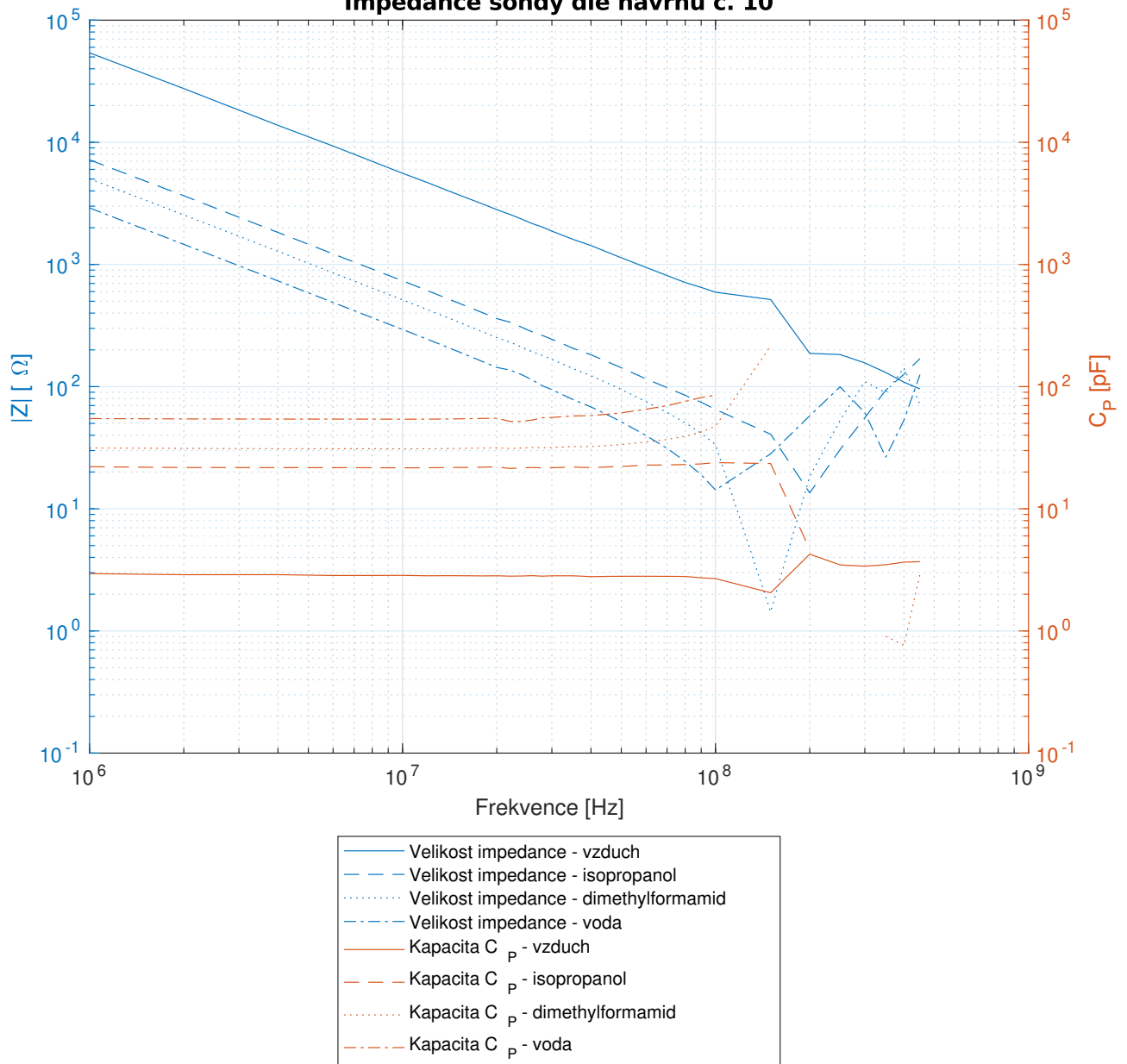
Impedance sondy dle návrhu č. 8



Impedance sondy dle návrhu č. 9



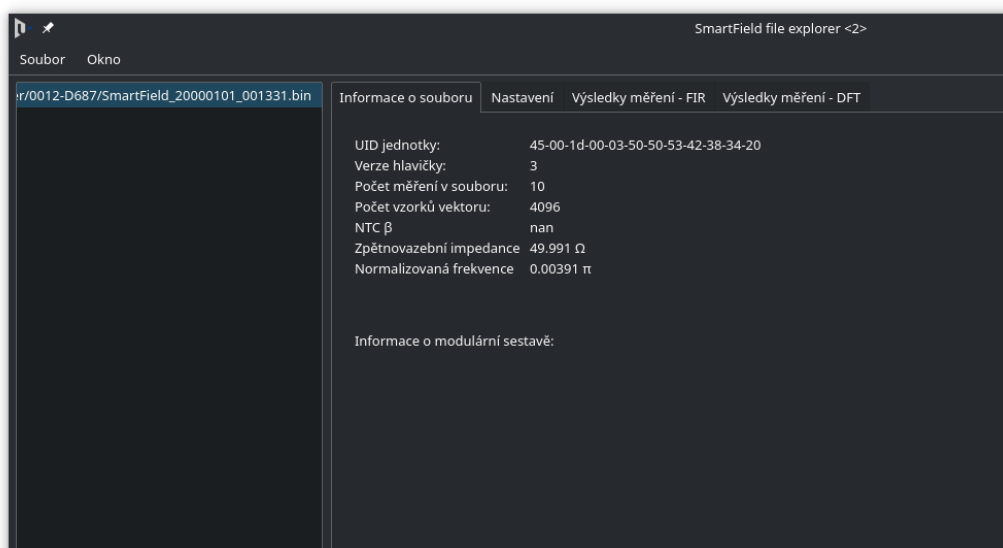
Impedance sondy dle návrhu č. 10



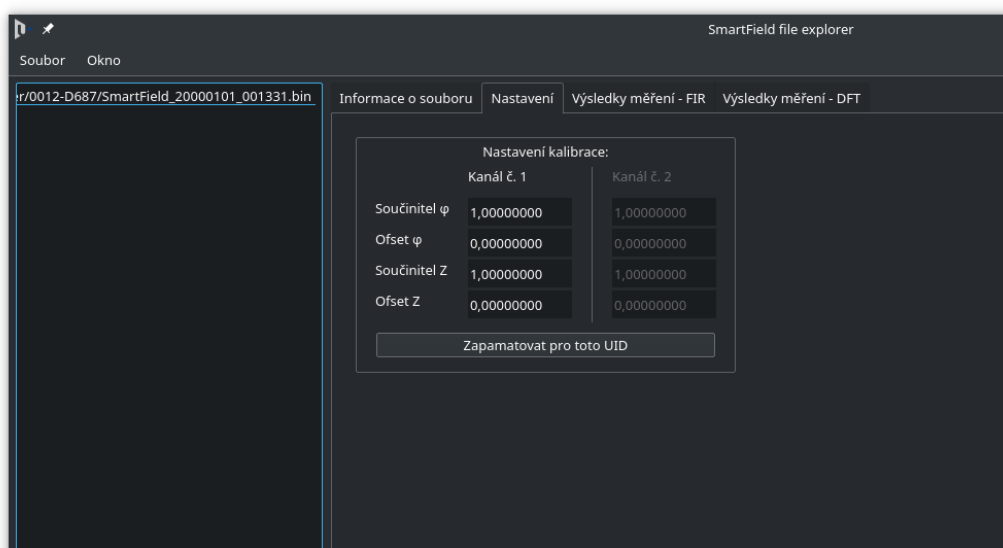
Tabulka A.1: Hodnoty impedance a kapacity sond ve známém prostředí při frekvenci 10 MHz

Geometrie	Prostředí	ε_r [-]	$ Z $ [Ω]	φ [$^\circ$]	C_P [pF]
č. 4	Vzduch	1	4051	-89.3	3.9
	Isopropanol (IPA)	18	621	-88.6	25.6
	Dimethylformamid (DMF)	37	375	-89.0	42.4
	Voda	81	225	-89.3	70.8
č. 5	Vzduch	1	3244	-89.6	4.9
	Isopropanol (IPA)	18	526	-88.6	30.2
	Dimethylformamid (DMF)	37	341	-88.7	46.6
	Voda	81	208	-89.2	76.4
č. 8	Vzduch	1	5551	-89.7	2.9
	Isopropanol (IPA)	18	790	-88.5	20.1
	Dimethylformamid (DMF)	37	501	-89.1	31.8
	Voda	81	283	-89.4	56.3
č. 9	Vzduch	1	2116	-89.4	7.5
	Isopropanol (IPA)	18	372	-88.6	42.8
	Dimethylformamid (DMF)	37	230	-89.0	69.0
	Voda	81	134	-89.2	118.6
č. 10	Vzduch	1	5580	-89.5	2.9
	Isopropanol (IPA)	18	735	-88.3	21.6
	Dimethylformamid (DMF)	37	514	-88.9	31.0
	Voda	81	294	-87.8	54.1

B | Snímky programu SmartField file explorer



Obrázek B.1: SmartField file explorer: Informace o souboru



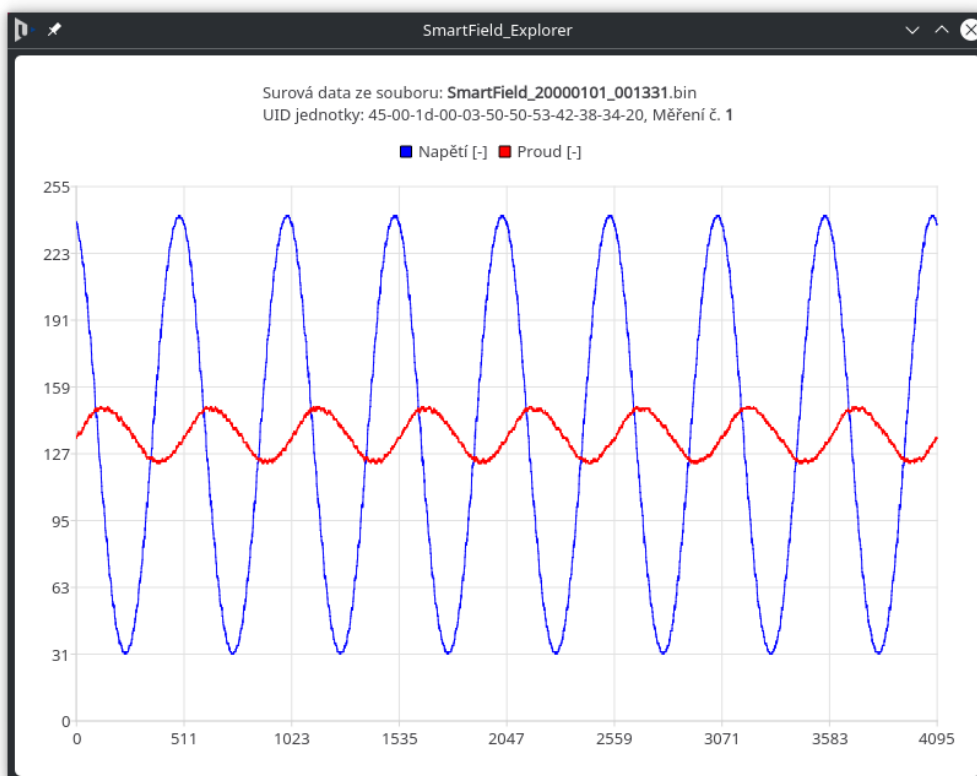
Obrázek B.2: SmartField file explorer: Nastavení kalibračních koeficientů

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Číslo měření	Vrms [V]	I rms [mA]	φ [°]	Rp [Ω]	Cp [pF]	Rntc [Ω]	Temperature [°C]		
2	1	0,562073	1,37266	-68,1333	1099,42	36,0715			Raw data	u(t), i(t)
3	2	0,561808	1,37041	-67,8975	1089,54	35,9694			Raw data	u(t), i(t)
4	3	0,561932	1,36981	-67,8419	1087,66	35,9316			Raw data	u(t), i(t)
5	4	0,561771	1,37143	-68,1032	1098,38	36,0508			Raw data	u(t), i(t)
6	5	0,561879	1,3702	-67,993	1094,34	35,9836			Raw data	u(t), i(t)
7	6	0,561697	1,37162	-69,7951	1185,7	36,4727			Raw data	u(t), i(t)
8	7	0,561689	1,37116	-68,1313	1099,77	36,0561			Raw data	u(t), i(t)
9	8	0,561643	1,38331	-70,8615	1238,41	37,0328			Raw data	u(t), i(t)
10	9	0,561799	1,37188	-68,4539	1115,07	36,149			Raw data	u(t), i(t)
11	10	0,561808	1,36979	-68,1035	1099,78	36,0055			Raw data	u(t), i(t)
12										
13	Průměr	0,56181	1,37223	-68,5314	1118,39	36,1806				

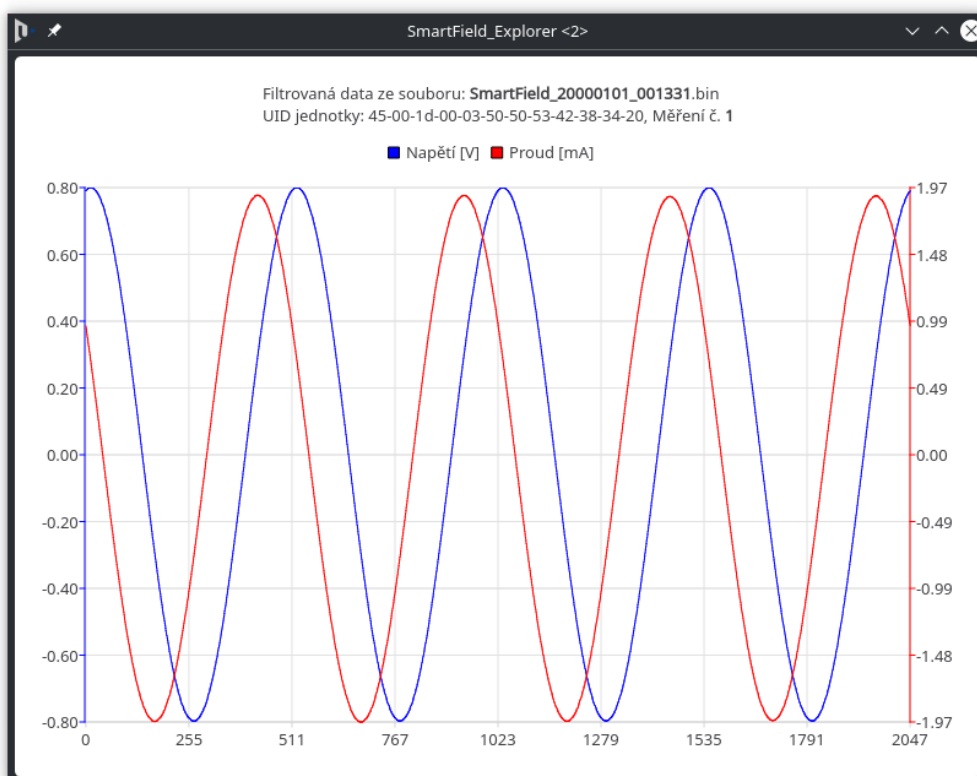
Obrázek B.3: SmartField file explorer: Vyhodnocení v časové oblasti (FIR)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	Číslo měření	Vrms [V]	I rms [mA]	φ [°]	Rp [Ω]	Cp [pF]	Rntc [Ω]	Temperature [°C]		
2	1	0,816927	1,99421	-67,9155	1089,57	36,001			Raw data	
3	2	0,81728	1,992	-68,0222	1096,28	35,9728			Raw data	
4	3	0,817289	1,99027	-68,0266	1097,46	35,9422			Raw data	
5	4	0,817169	1,98684	-68,0871	1102,08	35,9007			Raw data	
6	5	0,817474	1,98995	-68,1926	1105,83	35,97			Raw data	
7	6	0,817074	1,98697	-68,0562	1100,4	35,8995			Raw data	
8	7	0,817195	1,9867	-68,1271	1104,11	35,907			Raw data	
9	8	0,816611	1,99894	-67,7949	1080,96	36,0695			Raw data	
10	9	0,81728	1,98862	-68,1899	1106,17	35,9539			Raw data	
11	10	0,816864	1,99371	-67,9802	1092,8	36,0112			Raw data	
12										
13	Průměr	0,817116	1,99082	-68,0392	1097,53	35,9629				

Obrázek B.4: SmartField file explorer: Vyhodnocení pomocí DFT



Obrázek B.5: SmartField file explorer: Graf surových dat



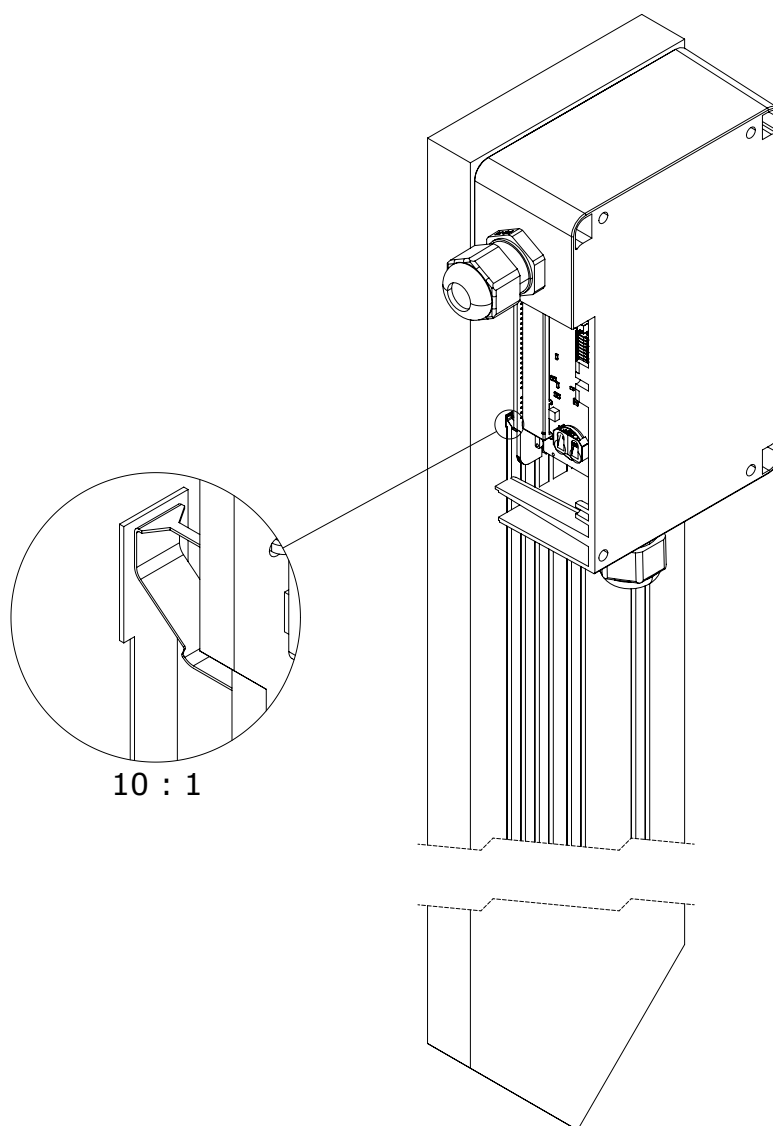
Obrázek B.6: SmartField file explorer: Graf filtrovaných dat

C | Výsledky měření půdních vzorků

Tabulka C.1: Výsledky měření půdních vzorků

Θ [%obj.] Objemová vlhkost	C_p [pF]	
	Testovaná jednotka	Referenční měření
0,33	34,835	23,163
1,9	39,927	29,763
3,5	44,327	35,133
6	50,689	44,487
8,7	51,383	44,547
13	54,103	51,770
17,7	56,653	54,843
22,15	62,623	68,077
26,9	67,589	74,167

D | Detail pružinového kontaktu



Obrázek D.1: Náhled jednotky osazené na sondě s tištěnými vrstvami, detail kontaktu

Literatura

1. ČESKÁ ZEMĚDĚLSKÁ UNIVERZITA V PRAZE. *O Centru precizního zemědělství* [online] [cit. 2021-05-19]. Dostupné z: <https://cpz.czu.cz/cs/r-12274-o-cpz>.
2. PROCHÁZKA, T. *Zemědělství 4.0 – digitalizace “tradičního” odvětví se stává realitou* [online]. 2019-08-02 [cit. 2021-05-19]. Dostupné z: <https://eagronom.com/cs/blog/zemedelstvi-4-0/>.
3. PAVLŮ, L. *Základy pedologie a ochrany půdy* [online]. Česká zemědělská univerzita v Praze, 2018 [cit. 2021-02-03]. ISBN 978-80-213-2876-1. Dostupné z: https://katedry.czu.cz/storage/4833_Zaklady-pedologie-a-ochrany-pudy.pdf.
4. STRNADOVÁ, P. *Měření půdní vlhkosti a teploty* [online]. 2019 [cit. 2021-02-02]. Dostupné z: https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/39467/1/BP_Strnadova_2019.pdf. Bakalářská práce. Západočeská univerzita v Plzni, Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky.
5. ŠANTRŮČKOVÁ, H. *Základy ekologie půdy* [online]. České Budějovice: Jihočeská univerzita v Českých Budějovicích, 2014 [cit. 2021-02-03]. ISBN 978-80-7394-480-3.
6. POKORNÝ, E.; ŠARAPATKA, B.; HEJÁTKOVÁ, K. *Hodnocení kvality půdy v ekologicky hospodařícím podniku* [online]. Náměšť nad Oslavou: ZERA – Zemědělská a ekologická regionální agentura, o.s., 2007 [cit. 2021-02-08]. ISBN 80-903548-5-8. Dostupné z: http://eagri.cz/public/web/file/26922/Hodnoceni_kvality_pudy.pdf.
7. BÁŤKOVÁ, K.; MATULA, S.; MIHÁLIKOVÁ, M. *Multimediální učebnice hydro-pedologických terénních měření 2. doplněné vydání* [online]. Praha: Česká zemědělská univerzita v Praze, 2013 [cit. 2021-02-02]. ISBN 978-80-213-2434-3. Dostupné z: <http://hydropedologie.agrobiologie.cz>.
8. KONVALINKA, P. *123TVVM - Základní materiálové parametry* [online]. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta stavební, Katedra materiálového inženýrství a chemie [cit. 2021-02-03]. Dostupné z: http://tpm.fsv.cvut.cz/student/documents/files/TVVM/zaklad_old.pdf.
9. HONZÍK, R.; UŠŤAK, S.; VACH, M. *Hydropedologické parametry a objemová hmotnost půd u variant dlouhodobých pokusů s rozdílnými způsoby zpracování. Agritech Science* [online]. 2016 [cit. 2021-02-03]. Dostupné z: <http://www.agritech.cz/clanky/2016-1-1.pdf>.
10. LITSCHMANN, T. *Měření půdní vlhkosti* [online]. 2010-04-19 [cit. 2021-02-03]. Dostupné z: https://is.muni.cz/el/1431/jaro2010/Z0075/um/Prednaska_Dr_Litschmann_PudniVlhkost.pdf.
11. CHARLESWORTH, P. *Soil water monitoring*. Land & Water Australia on behalf of the National Program for Sustainable Irrigation, 2005. Irrigation Insights No. 1, Second Edition. ISBN 1-920860-57-6.

12. MUÑOZ-CARPENA, R. *Field Devices For Monitoring Soil Water Content* [online]. University of Florida, Institute of Food a Agricultural Sciences, 2018 [cit. 2021-02-03]. Dostupné z: <https://edis.ifas.ufl.edu/pdffiles/AE/AE26600.pdf>.
13. COOPER, J. D. *Soil Water Measurement a Practical Handbook*. John Wiley & Sons, Ltd., 2016. ISBN 9781405176767.
14. THE IRROMETER COMPANY, I. *WATERMARK Soil Moisture Sensor — MODEL 200SS* [online] [cit. 2021-03-21]. Dostupné z: <https://www.irrometer.com/pdf/sensors/403%20WATERMARK%20Sensor-WEB.pdf>.
15. LÁZNA, T. *Měření záření gama* [online]. 2015 [cit. 2021-03-16]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=101393. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně.
16. MALMBERG, C. G.; MARYOTT, A. A. Dielectric Constant of Water from 0° to 100° C. *Journal of Research of the National Bureau of Standards* [online]. 1956, roč. 56, č. 1 [cit. 2021-03-26]. Dostupné z: https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/jres/56/jresv56n1p1_A1b.pdf.
17. JOHNSON, P. M. S. *The design of an integrated soil moisture sensor for agriculture*. 2008. @phdthesis. Faculty of Engineering a Information Technology, Griffith University.
18. GUO, S.; HAN, X.; PENG, Y.; LI, J. Frequency Dependence of Conductivity Characteristics of Seawater Ionic Solution under Magnetic Field. *MATEC Web of Conferences* [online]. 2016, roč. 67, č. 02021 [cit. 2021-04-02]. Dostupné z DOI: 10.1051/mateconf/20166702021.
19. SYROVÝ, T.; VIK, R.; PRETL, S.; SYROVÁ, L.; ČENGERY, J.; HAMÁČEK, A.; KUBÁČ, L.; MENŠÍK, L. Fully Printed Disposable IoT Soil Moisture Sensors for Precision Agriculture. *Chemosensors* [online]. 2020 [cit. 2021-03-23]. Dostupné z: <https://www.mdpi.com/2227-9040/8/4/125/pdf>.
20. KEYSIGHT TECHNOLOGIES. *Impedance Measurement Handbook: A Guide to Measurement Technology and Techniques* [online]. 2020 [cit. 2021-04-06]. Dostupné z: <https://www.keysight.com/zz/en/assets/7018-06840/application-notes/5950-3000.pdf?success=true>.
21. HAASZ, V.; SEDLÁČEK, M. *Elektrická měření: Přístroje a metody*. Česká vysoké učení technické v Praze, 2005.
22. CIRRUS LOGIC, INC. *CS2200-CP - Frequency synthesis under I²C/SPI control* [online]. 2015 [cit. 2021-04-12]. Dostupné z: https://statics.cirrus.com/pubs/proDatasheet/CS2200-CP_F3.pdf.
23. SMITH, J. O. *Mathematics of the Discrete Fourier Transform (DFT) with Audio Applications, Second Edition* [online]. 2007 [cit. 2021-04-15]. Dostupné z: <https://ccrma.stanford.edu/~jos/mdft/>.
24. OPPENHEIM, A. V.; SCHAFFER, R. W.; BUCK, J. R. *Discrete-Time Signal Processing*. 2. vyd. 1998. ISBN 0-13-754920-2.
25. ORALLO, C. M.; CARUGATI, I. Single Bin Sliding Discrete Fourier Transform. In: *Fourier Transforms - High-tech Application and Current Trends* [online]. Ed. NIKOLIC, G. 2017 [cit. 2021-04-15]. Dostupné z DOI: 10.5772/66337.
26. TEXAS INSTRUMENTS. *ADC1175 8-Bit, 20MHz, 60mW A/D Converter* [online]. 2013-04 [cit. 2021-04-20]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/adc1175.pdf>.

27. TEXAS INSTRUMENTS. *TLV354x 200-MHz, Rail-to-Rail I/O, CMOS Operational Amplifiers for Cost-Sensitive Systems* [online]. 2016-10 [cit. 2021-04-20]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv3544.pdf>.
28. STMICROELECTRONICS NV. *RM0394 Reference manual STM32L41xxx/42xxx/43xxx/44xxx/45xxx/46xxx advanced Arm®-based 32-bit MCUs* [online]. 2018-10-03 [cit. 2021-04-20]. Dostupné z: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/dm00151940-stm32l41xxx42xxx43xxx44xxx45xxx46xxx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf.
29. ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI; UNIVERZITA PARDUBICE; VÝZKUMNÝ ÚSTAV ROSTLINNÉ VÝROBY, V.V.I.; CENTRUM ORGANICKÉ CHEMIE S.R.O. *Měřicí jednotka*. Česká republika. Užitený vzor UV 34749 U1. 2020-12-21.