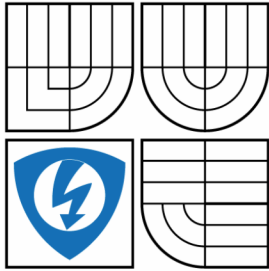


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

# VAZEBNÍ MECHANISMY PŘENOSŮ RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ

COUPLING MECHANISMS OF TRANSMISSION INTERFERENCE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

(BACHELOR'S THESIS)

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

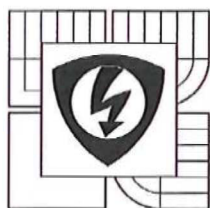
STANISLAV CHROMÝ

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. MARIE HAVLÍKOVÁ, Ph.D.

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Automatizační a měřicí technika

**Student:** Stanislav Chromý

**Ročník:** 3

**ID:** 106203

**Akademický rok:** 2012/13

**NÁZEV TÉMATU:**

## Vazební mechanismy přenosů rušivých signálů

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. Prostudujete problematiku zdrojů rušivých signálů, popište jejich charakter, místo vzniku a možné nežádoucí účinky.
2. Vypracujte přehled vazebních mechanismů přenosu rušivých signálů.
3. Na externím pracovišti realizujte měření vazební impedance kabelu. Vyhodnoťte dosažené výsledky a diskutujte vlivy přenosu rušivých vlivů.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

VACULÍKOVÁ, P., VACULÍK, E. aj. Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů  
SVAČINA, J. Základy elektromagnetické kompatibility, seriál článků. Elektrevue  
<http://www.elektrevue.cz>. 2000, 2001

**Termín zadání:** 11.2.2013

**Termín odevzdání:** 27.5.2013

**Vedoucí práce:** Ing. Marie Havlíková, Ph.D.

**Konzultanti bakalářské práce:**

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

*předseda oborové rady*



**UPOZORNĚNÍ:**

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Hlavním zaměřením bakalářské práce je popis dominantních zdrojů rušení a vazebních mechanismů přenosu rušivých signálů od zdroje rušení do rušeného systému včetně hlavních zásad pro minimalizaci a eliminaci vlivu rušení na systém. Navazující část bakalářské práce popisuje vazební mechanismy přenosu rušivých signálů do reálného kabelového systému včetně odvození teoretického přenosu vazebního mechanismu a jeho následné ověření měření pomocí simulovaného neharmonického signálu.

## **Klíčová slova**

Elektromagnetická interference, Elektromagnetická kompatibilita, Elektromagnetická odolnost, Vazební impedance, Rušivý signál, Galvanická vazba, Kapacitní vazba, Induktivní vazba.

## **Abstract**

The primary focus of the Bachelor's Thesis is placed on description of dominant interference sources and coupling mechanisms of interference signals transmission from the source of interference into influenced system including main principles of minimization and elimination of interference impact on a system. A relevant part of the Bachelor's Thesis describes coupling mechanisms of interference signal transmission into a real cable system including derivation of theoretical coupling mechanism transmission and its subsequent verification by means of simulated non-harmonic signal measurement.

## **Keywords**

Electromagnetic Interference, Electromagnetic Compatibility, Electromagnetic Resistibility, Coupling Impedance, Interference Signal, Galvanic Coupling, Capacitance Coupling, Inductive Coupling

### **Bibliografická citace:**

CHROMÝ,S. *Vazební mechanismy přenosů rušivých signálů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 68s. Vedoucí bakalářské práce byla Ing. Marie Havlíková, Ph.D.

## **Prohlášení**

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Vazební mechanismy přenosů rušivých signálů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **23. května 2013**

.....  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Marii Havlíkové Ph.D. a svému konzultantovi Ing. Jaroslavu Markovi (firma ABEGU, a.s.) za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: **23. května 2013**

.....  
podpis autora

# Obsah

1	Úvod.....	11
1.1	Specifikace a rozdělení EMC.....	12
1.2	Rozdělení EMC na systémové oblasti.....	15
1.2.1	Zdroje elektromagnetického rušení.....	15
1.2.2	Přenosové prostředí pro elektromagnetické rušení .....	16
1.2.3	Přijímač rušení a jeho elektromagnetická odolnost.....	16
1.3	Důsledky porušení pravidel EMC.....	18
2	Zdroje elektromagnetického rušení.....	20
2.1	Zdroje průmyslové rušení .....	20
2.2	Zdroje přepětí.....	21
2.3	Zdroje kontinuálního rušení.....	22
2.4	Zvláštní zdroje rušení.....	23
3	Vazební mechanizmy přenosu rušivých signálů .....	24
3.1	Galvanická vazba přenosu rušivých signálů .....	24
3.1.1	Společná impedance napájecího zdroje.....	24
3.1.2	Společná impedance v signálovém vedení.....	25
3.1.3	Společná impedance ve vícebodovém uzemnění .....	26
3.2	Kapacitní vazba přenosu rušivých signálů.....	28
3.2.1	Kapacitní vazby galvanicky oddělených obvodů.....	28
3.2.2	Kapacitní vazby mezi obvody se společným vodičem.....	30
3.2.3	Kapacitní vazby vůči společné zemi .....	31
3.3	Induktivní vazba přenosu rušivých signálů.....	33
3.3.1	Principy minimalizace vlivu induktivní vazby přenosu.....	34
3.4	Vazba vyzářováním rušivých signálů .....	35
3.4.1	Principy minimalizace vlivu vazby vyzářováním .....	36
4	Vazební impedance kabelu.....	38
4.1	Teoretická část a popis vazební impedance .....	38
4.1.1	Odvození přenosu vazební impedance kabelu .....	39
4.1.2	Výpočet teoretické vazební impedance kabelu CP711 .....	41
4.2	Praktická část měření vazební impedance kabelu CP711 .....	44
4.2.1	Zapojení měřícího pracoviště .....	44
4.2.2	Naměřené průběhy napětí a proudu na žíle a stínění koaxiálního kabelu .....	47
4.2.3	Metodika výpočtu vazební impedance kabelu .....	49

## Seznam obrázků

Obrázek 1.1 – Rozdělení EMC .....	12
Obrázek 1.2 – Definice kompatibilních úrovní meze vyzařování a odolnosti [1] .....	13
Obrázek 1.3 – Optimalizace finančních nákladů z hlediska EMC [1] .....	14
Obrázek 1.4 – Základní řetězec EMC .....	15
Obrázek 1.5 – Spektrální rozložení mimozemských a průmyslových rušení [1].....	15
Obrázek 1.6 – Typy vazebních mechanismů přenosu rušení [3] .....	16
Obrázek 1.7 – Ukázka komplexnosti a složitosti procesů z hlediska EMC [1] .....	19
Obrázek 2.1 – Typické projevy rušení v síťovém napájecím napětí [3] .....	20
Obrázek 2.2 – Deformace síťového napájení vlivem výkonových diod a tyristorů [3] .....	21
Obrázek 2.3 – Proudový impuls při úderu blesku a jeho parametry [1] .....	21
Obrázek 2.4 – Závislost napětí elektrostatického výboje na vlhkosti prostředí [1] .....	22
Obrázek 2.5 – Rušivé spektrum občanské radiostanice CB [3] .....	23
Obrázek 3.1 – Princip rušení vlivem společné impedance v napájení [1] .....	25
Obrázek 3.2 – Principy provedení místních i vzdálených napájecích zdrojů [1].....	25
Obrázek 3.3 – Princip rušení na společné impedance v signálovém obvodu [1] .....	25
Obrázek 3.4 – Principy provedení signálových obvodů [1].....	26
Obrázek 3.5 – Principy provedení zvětšení impedance zemní smyčky [1].....	26
Obrázek 3.6 – Principy rozpojení zemní smyčky [1].....	27
Obrázek 3.7 – Kmitočtový průběh útlumu rozpojené zemní smyčky [1] .....	27
Obrázek 3.8 – Model kapacitní vazby galvanicky odděleného vedení [1] .....	29
Obrázek 3.9 – Model kapacitní vazby galvanicky odděleného stíněného vedení [1] .....	30
Obrázek 3.10 – Model obvodu s parazitní kapacitní vazbou na společný vodič [1].....	31
Obrázek 3.11 – Model nestíněného obvodu s parazitní kapacitní vazbou vůči zemi [1].....	32
Obrázek 3.12 – Model stíněného obvodu s parazitní kapacitní vazbou vůči zemi [1].....	32
Obrázek 3.13 – Model induktivní vazby přenosu rušivého signálu .....	33
Obrázek 3.14 – Provedení signálové smyčky odolné magnetickému poli [3] .....	34
Obrázek 3.15 – Odstínění magnetického pole magneticky vodivým materiálem [3] .....	34
Obrázek 3.16 – Složky elektromagnetické vlny [2].....	35
Obrázek 3.17 – Model vazby přenosu rušení elektromagnetickým vyzařováním [1].....	36
Obrázek 3.18 – Princip zeslabení elektrického pole přepážkou [1] .....	37
Obrázek 3.19 – Kmitočtový průběh účinnosti stínění měděné desky 1 mm [1] .....	37



Obrázek 4.1 – Náhradní schéma elementu vedení .....	39
Obrázek 4.2 – Kaskádní zapojení elementu vedení (dvojbran).....	39
Obrázek 4.3 – Principiální schéma pro výpočet přenosu vazební impedance .....	40
Obrázek 4.4 – Detailní popis koaxiálního kabelu PRYSMIAN CP711-50 $\Omega$ .....	44
Obrázek 4.5 – Zkušební schéma zapojení pro měření vazební impedance .....	44

## Seznam grafů

Graf 4.1 – Frekvenční přenos teoretické vazební impedance kabelu PRYSMIAN CP711 .....	43
Graf 4.2 – Průběhy napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro $f=1$ kHz .....	48
Graf 4.3 – Průběhy napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro $f=10$ kHz .....	48
Graf 4.4 – Průběhy napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro $f=100$ kHz .....	49
Graf 4.5 – Průběhy napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro $f=1$ MHz.....	49
Graf 4.6 – Časové průběhu harmonických proudů ve stínění kabelu funkce $f_{I1k}(t)$ .....	52
Graf 4.7 – Časové průběhu harmonických napětí na žíle kabelu funkce $f_{U1k}(t)$ .....	53
Graf 4.8 – Časové průběhu harmonických proudů ve stínění kabelu funkce $f_{I10k}(t)$ .....	54
Graf 4.9 – Časové průběhu harmonických napětí na žíle kabelu funkce $f_{U10k}(t)$ .....	55
Graf 4.10 – Časové průběhu harmonických proudů ve stínění kabelu funkce $f_{I100k}(t)$ .....	57
Graf 4.11 – Časové průběhu harmonických napětí na žíle kabelu funkce $f_{U100k}(t)$ .....	58
Graf 4.12 – Časové průběhu harmonických proudů ve stínění kabelu funkce $f_{I1M}(t)$ .....	59
Graf 4.13 – Časové průběhu harmonických napětí na žíle kabelu funkce $f_{U1M}(t)$ .....	60
Graf 4.14 – Průběh a porovnání změřené a teoretické vazební impedance kabelu CP711 .....	63

## Seznam tabulek

Tabulka 1.1 – Základní typy definovaného rušení pro zkoušky odolnosti [1].....	17
Tabulka 2.1 – Srovnání parametrů LEMP a NEMP [1].....	23
Tabulka 4.1 – Kalibrační list osciloskopu TE2221A ev. č. B-4.1-003 .....	45
Tabulka 4.2 – Fourierovy koeficienty $a_n$ a $b_n$ pro funkci proudu stíněním $f_{I1k}(t)$ .....	51
Tabulka 4.3 – Koeficienty modulu $D$ a fáze $\varphi$ pro funkci proudu stíněním $f_{I1k}(t)$ .....	51
Tabulka 4.4 – Fourierovy koeficienty $a_n$ a $b_n$ pro funkci napětí na žíle kabelu $f_{U1k}(t)$ .....	52

Tabulka 4.5 – Koeficienty modulu $D$ a fáze $\varphi$ pro funkci napětí na žíle kabelu $f_{U_{1k}}(t)$ .....	52
Tabulka 4.6 – Fourierovy koeficienty $a_n$ a $b_n$ pro funkci proudu stíněním $f_{I_{10k}}(t)$ .....	53
Tabulka 4.7 – Koeficienty modulu $D$ a fáze $\varphi$ pro funkci proudu stíněním $f_{I_{10k}}(t)$ .....	54
Tabulka 4.8 – Fourierovy koeficienty $a_n$ a $b_n$ pro funkci napětí na žíle kabelu $f_{U_{10k}}(t)$ .....	54
Tabulka 4.9 – Koeficienty modulu $D$ a fáze $\varphi$ pro funkci napětí na žíle kabelu $f_{U_{10k}}(t)$ .....	55
Tabulka 4.10 – Fourierovy koeficienty $a_n$ a $b_n$ pro funkci proudu stíněním $f_{I_{100k}}(t)$ .....	56
Tabulka 4.11 – Koeficienty modulu $D$ a fáze $\varphi$ pro funkci proudu stíněním $f_{I_{100k}}(t)$ .....	56
Tabulka 4.12 – Fourierovy koeficienty $a_n$ a $b_n$ pro funkci napětí na žíle kabelu $f_{U_{100k}}(t)$ .....	57
Tabulka 4.13 – Koeficienty modulu $D$ a fáze $\varphi$ pro funkci napětí na žíle kabelu $f_{U_{100k}}(t)$ .....	57
Tabulka 4.14 – Fourierovy koeficienty $a_n$ a $b_n$ pro funkci proudu stíněním $f_{I_{1M}}(t)$ .....	58
Tabulka 4.15 – Koeficienty modulu $D$ a fáze $\varphi$ pro funkci proudu stíněním $f_{I_{1M}}(t)$ .....	59
Tabulka 4.16 – Fourierovy koeficienty $a_n$ a $b_n$ pro funkci napětí na žíle kabelu $f_{U_{1M}}(t)$ .....	59
Tabulka 4.17 – Koeficienty modulu $D$ a fáze $\varphi$ pro funkci napětí na žíle kabelu $f_{U_{1M}}(t)$ .....	60
Tabulka 4.18 – Vypočtené moduly a argumenty napětí a proudů a vazební impedance .....	62

# 1 ÚVOD

Elektromagnetická kompatibilita, zkratka EMC, v sobě skrývá tolik lidského umu, dovedností a hlubokých teoretických znalostí, že v době vzniku v 60. letech minulého století a následně až do konce 70. let minulého století byla detailní znalost elektromagnetické kompatibility jen doménou úzkého okruhu kvalifikovaných odborníků ve vojenském a kosmickém průmyslu. Problematiku EMC nelze jednoznačně specifikovat a popsat. Svojí podstatou je to velmi komplexní obor, který v sobě slučuje hluboké teoretické poznatky, ale hlavně zkušenosti a ověřené principy ze všech oblastí elektrotechniky, elektroniky až po oblasti automatizační, číslicové a komunikační technologie.

Tato bakalářská práce by měla ve své teoretické části uvést čtenáře do základní problematiky EMC v oblasti zdrojů rušení a jejich typické formy přenosu do rušeného objektu a v navazující části má čtenáři přiblížit praktické využití znalostí a principů ochrany proti EMC v technické praxi.

Pro pochopení celého vývoje problematiky EMC se musíme vrátit až do období „studené války“ v 70. až 80. letech minulého století, kdy ve vojenské oblasti maximálně dominovala snaha o vedení elektronické formy boje od detekce technických prostředků protivníka až po vyřazení vojenské techniky různou formou elektromagnetického rušení. Velmi vysokou odbornou znalost našich techniků z oblasti elektromagnetické interference dokazuje i nejnámější vojenská detekční aplikace z této doby - 3D pasivní radiolokátor TAMARA, který detekcí a analýzou elektromagnetické interference dokázal odhalit i pro radary neviditelná letadla na bázi technologie stealth.

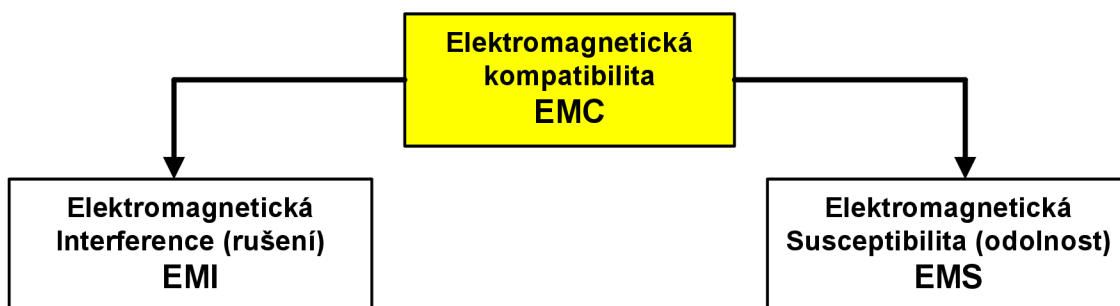
Další prudký rozvoj elektroniky v 80. a 90. letech je spojován hlavně s rozvojem mikroprocesorových a komunikačních technologií, které ještě více urychlily další rozvoj EMC a propojily dosud získané koncepce a principy do všech oblastí našeho života a na výrobky naší každodenní potřeby. Použití elektronických zařízení v tak značném rozsahu však vedlo ke zvýšení celkové úrovně průmyslového rušení i s jeho nežádoucími důsledky na správnou funkci elektronických systémů. Řešení tohoto problému nabídla sama EMC, když na jedné straně nastavila podmínky k omezení elektromagnetického znečištění prostředí a na druhé straně definovala parametry pro odolnost a slučitelnost jednotlivých systémů s ohledem na funkčnost a spolehlivost. Tyto podmínky se postupně staly součástí legislativy všech vyspělých zemí, kde rozšířily a zpřísnily stávající požadavky na provozovaná elektronická zařízení.

S rozvojem mezinárodního obchodu v 90. letech byla státy Evropského společenství ustanovena komise, která zpřísnila a sjednotila požadavky na odrušení potenciálních zdrojů elektromagnetického rušení a nastavila nové požadavky na odolnost elektronických zařízení vůči tomuto rušení. Sjednotil se tím celý proces jednotného pohledu na problematiku EMC a zajistil se tak jeden ze základních požadavků na kvalitní výrobek a tím i spokojenost jeho uživatele z hlediska BEZPEČNOSTI, FUNKČNOSTI a SPOLEHLIVOSTI.

## 1.1 Specifikace a rozdělení EMC

Tato kapitola vychází z informačních zdrojů [1], [3], ve kterých je problematika EMC z obecného a širšího hlediska rozdělena na dvě samostatné systémové oblasti:

- EMI – problematika vzniku a přenosu rušení
- EMS – problematika odolnost proti rušení (imunita zařízení).



Obrázek 1.1 – Rozdělení EMC

**EMI (*Electromagnetic Interference*)** – Elektromagnetická interference, neboli elektromagnetické rušení, je proces, při kterém je generovaný rušivý signál přenášen elektromagnetickými vazbami do rušeného systému. EMI se ve svém důsledku zabývá identifikací zdroje rušení a definováním přenosových cest do rušeného objektu.

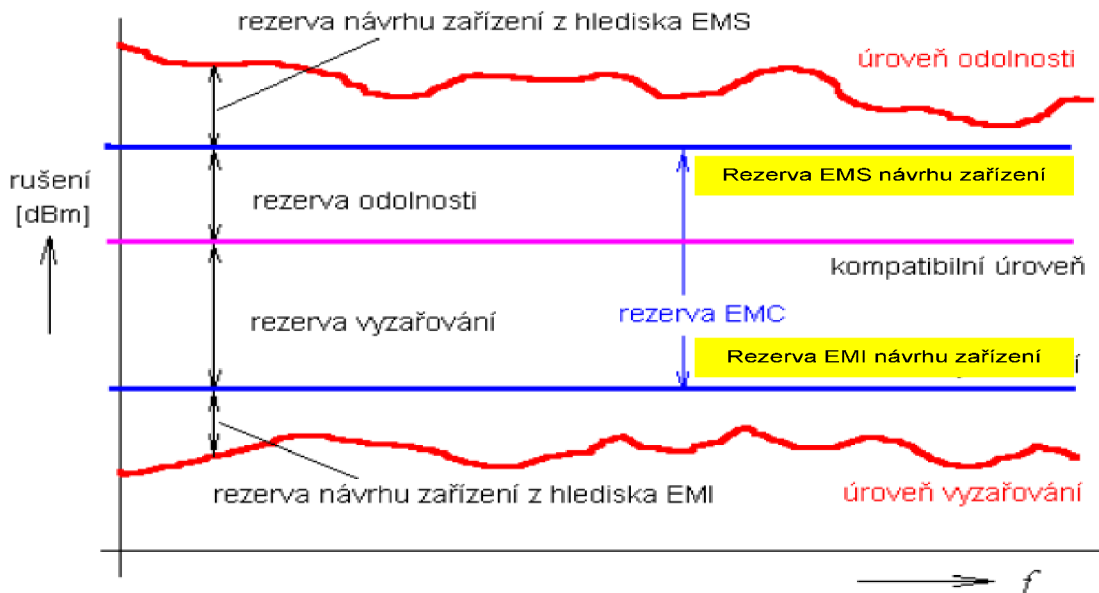
→ Cíl EMI // Zjistit zdroje rušení, přenosové cesty a možnost jejich odstranění. //

**EMS (*Electromagnetic Susceptibility*)** – Elektromagnetická imunita specifikuje odolnost zařízení proti rušení. EMS tak vyjadřuje schopnost zařízení nebo systému pracovat bez poruchy a vykazovat své projektové parametry na definované úrovni simulovaného elektromagnetického rušení. Definované odolnosti EMS je dosahováno pouze technickými opatřeními na straně přijímače rušení.

→ Cíl EMS // Odstranění důsledků rušení bez odstranění příčin rušení. //

Obě oblasti EMC v sobě zahrnují celou řadu nezbytných společných postupů a kroků od identifikace a měření elektromagnetické interference, až po testování elektromagnetické odolnosti objektů pomocí simulátorů rušení EMC, která vedou k posouzení kompatibility zkoumaného objektu. EMC kompatibilita jako taková je kompromis mezi úrovněmi EMI a EMS s definicí pomyslné hranice kompatibility ležící v bezpečné vzdálenosti od EMI a EMS a naplňující definici kompatibility [1] - *jako schopnost zařízení, systému či přístroje vykazovat správnou činnost i v prostředí, v němž působí jiné zdroje elektromagnetických signálů (přirodní či umělé) a naopak svou vlastní elektromagnetickou činností nepřístupně neovlivňovat své okolí, tj. nevyzařovat signály, jež by byly rušivé pro jiná zařízení.*

Definici kompatibility (kompromisu mezi EMI a EMS) názorně vysvětluje **Obrázek 1.2**, který pro hypotetické elektronické zařízení s parametry EMI a EMS definuje jejich vzájemné funkční vztahy a jejich optimální kompatibilní úroveň.



Obrázek 1.2 – Definice kompatibilních úrovní meze vyzařování a odolnosti [1]

**Úroveň vyzařování** – je to rušení generované samotným spotřebičem a vyjádřené definovaným způsobem dle norem v závislosti na kmitočtu.

**Mez vyzařování** – maximální přípustná (normou povolená) úroveň vyzařování definovaného zařízení. Rozdíl těchto úrovní vyjadřuje tzv. rezerva návrhu daného zařízení z hlediska požadavků EMI.

**Rezerva návrhu z hlediska EMI** – vyjadřuje rozdíl mezi mezí pro maximální vyzařování a úrovní vyzařování zařízení.

**Úroveň odolnosti** – maximální možná úroveň rušení, při němž ještě nedojde ke zhoršení nebo ovlivnění projektových parametrů zařízení.

**Mez odolnosti** – je nejnižší normou požadovaná úroveň odolnosti zařízení dle definovaného typu.

**Rezerva návrhu z hlediska EMS** – vyjadřuje rozdíl mezi mezí rezervy EMS návrhu zařízení a úrovní odolnosti zařízení.

**Rezerva EMC** – je určena rozdílem mezi mezí odolnosti a mezí vyzařování.

**Kompatibilní úroveň** – je to maximální předepsaná úroveň celkového rušení, která může ovlivňovat přístroje nebo zařízení provozované v určitých definovaných podmínkách.

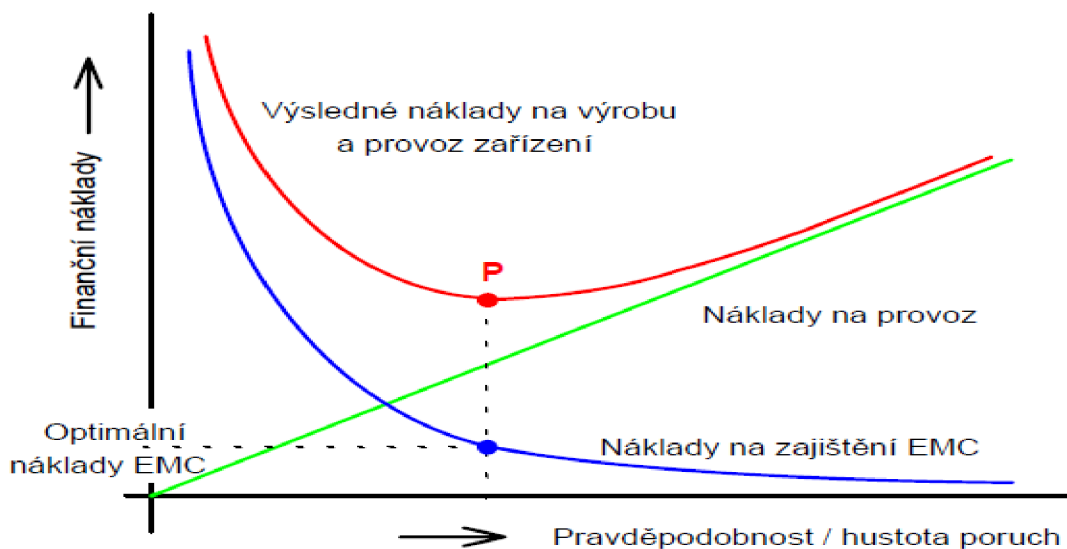
**Rezerva vyzařování** – rozdíl mezi kompatibilní úrovní a mezí vyzařování.

**Rezerva odolnosti** – rozdíl mezi kompatibilní úrovní a mezí odolnosti.

Z hlediska EMC musí být úroveň vyzařování v zařízení vždy nižší než maximální přípustná úroveň vyzařování a na opačné straně zase jeho odolnost musí být vyšší než jeho minimální požadovaná úroveň odolnosti. Meze odolnosti musejí být vždy vyšší než meze vyzařování, aby bylo dosaženo určité rezervy i s ohledem na možnost kombinovaného rušení od více zdrojů najednou.

Velikosti rezerv z hlediska EMI a EMS nejsou předepsány a záleží jen na výrobci daného zařízení, jaké rezervy budou zvoleny. Příliš velké rezervy vedou ke zvyšování nákladů a ceny daného zařízení. Na druhé straně, jsou-li rezervy příliš malé, vzniká reálné riziko, že zařízení nevyhoví zkouškám EMC a bude muset být přeprojektováno na vyšší parametry EMC.

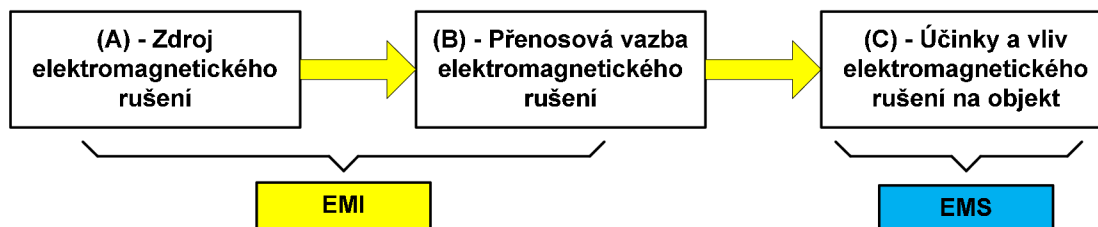
Velikost vlivu rezervy EMC s funkčním vlivem na finanční náklady a na provoz v závislosti na hustotě poruch viz **Obrázek 1.3**. Nedodržení zásad návrhu EMC např. v leteckém průmyslu nebo v energetice vede ke zvýšení pravděpodobnosti výskytu poruchy zařízení s velkými ekonomickými i společenskými ztrátami.



Obrázek 1.3 – Optimalizace finančních nákladů z hlediska EMC [1]

## 1.2 Rozdělení EMC na systémové oblasti

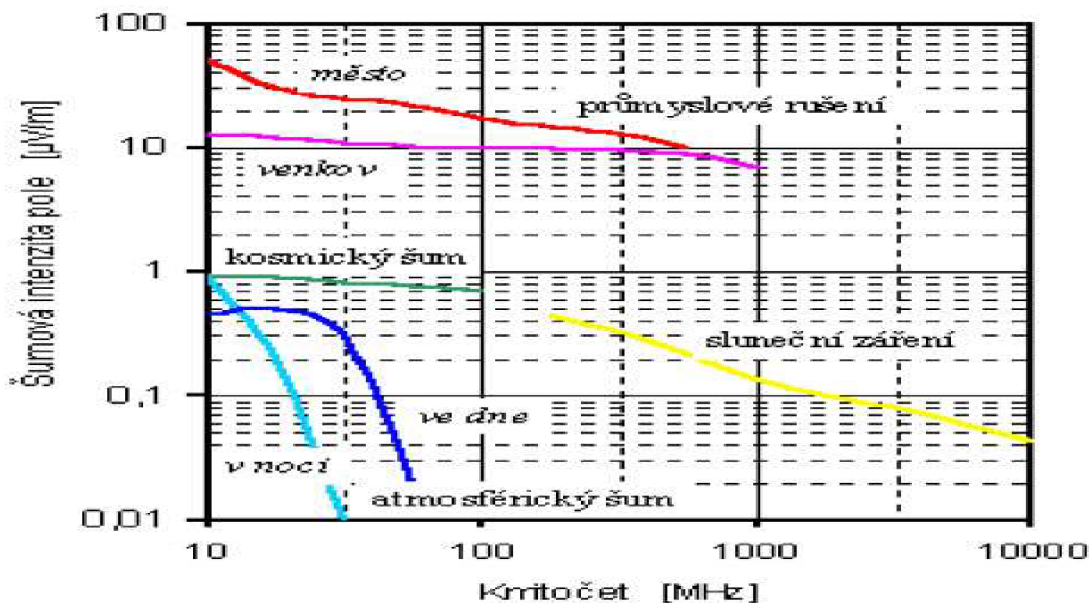
Tato kapitola vychází z informačních zdrojů [1], [3]. Při zkoumání vazebních mechanismů elektronických i biologických systémů vycházíme ze struktury základního řetězce EMC, který obsahuje tři systémové oblasti viz *Obrázek 1.4*.



Obrázek 1.4 – Základní řetězec EMC

### 1.2.1 Zdroje elektromagnetického rušení

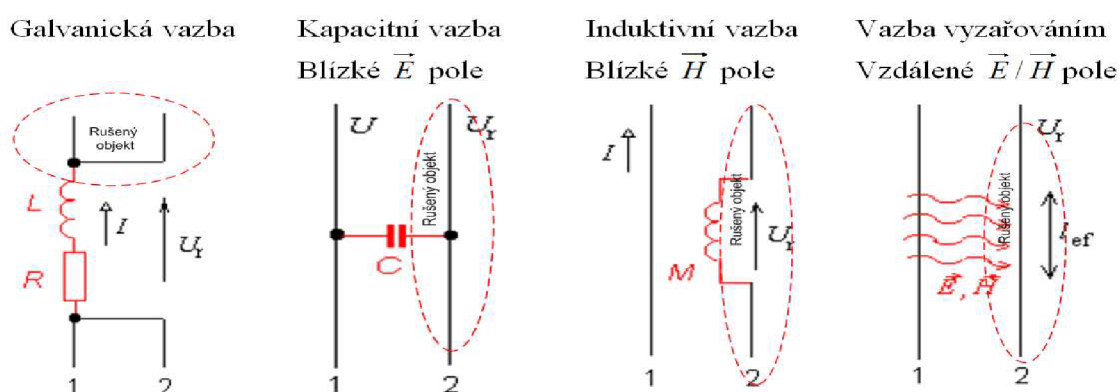
Předmětem první systémové oblasti EMC jsou zdroje elektromagnetického rušení, kde se zkoumají otázky vzniku rušení, jeho charakteru a intenzity. Zdroje rušení primárně rozdělujeme na přírodní a umělé. Mezi přírodní zdroje rušení patří např. kosmické záření, slunce nebo procesy v atmosféře, kterým většinou nemůžeme zabránit a zbývá nám jen předcházet jejich nežádoucím účinkům. Mezi umělé zdroje rušení, které jsou centrem naší pozornosti, je vše, co člověk vytvořil a pro svoji potřebu provozuje. Patří sem hlavně všechna elektronická zařízení, výroba, přenos elektrické energie a komunikační technologie. Přehled spektrálního rozložení a úrovně šumové intenzity pole některých mimozemských zdrojů rušení a průmyslových zdrojů rušení můžeme porovnat, viz *Obrázek 1.5*.



Obrázek 1.5 – Spektrální rozložení mimozemských a průmyslových rušení [1]

## 1.2.2 Přenosové prostředí pro elektromagnetické rušení

Předmětem druhé systémové oblasti EMC jsou vazby zkoumající způsoby a cesty přenosu elektromagnetického rušení od zdroje rušení do rušeného objektu. Elektromagnetické vazební prostředí se podílí rozhodující měrou na přenosu rušení do zařízení a je po technické stránce tvořeno hlavně geometrickou konfigurací zařízení, konfigurací napájecích a signálních kabelů, návazností na zemnicí systémy a dále fyzikálními i elektrickými vlastnostmi materiálů jako je jeho permitivita a permeabilita. Přehled základních typových vazebních mechanismů přenosu rušení, které jsou detailně popsány v kapitole 3, viz **Obrázek 1.6.**



Obrázek 1.6 – Typy vazebních mechanismů přenosu rušení [3]

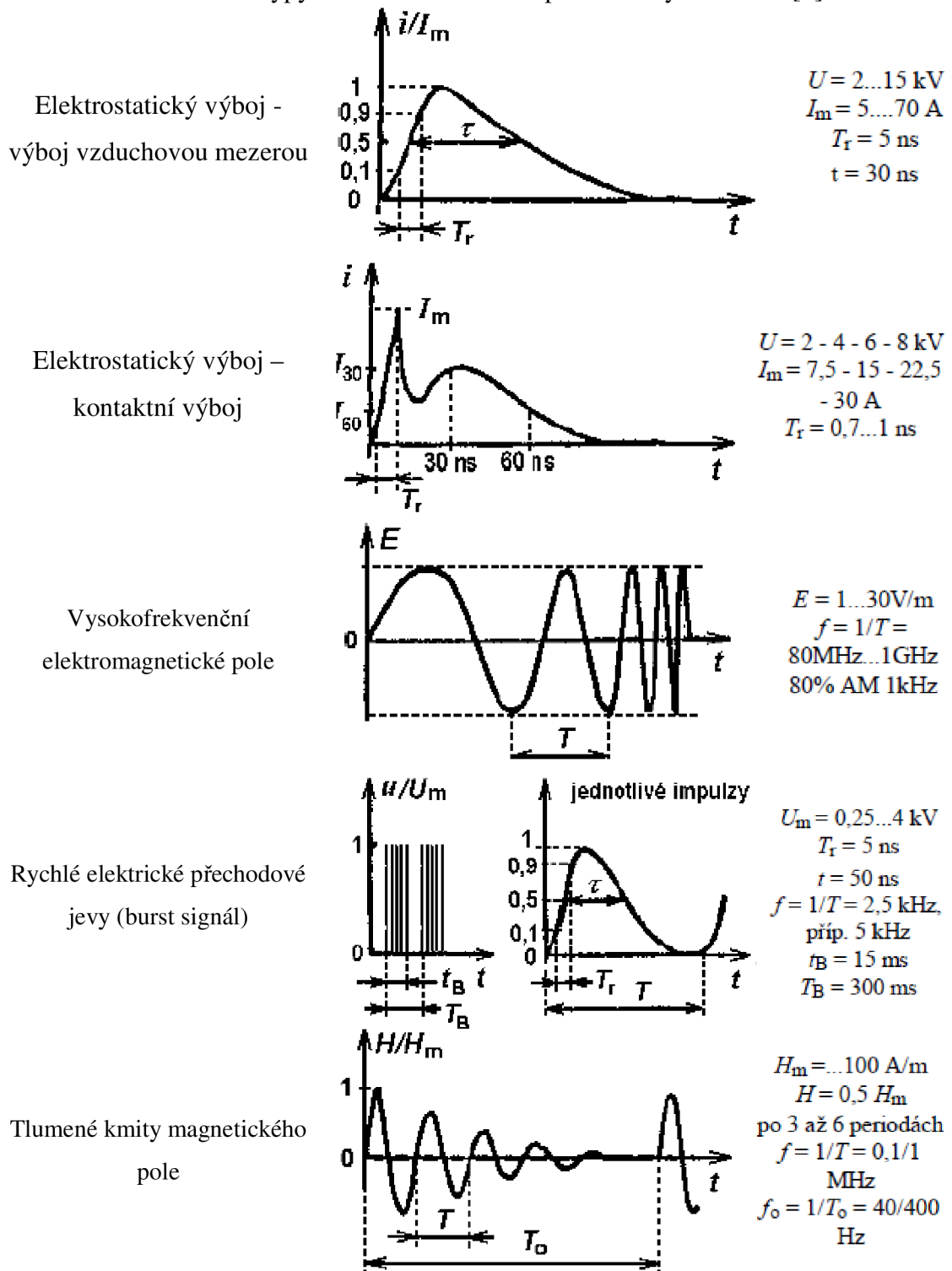
## 1.2.3 Přijímač rušení a jeho elektromagnetická odolnost

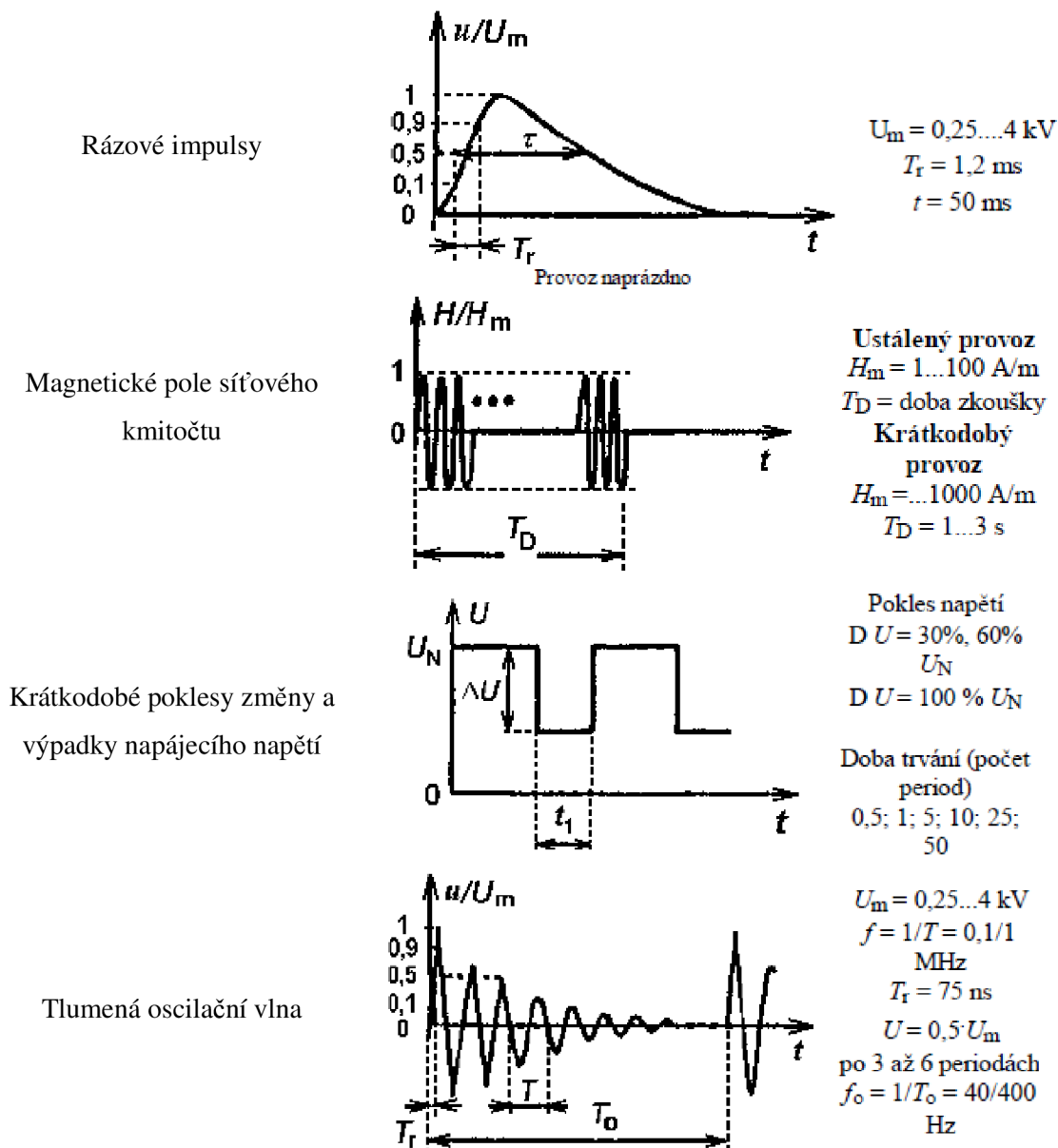
Předmětem třetí systémové oblasti EMC je specifikace vlivu rušivých účinků na testované objekty na základě analýzy jejich projektového chování na definované typy rušení. Odolnost zařízení je zde klasifikována stupnicí od A do C, kde stupeň A reprezentuje nejvyšší stupeň odolnosti s nulovým vlivem rušení na zkoumaný objekt. Elektromagnetická odolnost a chování testovaného systému na definované typy rušení se testují na EMC simulátorech rušení s definovanými parametry rušení dle norem ČSN EN 61000-X-X pro:

- Elektrostatický výboj
- Vysokofrekvenční elektromagnetické pole
- Rychlé elektrické přechodové jevy
- Pulsy magnetického pole
- Tlumené kmity magnetického pole
- Rázové impulsy
- Magnetické pole síťového kmitočtu
- Krátkodobé poklesy změny a výpadky napájecího napětí
- Tlumená oscilační vlna



Tabulka 1.1 – Základní typy definovaného rušení pro zkoušky odolnosti [1]



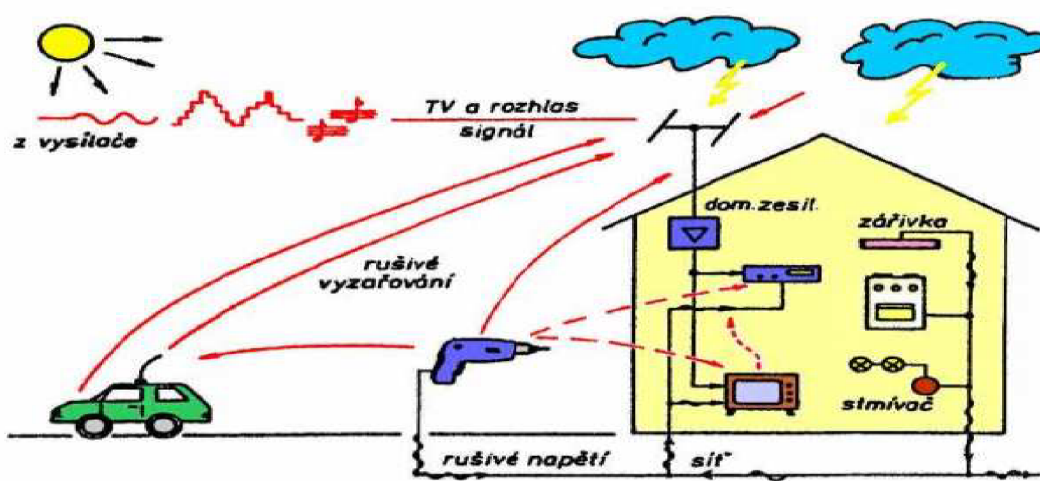


### 1.3 Důsledky porušení pravidel EMC

Dá se s nadhledem říci, že vše co existuje, má své fyzikální limity. Můžeme posuzovat jak technické, tak i biologické systémy a u všeho pro definované fyzikální veličiny najdeme jejich maxima i minima. Můžeme tak stanovit limity odolnosti systému, v jakém definovaném rozsahu můžeme systém provozovat, než začne ztrácet nebo úplně ztratí své projektové vlastnosti a parametry.

V odborném tisku najdeme nepřeborné množství příkladů, kdy nedodržení EMC mělo tragické důsledky pro své uživatele, ať již od pádu letadla nebo ztráty ve výrobě vlivem rozsáhlého výpadku řídicího systému. Se znalostmi EMC problematiky se člověk na dané věci dívá jinak. Lépe rozumí situaci, kdy letuška napomíná neukázněné

cestující, aby vypnuli před startem své počítače a mobilní telefony, které by mohly rušit citlivé navigační systémy letadla. Na druhou stranu se však nikdo neptá, když telefonuje mezi ostatními lidmi, jestli člověk vedle vás náhodou nemá kardiostimulátor nebo třeba inzulinovou pumpu. Je potřeba vnímat, že některé procesy, které člověk využívá, pracují na energetických signálových úrovních až  $10^{-14}\text{W}$  a přitom mohou řídit procesy s výkony řádu MW. Výkonový poměr současných technologií dosahuje hodnot až 200 dB a pravděpodobnost vzájemného rušení je tedy velmi vysoká. Tento problém je ještě více umocňován velmi složitým a komplexním působením systémů mezi sebou, kde každý systém je potenciálním zdrojem rušení EMI a zároveň každý systém je i přijímačem rušení, které se může přenášet různými náhodnými vazbami. Komplexnost a složitost problematiky EMC vystihuje uvedený ilustrační obrázek, viz *Obrázek 1.7*.



Obrázek 1.7 – Ukázka komplexnosti a složitosti procesů z hlediska EMC [1]

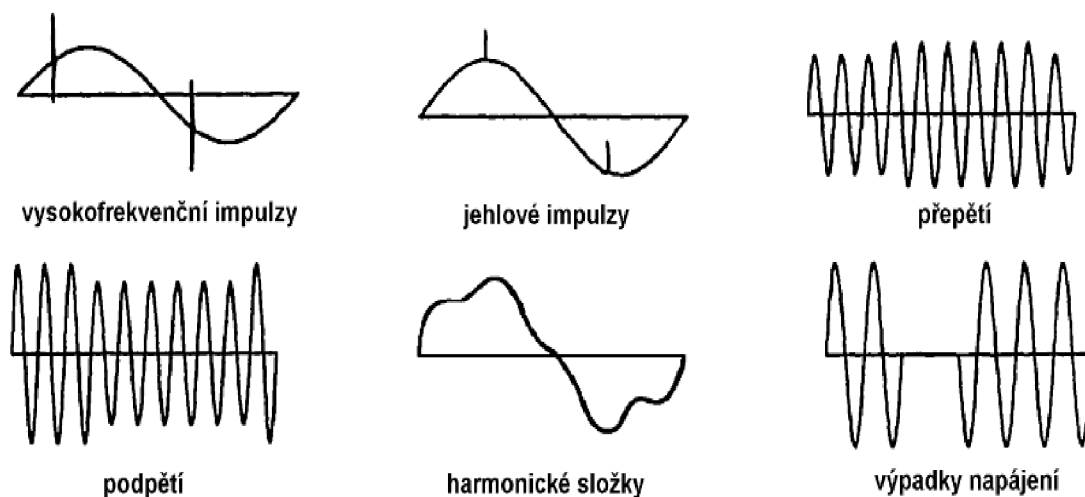
## 2 ZDROJE ELEKTROMAGNETICKÉHO RUŠENÍ

Tato kapitola vychází z informačních zdrojů [1], [3]. Dominantní zastoupení mezi zdroji elektromagnetického rušení má průmyslové rušení nejen z hlediska šumové intenzity elektrického pole, ale i z hlediska rozsáhlého spektrálního rozložení a výrazně tak o několik řádů překonává přírodní zdroje, viz **Obrázek 1.5**. Z hlediska provázanosti a složitosti vazeb rušení není možné provést jejich vyčerpávající a jednoznačnou klasifikaci a tak je můžeme obecně rozdělit podle vzniku rušení do několika skupin:

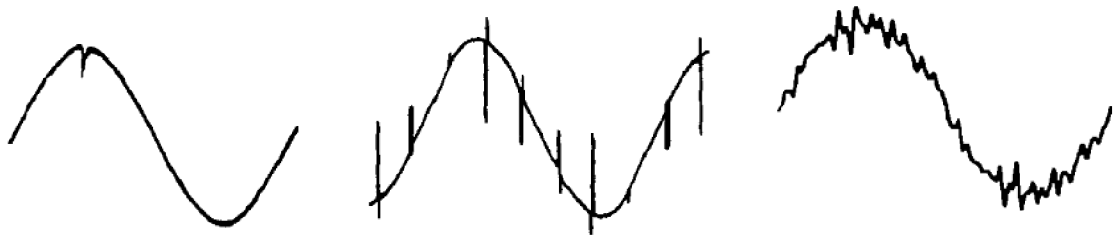
- Zdroje průmyslového rušení
- Zdroje přepětí
- Zdroje kontinuálního rušení
- Zdroje zvláštního rušení

### 2.1 Zdroje průmyslové rušení

Typovými představiteli průmyslového rušení jsou hlavně různé deformace harmonického napájecího napětí 50Hz (60Hz), přechodové jevy spojené se spínacími a rozpínacími procesy na elektrické síti až po provoz elektrických spotřebičů způsobujícími jiskření např. komutátory elektrických motorů. Další významné rušení, které souvisí se spínacími procesy v průmyslu, je produkováno výkonovými polovodiči (diody, tyristory) aplikovanými ve spínacích a regulačních procesech. Tyto procesy jsou velmi rychlé a kmitočtové spektrum rušení sahá až do 10 MHz. Typové průběhy s deformacemi harmonického napájení od výše uvedených procesů v síti viz **Obrázek 2.1** a **Obrázek 2.2**.



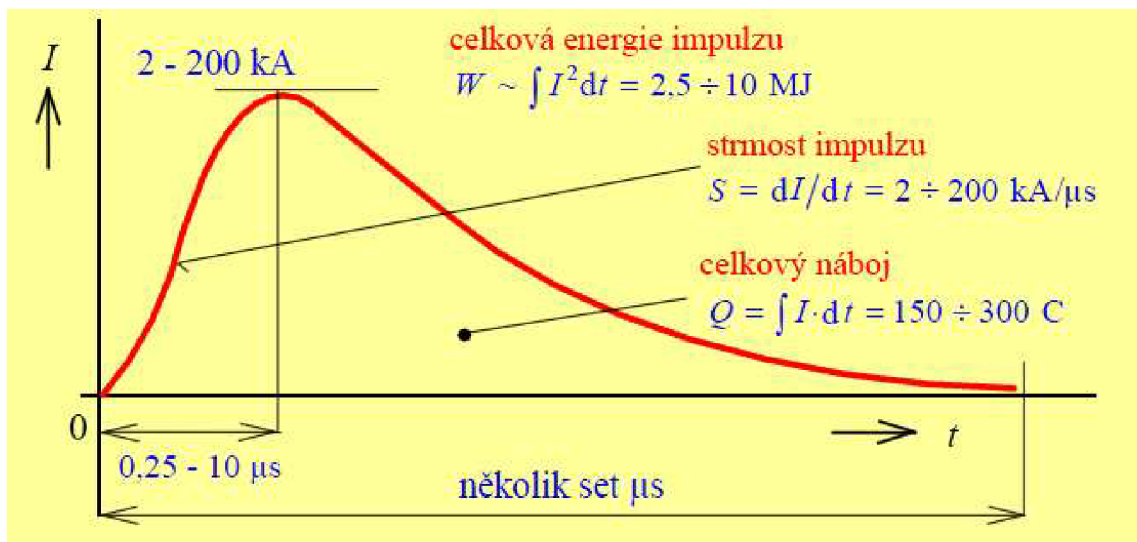
Obrázek 2.1 – Typické projevy rušení v síťovém napájecím napětí [3]



Obrázek 2.2 – Deformace síťového napájení vlivem výkonových diod a tyristorů [3]

## 2.2 Zdroje přepětí

Zdroje přepětí můžeme hned v základu rozdělit na přírodní a umělé zdroje. Dominantním přírodním přepětovým jevem je bleskový výboj, který ohrožuje elektronická zařízení až na vzdálenost cca 4 km. Parametry proudu bleskového výboje dosahují až 200 kA a jeho kmitočtové spektrum leží od 2 kHz do cca 100 MHz. Typický průběh proudového impulsu blesku viz **Obrázek 2.3**.

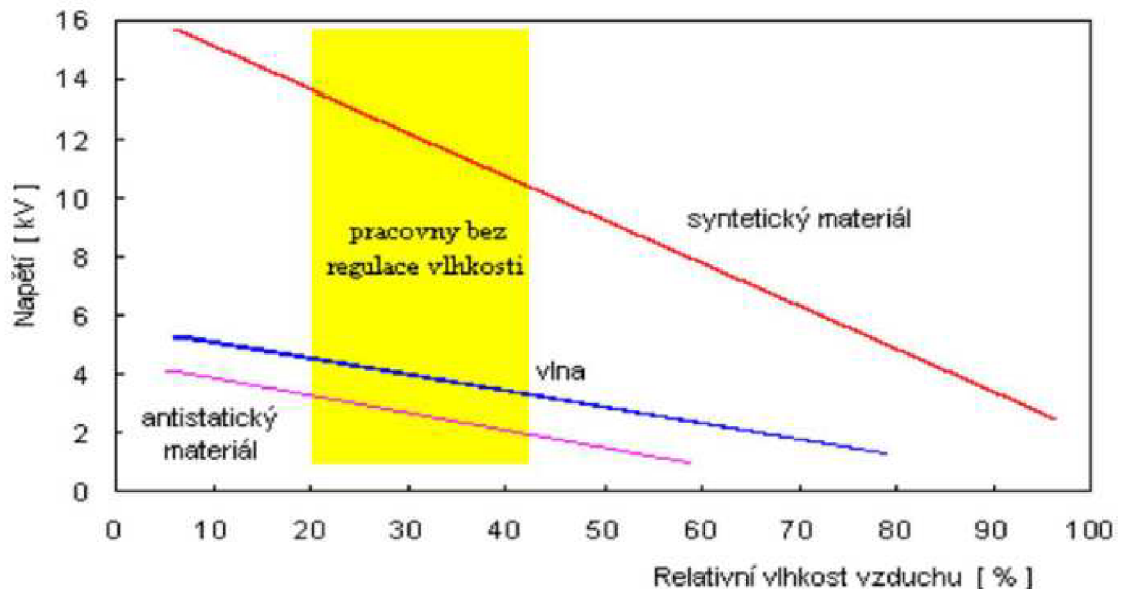


Obrázek 2.3 – Proudový impuls při úderu blesku a jeho parametry [1]

Mezi umělé zdroje přepětí řadíme všechna spínací zařízení, kde velikost vzniklého přepětí závisí na velikosti spínaného proudu, napětí, rychlosti spínaného procesu a na impedančním poměru v síti. Za nebezpečné zdroje přepětí můžeme považovat všechna zařízení, u nichž dochází ke vzniku elektrického oblouku.

Jedním z nebezpečných zdrojů přepětí je i lokální elektrostatický výboj, vyskytující se všude tam, kde dochází ke tření mechanických kovových nebo dielektrických částí zařízení. Přestože energie výbojů je velmi nízká (cca 10 mJ), dosahuje jejich napěťová úroveň hodnoty až desítek kV a je tak velmi nebezpečná elektronickým prvkům a zařízením. Možnost odstranění a eliminace elektrostatického jevu zajišťuje:

- Vhodnost oblečení obsluhy elektronických přístrojů (eliminace syntetických tkanin)
- Eliminace židlí a podlahových krytin s vysokým izolačním odporem
- Optimální vlhkost vzduchu viz **Obrázek 2.4** – Závislost napětí elektrostatického výboje na vlhkosti prostředí [1].



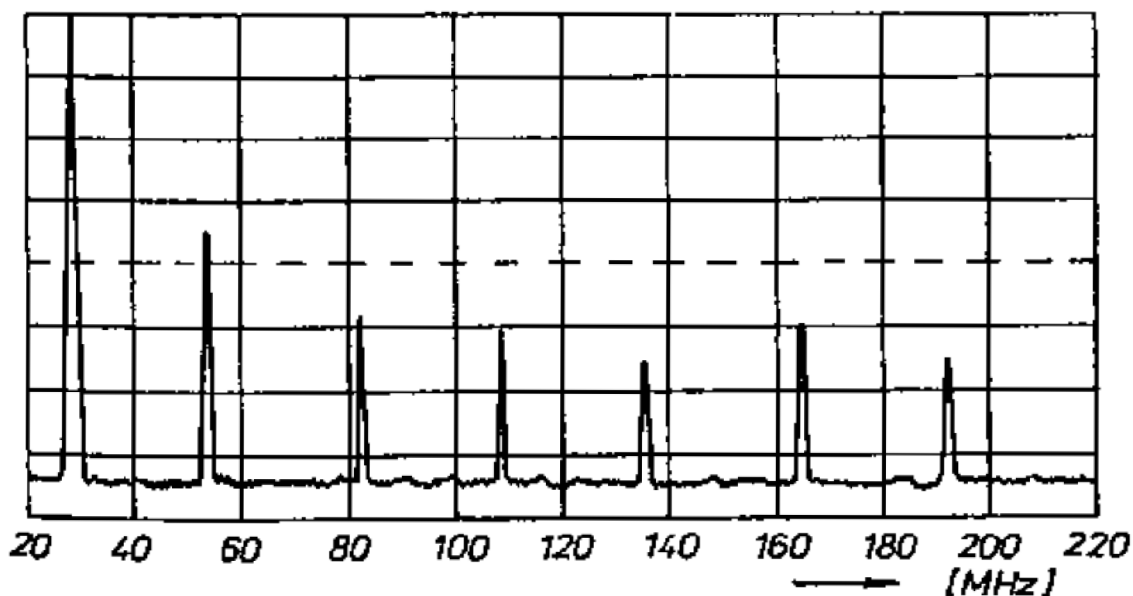
Obrázek 2.4 – Závislost napětí elektrostatického výboje na vlhkosti prostředí [1]

### 2.3 Zdroje kontinuálního rušení

Nejznámější a nejrozšířenější zdroje kontinuálního rušení jsou rozhlasové a televizní vysílače nebo radarové systémy, které své signály šíří vyzařováním. Tyto signály mohou být parazitně injektovány do kabelových a signálových vedení a způsobovat tak rušivé napětí na vstupech zařízení.

Další zdroje rušení jsou např. občanské radiostanice, které pro svoji činnost používají jednotlivci, ale i některé organizace. Tyto radiostanice se tak stávají potenciálním zdrojem rušení např. při překračování povoleného vysokofrekvenčního vyzařovaného výkonu, který při svém základním nastavení produkuje i vyšší harmonické, které tak mohou rušit jiná citlivá a důležitá elektronická zařízení viz **Obrázek 2.5** – Rušivé spektrum občanské radiostanice CB [3].

## CB 150 CS




Obrázek 2.5 – Rušivé spektrum občanské radiostanice CB [3]

## 2.4 Zvláštní zdroje rušení

Jedním ze zvláštních zdrojů rušení je elektromagnetický impuls, který vzniká jako doprovodný jev při jaderném výbuchu. Vzniklý impuls je velmi silný a strmý a jeho dopady na elektronická zařízení jsou destruktivní. Průběh impulsu je stejný jako u bleskového výboje pouze časové parametry a tím i účinky na zařízení jsou podstatně vyšší. Parametrické porovnání průběhu bleskového výboje LEMP a elektromagnetického pulsu NEMP při jaderném výbuchu viz *Tabulka 2.1*.

Tabulka 2.1 – Srovnání parametrů LEMP a NEMP [1]

	$E_{\max}$ [kV/m]	$H_{\max}$ [A/m]	náběžná hrana [ns]	kmítotové spektrum	dosah účinku
LEMP	10 ÷ 100	100 ÷ 1000	100 ÷ 10000	1 kHz ÷ 5 MHz	jednotky km
NEMP	30 ÷ 100	100 ÷ 1000	5 ÷ 8	0,1 ÷ 100 MHz	stovky až tisíce km

# 3 VAZEBNÍ MECHANIZMY PŘENOSU RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ

Tato kapitola vychází z informačních zdrojů [1], [2]. [3].

## 3.1 Galvanická vazba přenosu rušivých signálů

Galvanická vazba představuje vazbu dvou a více elektrických systémů sdílejících společnou impedanci na napájecích signálových nebo zemních vodičích, přes které se uzavírají jejich proudové smyčky. Tato společná impedance  $\hat{Z}$  má nejčastěji charakter sériového RL článku.(3.1).

$$\hat{Z} = R + j\omega L \quad (\Omega) \quad (3.1)$$

$R$  - odpor vodiče ( $\Omega$ )

$L$  - indukčnost vodiče (H)

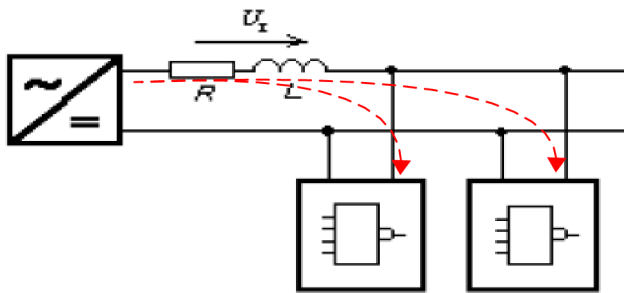
Společné úbytky napětí na společné impedanci od průtoku proudu aktivního spotřebiče představuje rušivé napětí pro další spotřebiče sdílející tuto společnou galvanickou vazbu. Na nízkých kmitočtech je dominantní odporová složka impedance  $\hat{Z} = R$ . V oblastech vyšších kmitočtů se pak stává dominantní induktivní složka impedance  $\hat{Z} = j\omega L$ , kde při rychlé časové změně i poměrně malý proud aktivního bloku může vyvolat nezanedbatelné rušivé napětí pro ostatní bloky zařízení. Galvanické vazby můžeme podle místa, kde systémy sdílejí společnou impedanci, rozdělit na systémy sdílející:

- společnou impedanci napájecího zdroje
- společnou impedanci přívodního nebo signálového vodiče
- společnou impedanci ve vícebodovém uzemnění.

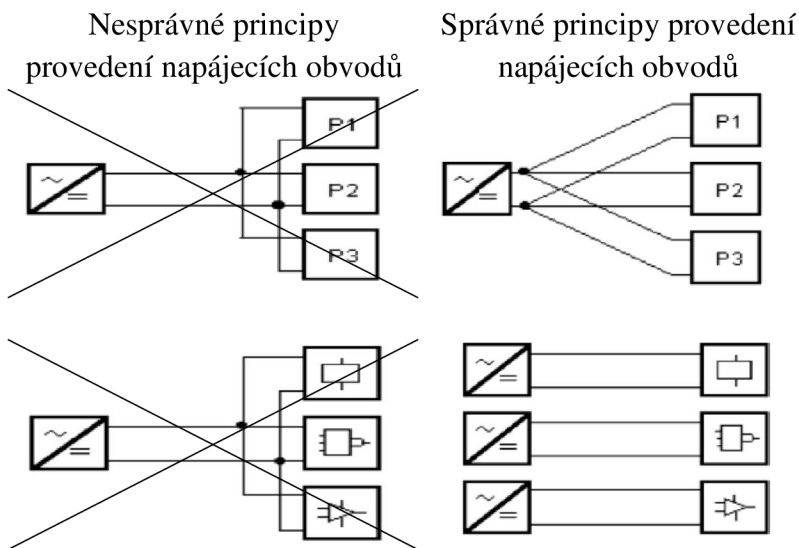
### 3.1.1 Společná impedance napájecího zdroje

Společná impedance (3.1) je v případě napájecího zdroje tvořena částí společného vodiče pro napájení dvou různých spotřebičů viz **Obrázek 3.1**. Z hlediska napájení rozlišujeme dva typové případy napájení – místní napájení a vzdálené napájení. Pro eliminaci vlivu společné impedance v místním napájení elektronických bloků z jednoho společného zdroje, nesmíme vytvářet společné části v napájecích přívodech k jednotlivým blokům. Pro vzdálené napájení elektronických zařízení na různých technologických místech je nutné vybavit bloky samostatnými nezávislými zdroji na definované technologické pozici, viz **Obrázek 3.2**.





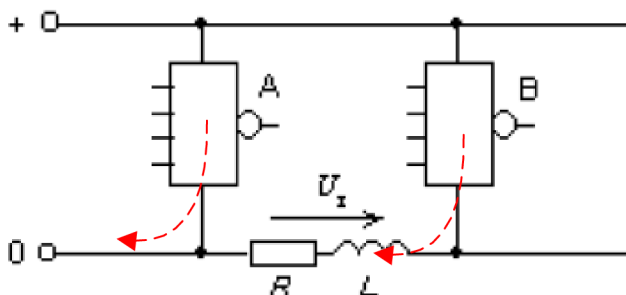
Obrázek 3.1 – Princip rušení vlivem společné impedance v napájení [1]



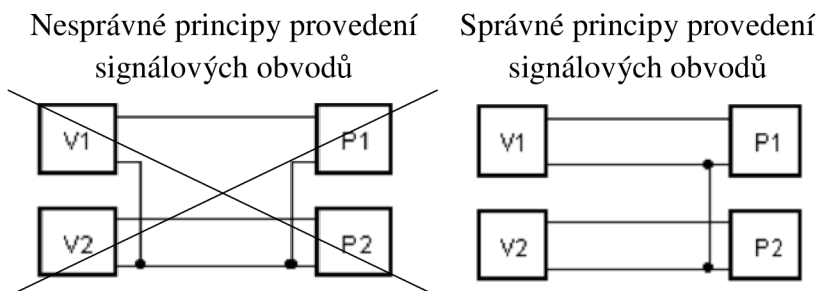
Obrázek 3.2 – Principy provedení místních i vzdálených napájecích zdrojů [1]

### 3.1.2 Společná impedance v signálovém vedení

Společná impedance (3.1) je v případě signálového vedení tvořena společnou částí vztažného potenciálového vodiče pro signál od dvou různých bloků viz **Obrázek 3.3**. Pro eliminaci vlivu společné impedance v signálovém vedení je pro jednotlivé signály dobré v maximálně možné míře ponechat jejich samostatné potenciálové vodiče a nesdružovat je do jednoho společného vodiče viz **Obrázek 3.4**.



Obrázek 3.3 – Princip rušení na společné impedance v signálovém obvodu [1]



Obrázek 3.4 – Principy provedení signálových obvodů [1]

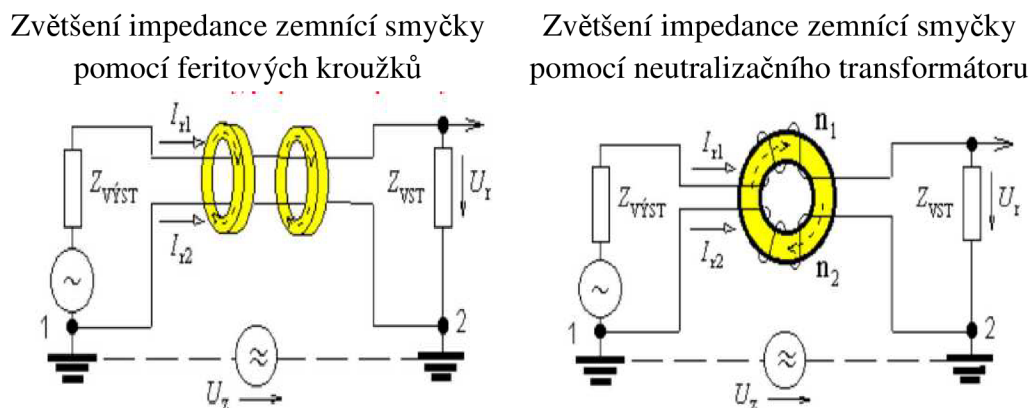
### 3.1.3 Společná impedance ve vícebodovém uzemnění

Společná impedance zemnicí smyčky (3.1) v případě vícebodového uzemnění je velmi častým případem parazitní galvanické vazby, která vzniká přízemněním dvou systémů ve dvou různých bodech zemnicí soustavy. Zemnicí soustavu sdílí téměř všechny elektrické systémy, které tak produkují náhodné (bludné) zemnicí proudy a vytvářejí tak potenciální spády rušivého zemního napětí  $U_z$  mezi jednotlivými body zemnicí soustavy. Základním principem jak zmenšit zemní rušivé napětí soustavy a zachovat funkčnost zařízení je možnost:

- Zvětšit celkovou impedanci zemní smyčky
- Zvětšit útlum zemní smyčky
- Rozpojit zemní smyčku.

#### 3.1.3.1 Principy zvětšení celkové impedance a útlumu zemní smyčky

Princip zvětšení impedance zemní smyčky je založen na vlastnostech induktivní reaktance cívky  $X_L = \omega L$ , která pro pomalé přechodové jevy ponechává celkovou impedanci smyčky pouze na hodnotě  $\hat{Z}_L = R$  a pro rychlé přechodové jevy zvyšuje celkovou impedanci smyčky na hodnotu  $\hat{Z}_L = R + j\omega L$ . Principy realizace zvětšení impedance pro dvoubodové propojení zemnicí soustavy viz **Obrázek 3.5**



Obrázek 3.5 – Principy provedení zvětšení impedance zemní smyčky [1]

### 3.1.3.2 Principy rozpojení zemní smyčky

Princip rozpojení zemní smyčky je založen na jednobodovém připojení systému k zemní soustavě, tzv. nízkofrekvenční přerušení. Zemní smyčka je tak na straně rozpojení spojena se zemí jen přes své kapacitní vlastnosti s hodnotou impedance

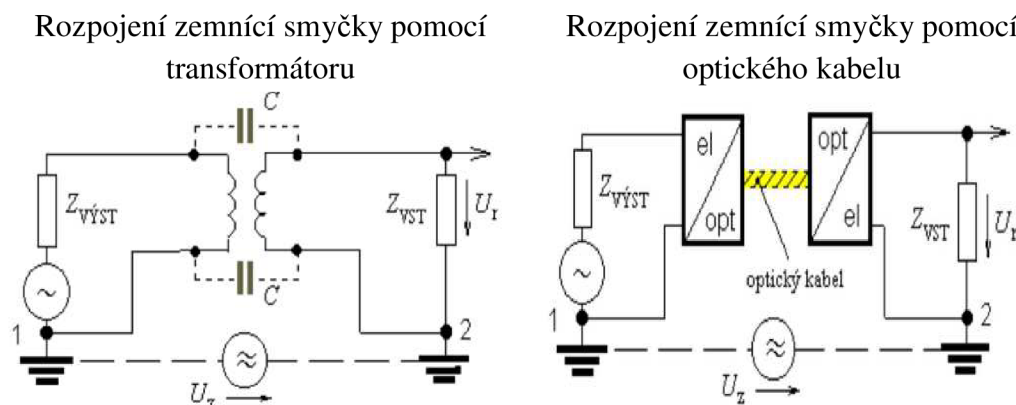
$$\hat{Z}_c = R + \frac{1}{j\omega C} \quad (\Omega) \quad (3.2)$$

$R$  - odpor (izolační stav) soustavy ( $\Omega$ )

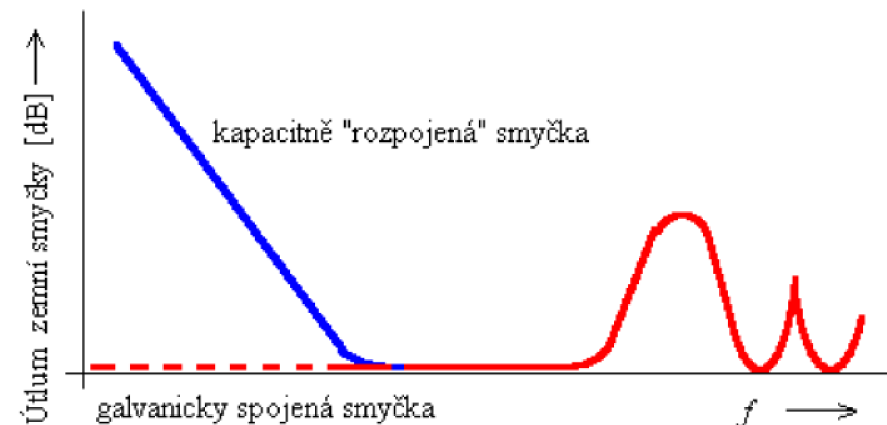
$C$  - kapacita soustavy vůči zemi (F)

Celkový útlum smyčky je tak na nízkých kmitočtech velmi vysoký a s rostoucím kmitočtem se zmenšuje až na hodnotu galvanicky uzavřené smyčky. Na vysokých kmitočtech se vlivem skinefektu a ostatních parazitních jevů bude uplatňovat periodická změna celkové impedance, viz **Obrázek 3.7**.

Principy a možnosti realizace jednobodového propojení zemní soustavy viz **Obrázek 3.6**.



Obrázek 3.6 – Principy rozpojení zemní smyčky [1]



Obrázek 3.7 – Kmitočtový průběh útlumu rozpojené zemní smyčky [1]

## 3.2 Kapacitní vazba přenosu rušivých signálů

Kapacitní vazba je způsobena existencí parazitních kapacit, které se vyskytují mezi vodiči a jednotlivými částmi obvodů a konstrukcí zařízení. Pokud v elektrickém zařízení existuje potenciální spád, existuje také tomu odpovídající blízké elektrické pole, které prosakuje přes parazitní kapacity a ovlivňuje jiné části zařízení. V technické praxi se vyskytuje nepřeberné množství různých parazitních kapacitních vazeb pro různé typy obvodů, ale z hlediska účinnosti a dominantnosti přenosu rušení uvažujeme:

- Kapacitní vazby galvanicky oddělených obvodů
- Kapacitní vazba mezi obvody se společným vodičem
- Kapacitní vazba vůči společné zemi.

### 3.2.1 Kapacitní vazby galvanicky oddělených obvodů

Pro kapacitní vazby galvanicky oddělených obvodů definujeme dvě typově možné varianty provedení:

- Nestíněná vedení
- Stíněná vedení

#### 3.2.1.1 Kapacitní vazby nestíněného vedení

Typová konfigurace nestíněného vedení v definované geometrické vzdálenosti, kde jedno vedení představuje zdroj rušení a druhé vedení je rušený objekt, je zobrazeno na modelu systému viz **Obrázek 3.8**. Pro tento typ vazby jsou důležité rozteče a vzdálenosti  $h$  jednotlivých vedení s efektivní plochou vodičů  $S$ , které mají vliv na celkovou kapacitu mezi jednotlivými potenciály vedení z hlediska platnosti vztahu pro výpočet kapacity (3.3).

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{S}{h} \quad (\text{F}) \quad (3.3)$$

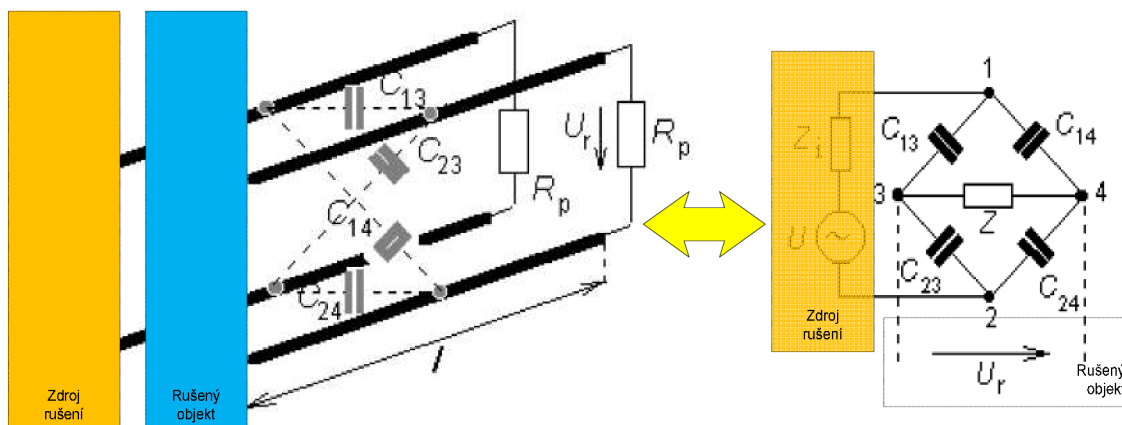
$\varepsilon_0$  - permitivita vakua ( $8,854 \times 10^{-12}$  F/m)

$\varepsilon_r$  - relativní permitivita (dielektrická konstanta) (-)

$S$  - efektivní plocha vodičů ( $\text{m}^2$ )

$h$  - vzdálenost mezi vodiči (m)

Při zjednodušení některých vstupních podmínek jako je závislost délky vedení a vlnové délky rušivého signálu se dá náhradní schéma impedance této geometrické konfigurace popsat kapacitním můstkovým zapojením, kde náhradní impedance  $\hat{Z}_i$  je závislá pouze na parametrech rušícího obvodu (potenciál 1-2) a náhradní impedance zátěže  $\hat{Z}$  je závislá na parametrech rušeného obvodu (potenciál 3-4). Rušivé napětí objektu  $\hat{U}_r$  je tak závislé na vyváženosti kapacitního můstku viz (3.4)



Obrázek 3.8 – Model kapacitní vazby galvanicky odděleného vedení [1]

Vyváženost kapacitního můstku

$$\frac{\hat{Z}_{C13}}{\hat{Z}_{C23}} = \frac{\hat{Z}_{C14}}{\hat{Z}_{C24}} \Rightarrow \hat{Z}_{C13} \cdot \hat{Z}_{C24} = \hat{Z}_{C14} \cdot \hat{Z}_{C23} \quad (-) \quad (3.4)$$

$$\hat{Z}_{CX} - \text{impedance vazební kapacity } (\Omega) \quad \hat{Z}_{CX} = \frac{1}{j\omega C_X}$$

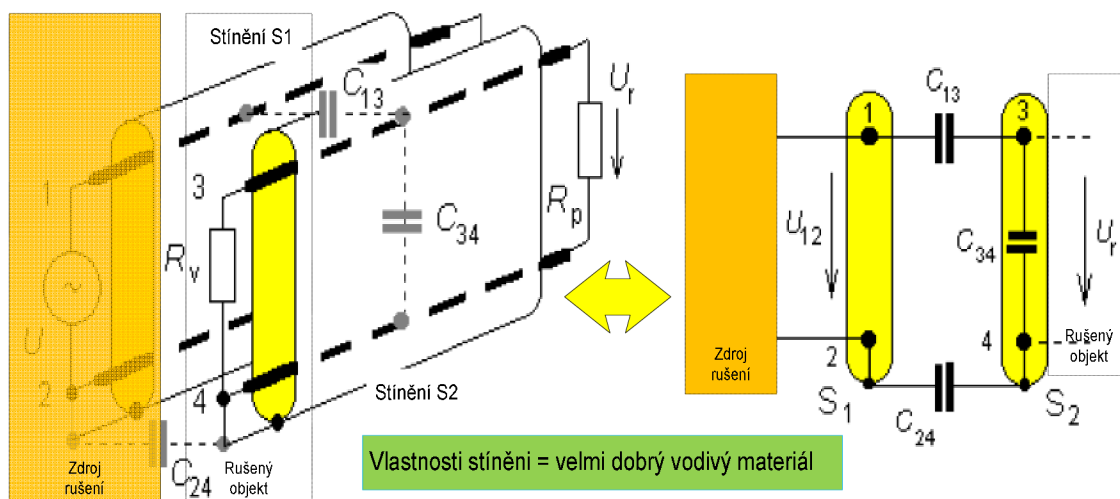
$C_X$  - vazební kapacita (F)

V případě rovnosti kapacit  $C_{13} = C_{14} = C_{23} = C_{24}$  bude příčný proud kapacitním můstkem nejmenší a tomu bude odpovídat i nejmenší rušivé napětí vstupující do objektu. Této shody kapacitních parametrů vedení můžeme docílit např. pomocí zkroucených (twistovaných) vodičů v obou vedeních. K omezení přenosu rušivých signálů přes kapacitní vazby je možné aplikovat ještě další principy:

- Zmenšit na minimum vazební kapacitu  $C_{13}$ , přes kterou se přenáší rušení např. maximálním vzájemným oddálením vodičů 1 a 3 zamezením jejich souběžného vedení, výběr vodičů s nízkou hodnotou permitivity materiálu
- Realizovat co největší kapacitu ovlivňovaného obvodu např. přiblížením nebo zkroucením vodiče 3 s vodičem 2.
- Zajistit nízko-impedanční poměry v ovlivňovaném obvodu

### 3.2.1.2 Kapacitní vazby stíněného vedení

Stínění vodičů je velmi mocný nástroj jak zmenšit kapacitu a závislost systému na kapacitní vazbě. Typová konfigurace stíněného vedení v definované vzdálenosti, kde jedno vedení představuje zdroj rušení a druhé vedení je rušený objekt, je zobrazeno na typovém modelu systému viz **Obrázek 3.9**.



Obrázek 3.9 – Model kapacitní vazby galvanicky odděleného stíněného vedení [1]

Z náhradního schématu obvodového zapojení odvodíme, že velikost přeneseného rušivého napětí  $\hat{U}_r$  je úměrná poměru kapacit  $C_{13}/C_{34}$  a  $C_{24}/C_{34}$  odvozeno dle vztahu (3.5).

$$U_r = U_{12} \frac{1}{1 + \frac{C_{34}}{C_{13}} + \frac{C_{34}}{C_{24}}} \quad (\text{V}) \quad (3.5)$$

$U_{12}$  - zdroj rušivého napětí (V)

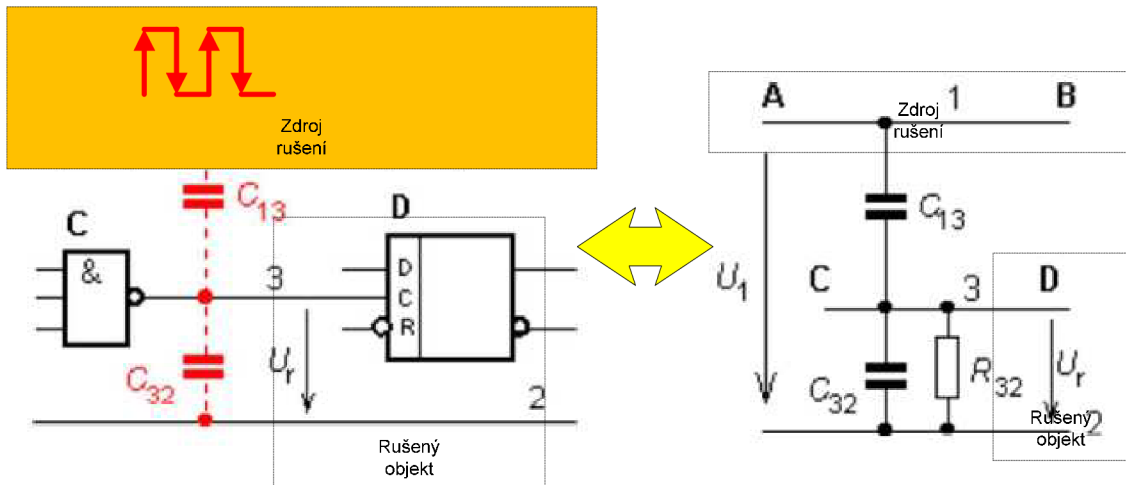
$U_r$  - přenesené rušivé napětí (V)

$C_x$  - vazební kapacity (F)

Z hlediska přenosu rušivého napětí je rušení v obvodu tím menší, čím je větší kapacita  $C_{34}$  a její poměrové srovnání s kapacitami  $C_{13}$  a  $C_{24}$ .

### 3.2.2 Kapacitní vazby mezi obvody se společným vodičem

Jedná se o velmi častý případ parazitní kapacity v analogových i číslicových obvodech, kde všechny signály pracují a přenášejí informaci vůči jednomu vztažnému bodu. Vlivem parazitních kapacit mezi signálovými vodiči se dynamické chování na signálových vodičích přenáší přes parazitní kapacity na ostatní vodiče, kde ovlivňuje jejich chování a může za určitých okolností změnit logické chování celého obvodu. Princip přenosu rušení lze demonstrovat na typovém příkladu zapojení logických členů v číslicové logice viz **Obrázek 3.10**.



Obrázek 3.10 – Model obvodu s parazitní kapacitní vazbou na společný vodič [1]

Ve svém důsledku se jedná o kapacitní dělič s derivačním článkem, kde se vzrůstajícím kmitočtem vstupního signálu rušivé napětí nejprve roste a pro dále zvyšující se kmitočty vstupního signálu zůstává rušivé napětí na své maximální hodnotě dle vztahu ( 3.6).

$$U_r = U_1 \frac{C_{13}}{C_{32} + C_{13}} \quad (\text{V}) \quad (3.6)$$

$U_1$  - zdroj rušivého napětí (V)

$U_r$  - přenesené rušivé napětí (V)

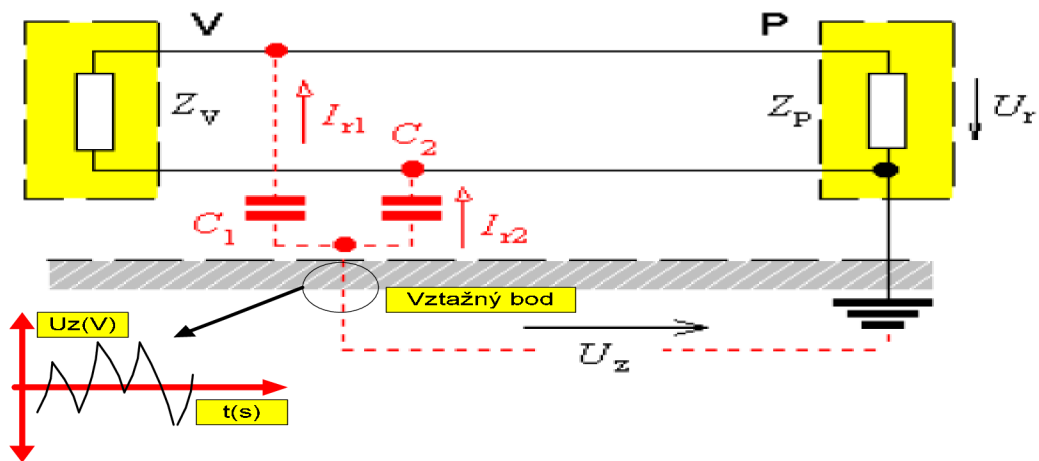
$C_x$  - vazební kapacity (F)

K omezení přenosu rušivých signálů přes kapacitní vazby se společným vodičem je možné aplikovat tyto principy:

- Zajistit nízko-impedanční poměry v ovlivňovaném obvodu
- Zajistit optimální rychlost procesu v obvodu. Pracovat jen s minimálně možnými kmitočty postačujícími ke správné funkci obvodu.
- Vzájemně elektricky odstínit oba ovlivňující se vodiče.

### 3.2.3 Kapacitní vazby vůči společné zemi

Jsou častým typem parazitní vazby u obvodů s velkou kapacitou obvodů vůči společné zemi, např. obvody s velkým množstvím přívodů. Elektrická ochranná zem je plná bludných proudů, které vytváří dynamické rušivé napětí schopné přes kapacitní vazby pronikat do systému. Princip přenosu rušení ze země do systému lze demonstrovat na typovém příkladu zapojení bloků s kapacitními vazbami vůči společné zemi viz **Obrázek 3.11**.



Obrázek 3.11 – Model nestíněného obvodu s parazitní kapacitní vazbou vůči zemi [1]

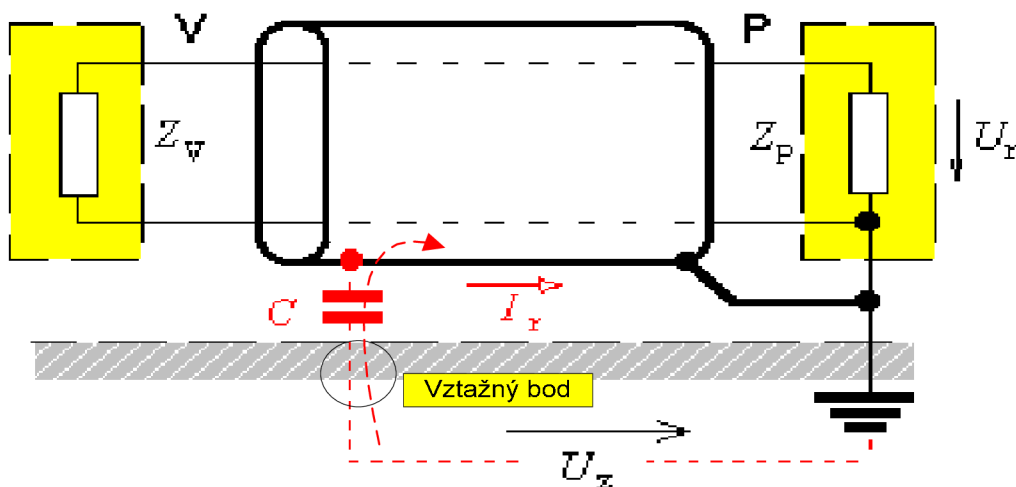
Rušivé napětí v zemi  $U_z$  generuje rušivý proud  $I_z$  odpovídající rychlosti časové změny a hodnotě vazební kapacity viz ( 3.7)

$$I_z = C \frac{dU_z}{dt} \quad (\text{A}) \quad (3.7)$$

$U_z$  - rušivé zemní napětí (V)

$C$  - vazební kapacita mezi zemí a vodičem (F)

Stíněným přívodem lze kapacitní vazbu na signálové vodiče pro nízké kmitočty téměř odstranit, protože rušivý proud protéká pouze stíněním a nemá vliv na signálové vodiče. Vlastnosti stínění mají významný vliv na vyšších kmitočtech. Náhradní schéma stínění v sobě zahrnuje vodivost stínění a jeho indukčnost, která na vysokých kmitočtech bude dominantní. Průchodem rušivého proudu o vysoké frekvenci vznikne na indukční složce stínění významné (nenulové) rušivé napětí, které se tak přenese na chráněné vstupy a ovlivní chráněné zařízení. Typové zapojení stíněného obvodu viz **Obrázek 3.12**.



Obrázek 3.12 – Model stíněného obvodu s parazitní kapacitní vazbou vůči zemi [1]



### 3.3 Induktivní vazba přenosu rušivých signálů

Indukční vazba přenosu rušivých signálů reprezentuje střídavý přenos rušivé energie pomocí magnetické indukce do rušeného obvodu, ve kterém jeho vodiče uzavírají definovanou magnetickou smyčku. Zdroj rušení i rušený objekt sdílejí společné blízké magnetické pole, jehož magnetická indukce  $B$  je přímo úměrná velikosti protékajícího proudu  $I$ . Bude-li vodičem procházet proměnný proud, bude vytvářet i časově proměnné magnetické pole, ve kterém se podle Faradayova indukčního zákona indukuje rušivé elektromotorické napětí o velikosti  $U_r$ , definované vztahem (3.8)

$$\text{Indukované napětí magnetického pole ... } U_r = -\frac{dB}{dt} S \sin \varphi \quad (\text{V}) \quad (3.8)$$

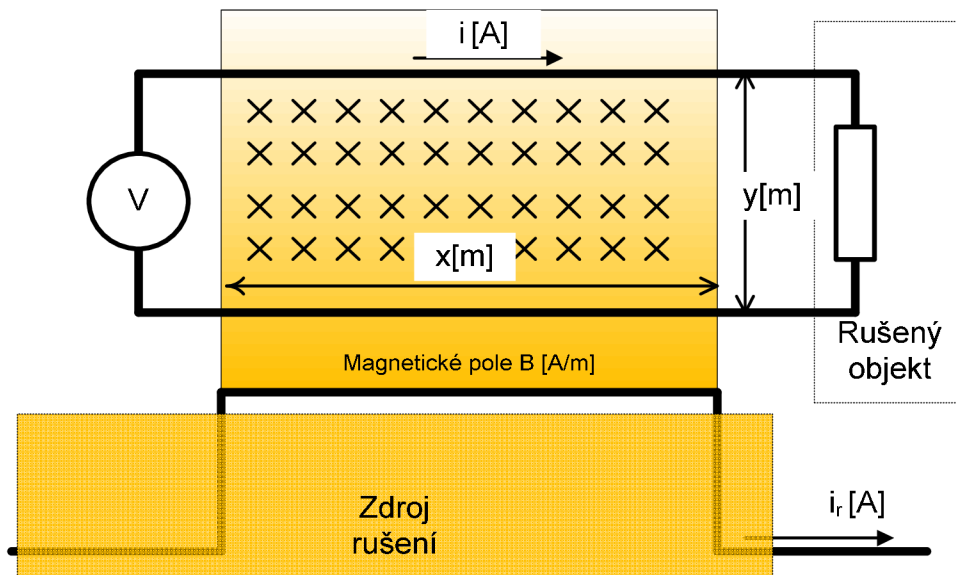
$B$  - magnetická indukce (T)

$S$  - plocha smyčky (m<sup>2</sup>)

$\varphi$  - úhel vektoru magnetické indukce s plochou smyčky (rad)

Hodnota rušivého napětí je dána vztahem (3.8), kde změna magnetické indukce  $B$  může působit na rušený objekt přes definovanou plochu  $S$  viz **Obrázek 3.13**.

Největší rušivé napětí je generováno v okamžiku, kdy magnetický tok svírá s plochou magnetické smyčky úhel 90°.



Obrázek 3.13 – Model induktivní vazby přenosu rušivého signálu

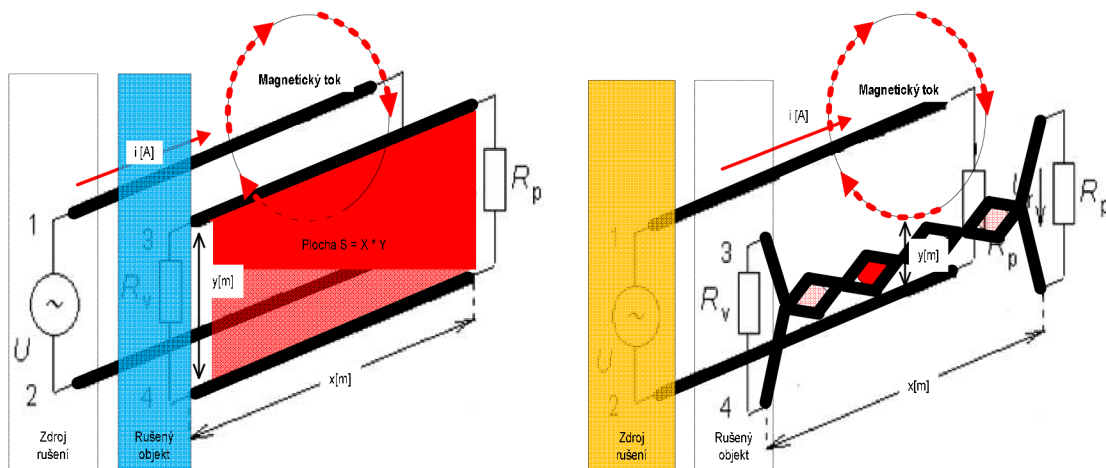
### 3.3.1 Principy minimalizace vlivu induktivní vazby přenosu

Parazitní induktivní vazba je značně problematická a nebezpečná hlavně pro velmi rychlé přechodové děje jako jsou zkratky, blesky a statické výboje. Tento proces dokáže indukovat vysoké hodnoty rušivého napětí s relativně vysokou energií, které je schopné poškodit nebo i zničit rušené zařízení. K omezení přenosu rušivých signálů přes induktivní vazby je možné aplikovat tyto principy:

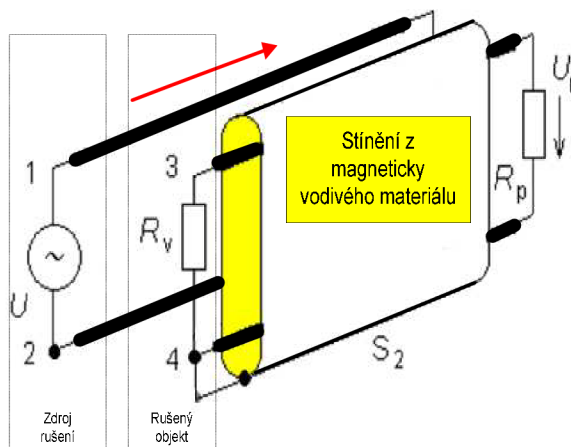
- délka souběžně probíhajících vodičů obou obvodů musí být minimální
- vzdálenost obou vodičů musí být maximální
- velikost plochy proudové smyčky  $S$  rušeného obvodu musí být co nejmenší, viz **Obrázek 3.14**.
- odstínění obvodu pomocí magneticky vodivého materiálu viz **Obrázek 3.15**

Nesprávné provedení signálové smyčky

Správné provedení signálové smyčky odolné magnetickému poli



Obrázek 3.14 – Provedení signálové smyčky odolné magnetickému poli [3]

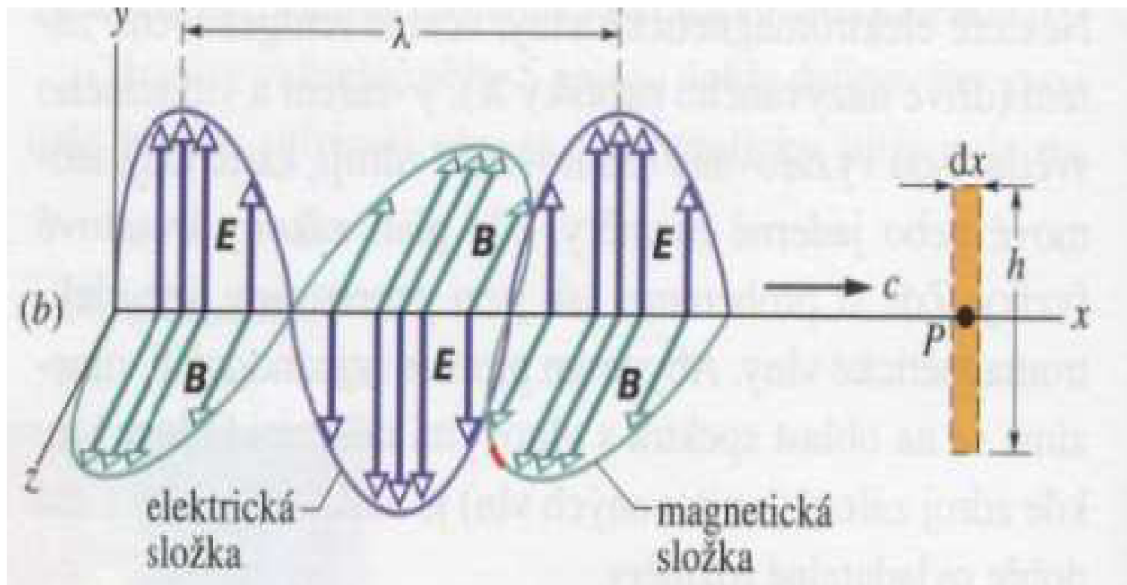


Obrázek 3.15 – Odstínění magnetického pole magneticky vodivým materiálem [3]

### 3.4 Vazba vyzařováním rušivých signálů

Vazba vyzařováním se uvažuje pro vzdálené zdroje rušení, kde jsou vyloučeny kapacitní vazby blízkého elektrického pole a induktivní vazby blízkého magnetického pole. Vzájemnou vazbu pro rušení objektů tak zajišťuje pouze vyzářené vzdálené elektromagnetické pole ve formě elektromagnetické vlny s definovanou vlnovou délkou, kterou tvoří obě pole dohromady, viz **Obrázek 3.16**.

Mezi nejznámější parazitní vazby této kategorie patří např. rušení vysílačkami, mobilní telefony, atmosférická rušení, radary a řada jiných průmyslových rušení, která při své činnosti generují elektromagnetická pole.



Obrázek 3.16 – Složky elektromagnetické vlny [2]

Typová parazitní vazba vyzařováním je schematicky naznačena, viz **Obrázek 3.17**, kde elektrická složka vlny v definované vzdálenosti „x“ od místa zdroje dosahuje intenzity  $E_x$  a indukuje na vodičích efektivní délky  $l_{ef}$  rušivé napětí  $U_r$  dle vztahu (3.9)

$$U_r = E_x \cdot l_{ef} \cdot \cos \varphi \quad (V) \quad (3.9)$$

$E_x$  - intenzita elektrického pole (V/m) ve vzdálenosti x

$l_{ef}$  - efektivní délka vodiče (m)

$\varphi$  - úhel mezi vektorem elektrického pole a vodičem (rad)

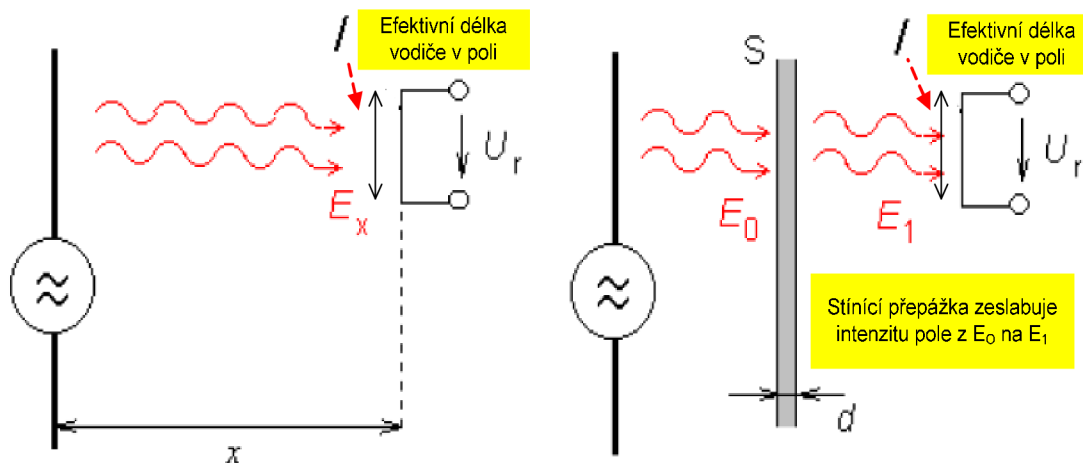
Z hlediska vzdáleného magnetického pole bude magnetická indukce  $B$  indukovat rušivé napětí  $U_r$  dle Faradayova indukčního zákona do plochy o velikosti  $S$  dle vztahu (3.10).

$$U_r = -\frac{dB}{dt} S \sin \varphi \quad (V) \quad (3.10)$$

$B$  - magnetická indukce (T)

$S$  - plocha vodivé smyčky ( $m^2$ )

$\varphi$  - úhel mezi vektorem magnetické indukce a plochou (rad)



Obrázek 3.17 – Model vazby přenosu rušení elektromagnetickým vyzařováním [1]

### 3.4.1 Principy minimalizace vlivu vazby vyzařováním

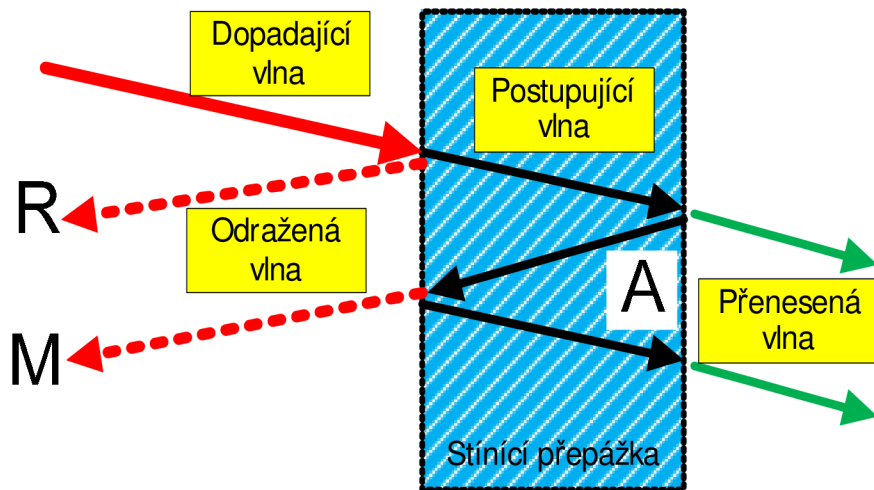
Stínící kryty či přepážky jsou účinnou ochranou proti elektromagnetickému rušení a záleží jen na materiálových vlastnostech a šířce materiálu. Zeslabení intenzity pole je docíleno jednak absorpcí energie pole materiálem stínění a jednak zpětným odrazem elektromagnetické vlny od stínění zpět směrem ke zdroji viz **Obrázek 3.18**. Celková účinnost stínění SE závisí na tloušťce stínění, materiálové vodivosti a její permeabilitě a je dána součtem jednotlivých útlumů dle vztahu (3.11).

$$SE = R + A + M \quad (\text{dB}) \quad (3.11)$$

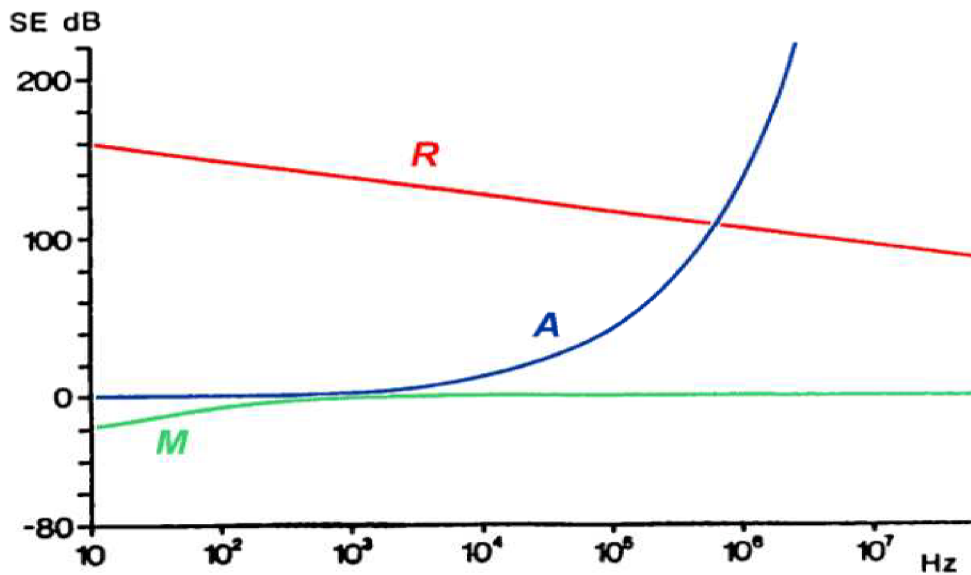
R = odraz

M = vícenásobný odraz

A = absorpce



Obrázek 3.18 – Princip zeslabení elektrického pole přepážkou [1]



Obrázek 3.19 – Kmitočtový průběh účinnosti stínění měděné desky 1 mm [1]

## 4 VAZEBNÍ IMPEDANCE KABELU

Součástí každého distribuovaného systému jsou definované přenosové prvky (dráty, kabely, optická vlákna), které slouží k přenosu energie nebo informace na velké vzdálenosti mezi jednotlivými částmi systému. Praktické provedení přenosového prvku je určeno hlavně požadovanými funkčními parametry systému na přenosový prvek. Zpravidla je přenosový prvek tvořen soustavou rovnoběžných vodičů, ochranných a stínících segmentů integrovaných do společného funkčního prostoru tzv. kabelového systému, jehož délka je mnohem větší než jeho příčná vzdálenost. Jedním z typů přenosového prvku je koaxiální kabel s definovanými elektrickými i mechanickými parametry mající vliv na přenos signálu. Z hlediska problematiky EMI nás však zajímají elektrické parametry popisující funkční chování kabelového systému před průnikem rušivých energií do vnitřních částí kabelového systému a tím i do navazující části systému. Jedním z těchto parametrů popisující EMI odolnost kabelu je tzv. **vazební impedance kabelu**  $\hat{Z}(\omega)$ , která definuje funkční závislost průniku rušivé energie z povrchu kabelového systému na přenosové prvky v jeho vnitřní části.

$$\text{Vazební impedance kabelu} \dots \hat{Z}(\omega) = \frac{\hat{U}(\omega)}{\hat{I}(\omega)} \quad (\Omega) \quad (4.1)$$

$\hat{U}(\omega)$  - rušivé napětí na vstupní impedanci systému v závislosti na frekvenci (V)

$\hat{I}(\omega)$  - proud protékající stíněním kabelu v závislosti na frekvenci (A)

Bakalářské práce obsahuje teoretické odvození vztahu pro vazební impedanci kabelu a praktické měření a vyhodnocení vazební impedance koaxiálního kabelu zrychlenou skenovací metodou pomocí neharmonického průběhu signálu. Pro praktickou část měření byl použit speciální koaxiální kabel typu PRYSMIAN CP711 50 $\Omega$  s vysokou odolností proti rušení, používaný pro přenos signálu z měření neutronových toků na energetických blocích s reaktory typu PWR a VVER.

### 4.1 Teoretická část a popis vazební impedance

Vlastnosti kabelového vedení s rozprostřenými parametry jsou definovány jeho primárními parametry jako je  $R_0$ ,  $C_0$ ,  $L_0$ ,  $G_0$ , které jsou závislé na materiálových parametrech a geometrické konfiguraci kabelu:

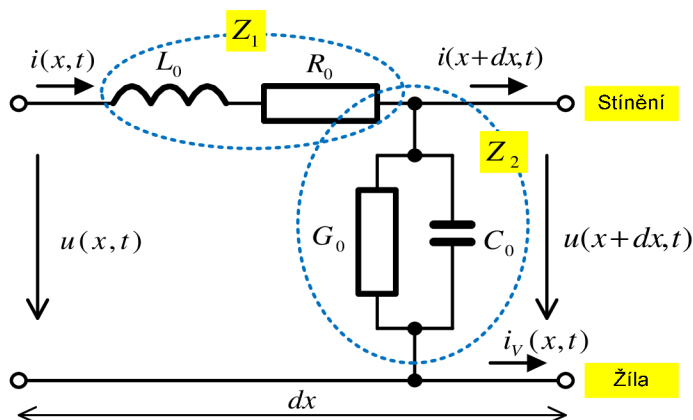
$R_0$  - měrný odpor ( $\Omega/m$ )

$C_0$  - měrná kapacita ( $F/m$ )

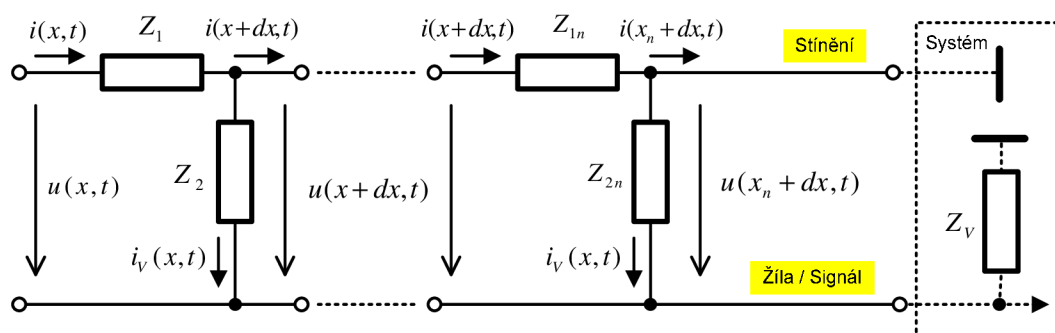
$L_0$  - měrná indukčnost ( $H/m$ )

$G_0$  - měrná příčná vodivost ( $S/m$ )

Vzájemný poměr těchto parametrů pak určuje chování kabelu z hlediska přenosových vlastností, ale také z pohledu odolnosti proti EMI. Z hlediska analytického výpočtu lze rozprostřené parametry kabelového vedení po zanedbání např. ztrátových jevů v dielektriku, příčné indukčnosti nebo přeměny energie, rozdělit na elementární části vedení o délce  $dx$  a tento element vyjádřit pomocí dvojbranu se základními primárními parametry kabelu viz **Obrázek 4.1**. Celé kabelové vedení je pak možné považovat za kaskádní zapojení nekonečného množství stejných dvojbranů viz **Obrázek 4.2**.



Obrázek 4.1 – Náhradní schéma elementu vedení

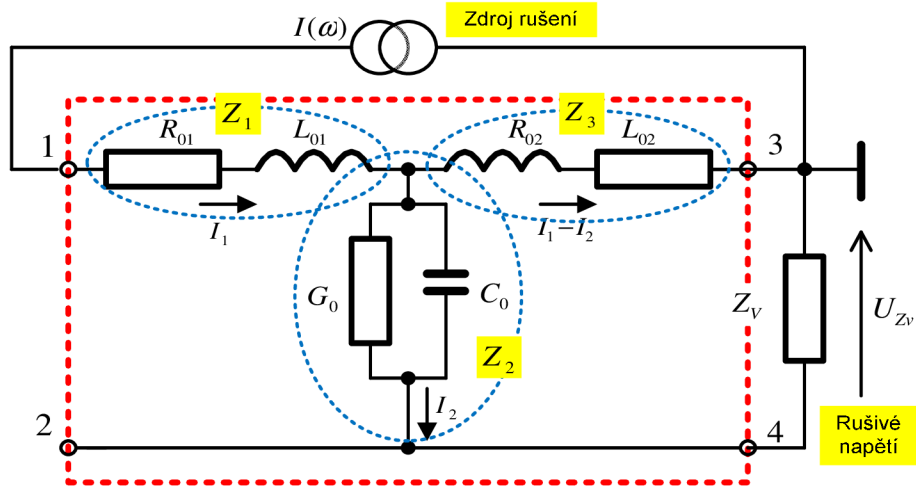


Obrázek 4.2 – Kaskádní zapojení elementu vedení (dvojbran)

### 4.1.1 Odvození přenosu vazební impedance kabelu

Odvození a výpočet vazební impedance kabelu vychází z principiálního schématu zapojení elementů kabelového prvku (*dvojbran v konfiguraci T článku*) se zdrojem rušení  $I(\omega)$  a vstupní impedancí systému  $Z_v$  viz **Obrázek 4.3**. Přenos vazební impedance  $Z(p)$  je pak definován Laplaceovým operátorovým přenosem (4.2)

$$Z(p) = \frac{U(p)}{I(p)} = \frac{I_2(p)Z_v(p)}{I_1(p)} \quad (\Omega) \quad (4.2)$$



Obrázek 4.3 – Principiální schéma pro výpočet přenosu vazební impedance

Odvození vazební impedance elementu kabelového vedení v Laplacově tvaru:

$$Z_1(p) = R_{01} + pL_{01}$$

$$Z_3(p) = R_{02} + pL_{02}$$

$$Z_2(p) = \frac{\frac{1}{G_0} \frac{1}{pC_0}}{\frac{1}{G_0} + \frac{1}{pC_0}} \Rightarrow Z_2(p) = \frac{1}{G_0 + pC_0}$$

$$Z_3(I_1 - I_2) = (Z_2 + Z_v)I_2 \Rightarrow \frac{I_2}{I_1} = \frac{Z_3}{Z_3 + Z_2 + Z_v}$$

$$F(p) = \frac{U_{z_v}}{I_1} \Rightarrow F(p) = \frac{Z_v I_2}{I_1} \Rightarrow F(p) = \frac{Z_v Z_3}{Z_3 + Z_2 + Z_v}$$

Dosazení a výpočet celkového přenosu  $F(p)$

$$F(p) = \frac{Z_v (R_{02} + pL_{02})}{R_{02} + pL_{02} + \frac{1}{G_0 + pC_0} + Z_v} \Rightarrow$$

$$F(p) = \frac{Z_v R_{02} G_0 \left( \frac{L_{02}}{R_{02}} p + 1 \right) \left( \frac{C_0}{G_0} p + 1 \right)}{(L_{02} C_0) p^2 + (L_{02} G_0 + Z_v C_0 + R_{02} C_0) p + (R_{02} G_0 + Z_v G_0 + 1)} \quad (\Omega) \quad (4.3)$$

Výraz ve jmenovateli  $(L_{02} C_0) p^2 + (L_{02} G_0 + Z_v C_0 + R_{02} C_0) p + (R_{02} G_0 + Z_v G_0 + 1)$  je kmitavý členek s časovou konstantou  $T$  a poměrným tlumením  $\xi$  ve tvaru  $T^2 p^2 + 2T\xi p + 1$



$$\left( \frac{L_{02}C_0}{R_{02}G_0 + Z_V G_0 + 1} \right) p^2 + \left( \frac{L_{02}G_0 + Z_V C_0 + R_{02}C_0}{R_{02}G_0 + Z_V G_0 + 1} \right) p + (1) \Leftrightarrow T^2 p^2 + 2T\xi p + 1$$

Výpočet konstanty  $T$  a činitele poměrného tlumení  $\xi$  je dle vztahu

$$T^2 = \frac{L_{02}C_0}{R_{02}G_0 + Z_V G_0 + 1} \Rightarrow T = \sqrt{\frac{L_{02}C_0}{R_{02}G_0 + Z_V G_0 + 1}} \quad (s) \quad (4.4)$$

$$\xi = \frac{L_{02}G_0 + Z_V C_0 + R_{02}C_0}{2(R_{02}G_0 + Z_V G_0 + 1) \sqrt{\frac{L_{02}C_0}{R_{02}G_0 + Z_V G_0 + 1}}} \quad (-) \quad (4.5)$$

Vazební impedance náhradního schématu elementu vedení je vyjádřena operátorovým přenosem  $Z(p)$ , ve kterém figurují pouze základní primární parametry kabelu  $R_0$ ,  $C_0$ ,  $L_0$ ,  $G_0$  a vstupní impedance navazujícího systému  $Z_V$ .

$$Z(p) = \frac{Z_V R_{02} G_0 (p+1)(T_1 p + 1)}{(T_3 p + 1)^2} \quad (\Omega) \quad (4.6)$$

$C_0$  - měrná kapacita ( $F/m$ )

$G_0$  - měrná příčná vodivost ( $S/m$ )

$Z_V$  - vstupní impedance navazujícího systému ( $\Omega$ )

$T_1 = \frac{C_0}{G_0}$  - časová konstanta

$T_2 = \frac{L_{02}}{R_{02}}$  - časová konstanta

$T_3 = \sqrt{\frac{L_{02}C_0}{R_{02}G_0 + Z_V G_0 + 1}}$  - časová konstanta

$R_{01} = R_{02} = \frac{1}{2} R_0$  - měrný odpor ( $\Omega/m$ )

$L_{01} = L_{02} = \frac{1}{2} L_0$  - měrná indukčnost ( $H/m$ )

## 4.1.2 Výpočet teoretické vazební impedance kabelu CP711

Výrobce kabelu společnost PRYSMIAN ve svém katalogovém listu uvádí základní technické parametry kabelu CP711  $Z_0 = 50\Omega$ , které lze do základních primárních parametrů kabelu vyjádřit jako:

$R_0$  - měrný odpor =  $50 m\Omega/m$

$C_0$  - měrná kapacita =  $100 pF/m$

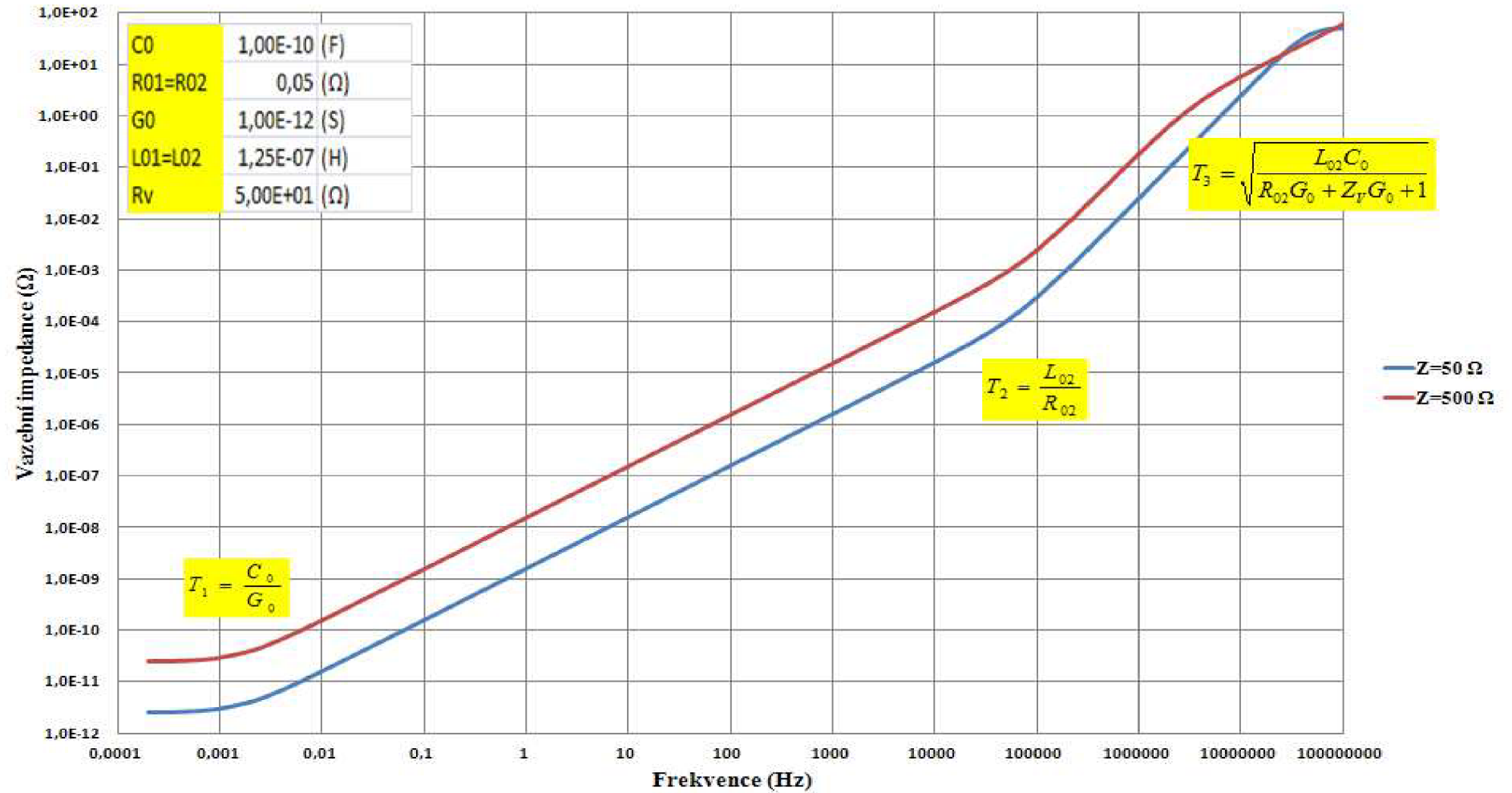
$L_0$  - měrná indukčnost =  $0,25 \mu H / m$ , vypočteno z  $Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$

$G_0$  - měrná příčná vodivost =  $1 pS / m$

Vstupní impedance  $Z_v$  navazujícího systému může být teoreticky  $50\Omega$  a vyšší. Vzhledem k definovanému přenosu vazební impedance (4.6), která obsahuje kmitavý členek, má hodnota vstupní impedance  $Z_v$  vliv na hodnotu poměrného tlumení (4.5). Pro hodnotu tlumení  $\xi > 0,7$  je systém stabilní bez rezonančního překmitu v oblasti časové konstanty  $T_3$ .

Výpočet a vizualizace teoretické vazební impedance kabelu PRYSMIAN CP711  $50\Omega$  pro hodnoty vstupní impedance systému  $Z_v = 50 \Omega$  a  $500 \Omega$  je provedeno viz **Graf 4.1**.

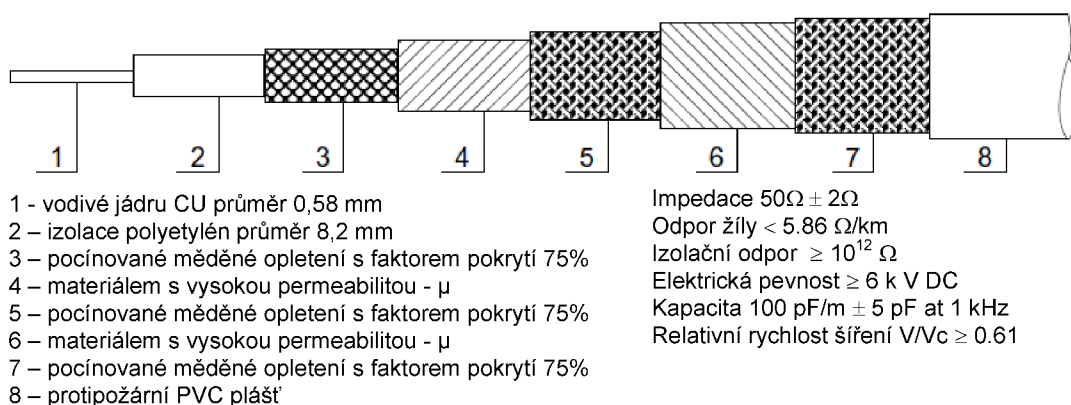
## Vazební impedance kabelu PRYSMIAN CP711



Graf 4.1 – Frekvenční přenos teoretické vazební impedance kabelu PRYSMIAN CP711

## 4.2 Praktická část měření vazební impedance kabelu CP711

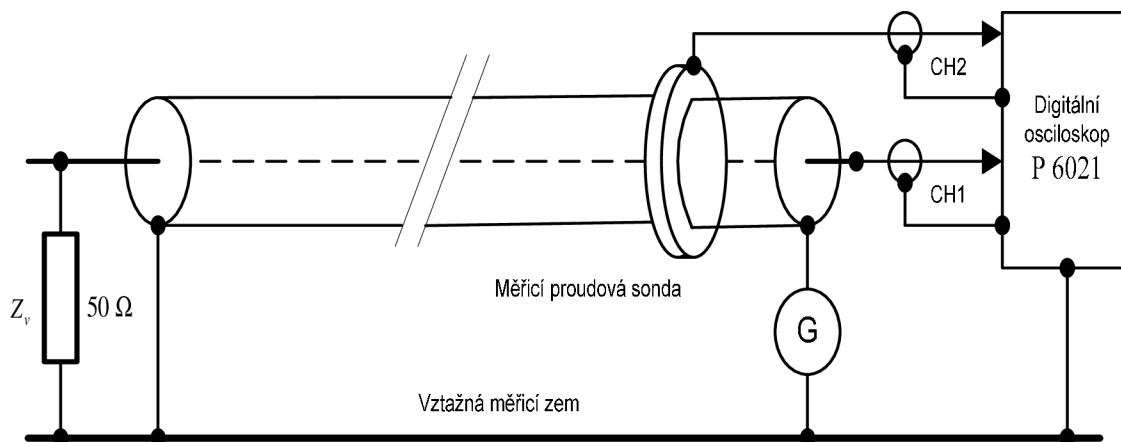
Praktickou část měření vazební impedance kabelu PRYSMIAN CP711 50Ω v testovací délce 19,9 m jsem provedl v akreditované laboratoři firmy ABEGU a.s. Frekvenční rozsah měření vazební impedance od 1kHz do 10MHz byl volen s ohledem na dominantní typické parametry průmyslového rušení a fyzikální možnosti měření definované délkou testovaného kabelu. Technické parametry kabelu a jeho materiálové a konstrukční provedení jsou uvedeny viz **Obrázek 4.4**.



Obrázek 4.4 – Detailní popis koaxiálního kabelu PRYSMIAN CP711-50 Ω

### 4.2.1 Zapojení měřícího pracoviště

Testovaný kabel PRYSMIAN-CP711-50Ω byl propojen dle definovaného zkušební schématu zapojení, viz **Obrázek 4.5** dle normy ČSN 34 7010-82 čl. 3.7 pro zkoušky koaxiálních a opláštěných kabelů.



Obrázek 4.5 – Zkušební schéma zapojení pro měření vazební impedance

#### 4.2.1.1 Použité měřicí přístroje a jejich základní parametry

Generátor GDI 100M, ev. č.: Z-4.1-090

- Výstupní impedance 50 Ω
- Amplituda výstupního signálu  $U_m < 10V$

Osciloskop TE 2221A, ev. č.: Z-4.1.003

Tabulka 4.1 – Kalibrační list osciloskopu TE2221A ev. č. B-4.1-003

M2000		2221A		K1/1MΩ/DC			M2000		2221A		K2/1MΩ/DC		
nejist. kal. %	BW Limit	Naměřená hodnota	Chyba měř.	Chyba měř.	Nejist. měř.	nejist. kal. %	BW Limit	Naměřená hodnota	Chyba měř.	Chyba měř.	Nejist. měř.		
0,0012	AVG 128					0,0012	AVG 64						
Aplikovaná hodnota	1ms					Aplikovaná hodnota	1ms						
	Rozsah		(%)	(dB)	(%)		Rozsah		(%)	(dB)	(%)		
12,053 mV	2 mV/d	12,10 mV	0,39	0,03	0,45	12,053 mV	2 mV/d	12,16 mV	0,89	0,08	1,03		
30,068 mV	5 mV/d	30,10 mV	0,11	0,01	0,12	30,068 mV	5 mV/d	30,25 mV	0,61	0,05	0,70		
60,068 mV	10 mV/d	60,4 mV	0,55	0,05	0,64	60,068 mV	10 mV/d	60,3 mV	0,39	0,03	0,45		
120,05 mV	20 mV/d	120,2 mV	0,12	0,01	0,14	120,05 mV	20 mV/d	120,6 mV	0,46	0,04	0,53		
300,43 mV	50 mV/d	300,0 mV	-0,14	-0,01	0,17	300,42 mV	50 mV/d	303,0 mV	0,86	0,07	0,99		
600,55 mV	100 mV/d	601 mV	0,07	0,01	0,09	600,54 mV	100 mV/d	604 mV	0,58	0,05	0,67		
1,2005 V	200 mV/d	1,194 V	-0,54	-0,05	0,63	1,2006 mV	200 mV/d	1,208 V	0,62	0,05	0,71		
3,0055 V	500 mV/d	3,035 V	0,98	0,08	1,13	3,0053 V	500 mV/d	3,030 V	0,82	0,07	0,95		
6,0047 V	1000 mV/d	5,95 V	-0,91	-0,08	1,05	6,0046 V	1000 mV/d	6,04 V	0,59	0,05	0,68		
12,0058 V	2000 mV/d	12,04 V	0,28	0,02	0,33	12,0057 V	2000 mV/d	12,08 V	0,62	0,05	0,71		
30,015 V	5000 mV/d	30,10 V	0,28	0,02	0,33	30,030 V	5000 mV/d	30,30 V	0,90	0,08	1,04		

#### Základní chyba osciloskopu TE 2221 ev.č. Z-4.1.003 (kalibrační list)

##### Kanál 1 (CH1)

- Rozsah kanálu 20 mV/dílek  $\delta_{MC} = 0,46\%$  z 120,6 mV  $\Rightarrow \Delta_{MC} = 0,554$  mV
- Rozsah kanálu 10 mV/dílek  $\delta_{MC} = 0,39\%$  z 60,3 mV  $\Rightarrow \Delta_{MC} = 0,235$  mV
- Rozsah kanálu 5 mV/dílek  $\delta_{MC} = 0,51\%$  z 30,25 mV  $\Rightarrow \Delta_{MC} = 0,154$  mV

##### Kanál 2 (CH2)

- Rozsah kanálu 2 mV/dílek  $\delta_{MC} = 0,39\%$  z 12,1 mV  $\Rightarrow \Delta_{MC} = 0,047$  mV
- Rozsah kanálu 5 mV/dílek  $\delta_{MC} = 0,11\%$  z 30,1 mV  $\Rightarrow \Delta_{MC} = 0,033$  mV
- Rozsah kanálu 10 mV/dílek  $\delta_{MC} = 0,55\%$  z 60,4 mV  $\Rightarrow \Delta_{MC} = 0,332$  mV

Relativní chyba údaje číslicového měřicího přístroje je dána vztahem:

$$\delta_{MC} = \pm \frac{\Delta_{MC}}{X_M} \cdot 100 (\%)$$

$\delta_{MC}$  - relativní chyba měřicího přístroje (%)

$\Delta_{MC}$  - absolutní chyba měřicího přístroje (jednotky měřené veličiny)

$X_M$  - měřená hodnota (jednotky měřené veličiny)

#### Základní chyba sondy P 6021 ev.č. Z-4.1-005 (kalibrační list)

- Rozsah 1mA/1mV (1kHz)  $\delta_{MC} = -19,3\%$  z rozsahu 119,98 mA
- Rozsah 1mA/1mV (10kHz)  $\delta_{MC} = -1\%$  - z rozsahu 118,72 mA
- Rozsah 1mA/1mV (100kHz)  $\delta_{MC} = -1,1\%$  z rozsahu 117,48 mA
- Rozsah 1mA/1mV (1MHz)  $\delta_{MC} = -2,3\%$  z rozsahu 106,86 mA

#### Bezindukční impedance $Z_v$

- výstupní impedance 50  $\Omega$

#### 4.2.1.2 Metodika a postup zkoušky

Zkoušku jsem v zásadě provedl dle normy ČSN 34 7010-82, která předpokládá simulace harmonickým sinusovým signálem standardně v kmitočtové řadě 1 – 2 – 5. Tuto frekvenční harmonickou řadu jsem alternativně nahradil zrychlenou skenovací metodou měření s neharmonickým obdélníkovým signálem s definovanou amplitudou  $U_m < 10V$  a střídou signálu 1:1. Naměřené neharmonické časové průběhy napětí (Ch2) a proudu (Ch1) jsou dále zpracovány pomocí Fourierovy transformace a rozloženy na jednotlivé harmonické, pro které je vypočtena jejich vazební impedance. Vzhledem k frekvenční charakteristice obdélníkového signálu se střídou 1:1 jsou v měření dominantně zastoupeny pouze liché harmonické 1 – 3 – 5 – 7 – 9 pro všechny testovací frekvence od 1kHz do 1MHz.

Měření proudu stíněním kabelu je provedeno měřicí sondou TE P 6021, která je nastavena na maximální citlivost převodu 1mA /1mV a citlivost napěťového rozsahu měřicích kanálů Ch1 a Ch2 osciloskopu TE 2221A je optimalizována dle velikosti měřeného signálu. Zatěžovací odpor  $Z_v$  simulující vstupní impedanci systému je zapojen mezi vnitřním vodičem a pracovní zemí. Stínění kabelu viz **Obrázek 4.4**, jsou v průběhu testu na obou koncích kabelu definovaně propojena mezi sebou a funkčně zapojena do měřicího obvodu viz **Obrázek 4.5**.

## 4.2.2 Naměřené průběhy napětí a proudu na žíle a stínění koaxiálního kabelu

Pro testovací neharmonický signál z generátoru GDI100 s frekvencí 1kHz, 10kHz, 100kHz a 1MHz, byly osciloskopem naměřeny tyto průběhy proudu ve stínění kabelu (Ch1) a průběhy rušivého napětí (Ch2) na zatěžovací impedanci  $Z_v = (50 + j0)\Omega$  pro definovaný časový úsek jedné periody. Naměřené hodnoty průběhu byly exportovány z osciloskopu do definovaných souborů a zpracovány v programu EXCEL.

### 4.2.2.1 Soubory naměřených průběhů proudu ve stínění kabelu

Přiřazení funkční závislosti naměřeným průběhům proudu ve stínění:

$I(A)1kHz.txt$  = naměřené hodnoty proudu stíněním kabelu pro  $f = 1$  kHz

$$f_{I1k}(t) \approx I(A)1kHz.txt$$

$I(A)10kHz.txt$  = naměřené hodnoty proudu stíněním kabelu pro  $f = 10$  kHz

$$f_{I10k}(t) \approx I(A)10kHz.txt$$

$I(A)100kHz.txt$  = naměřené hodnoty proudu stíněním kabelu pro  $f = 100$  kHz

$$f_{I100k}(t) \approx I(A)100kHz.txt$$

$I(A)1MHz.txt$  = naměřené hodnoty proudu stíněním kabelu pro  $f = 1$  MHz

$$f_{I1M}(t) \approx I(A)1MHz.txt$$

### 4.2.2.2 Soubory naměřených průběhů napětí na žíle kabelu

Přiřazení funkční závislosti naměřeným průběhům napětí na žíle kabelu:

$U(V)1kHz.txt$  = naměřené hodnoty napětí na žíle kabelu pro  $f = 1$  kHz

$$f_{U1k}(t) \approx U(V)1kHz.txt$$

$U(V)10kHz.txt$  = naměřené hodnoty napětí na žíle kabelu pro  $f = 10$  kHz

$$f_{U10k}(t) \approx U(V)10kHz.txt$$

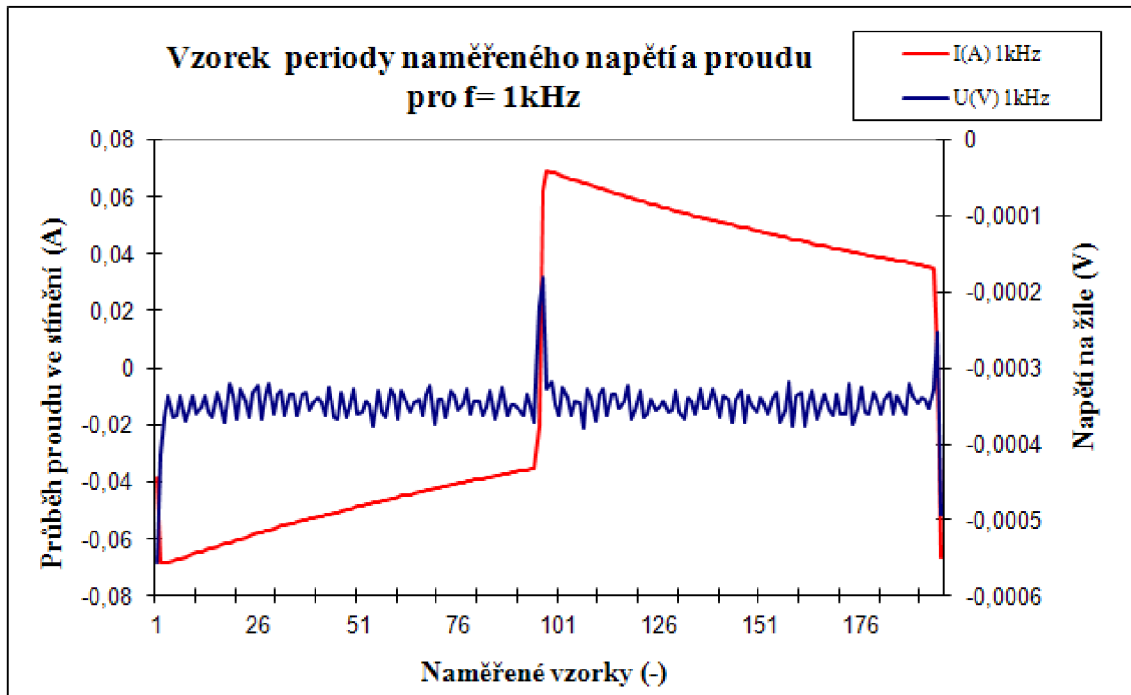
$U(V)100kHz.txt$  = naměřené hodnoty napětí na žíle kabelu pro  $f = 100$  kHz

$$f_{U100k}(t) \approx U(V)100kHz.txt$$

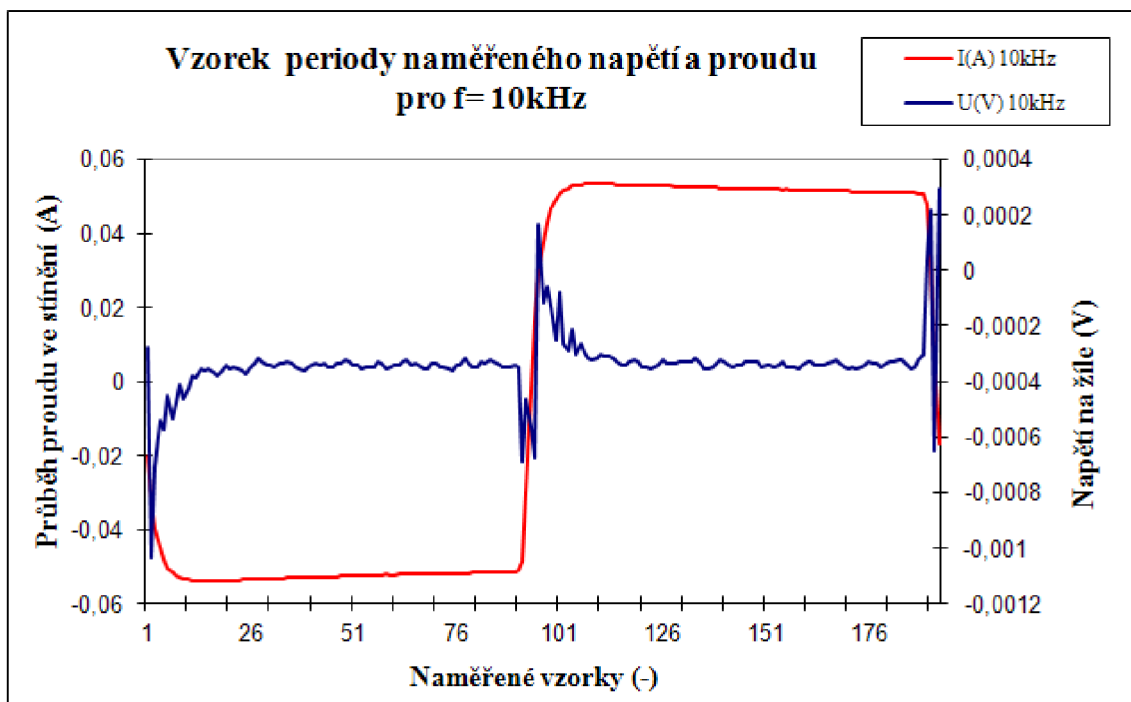
$U(V)1MHz.txt$  = naměřené hodnoty napětí na žíle kabelu pro  $f = 1$  MHz

$$f_{U1M}(t) \approx U(V)1MHz.txt$$

### 4.2.2.3 Vizualizace naměřených průběhů napětí a proudu na kabelu

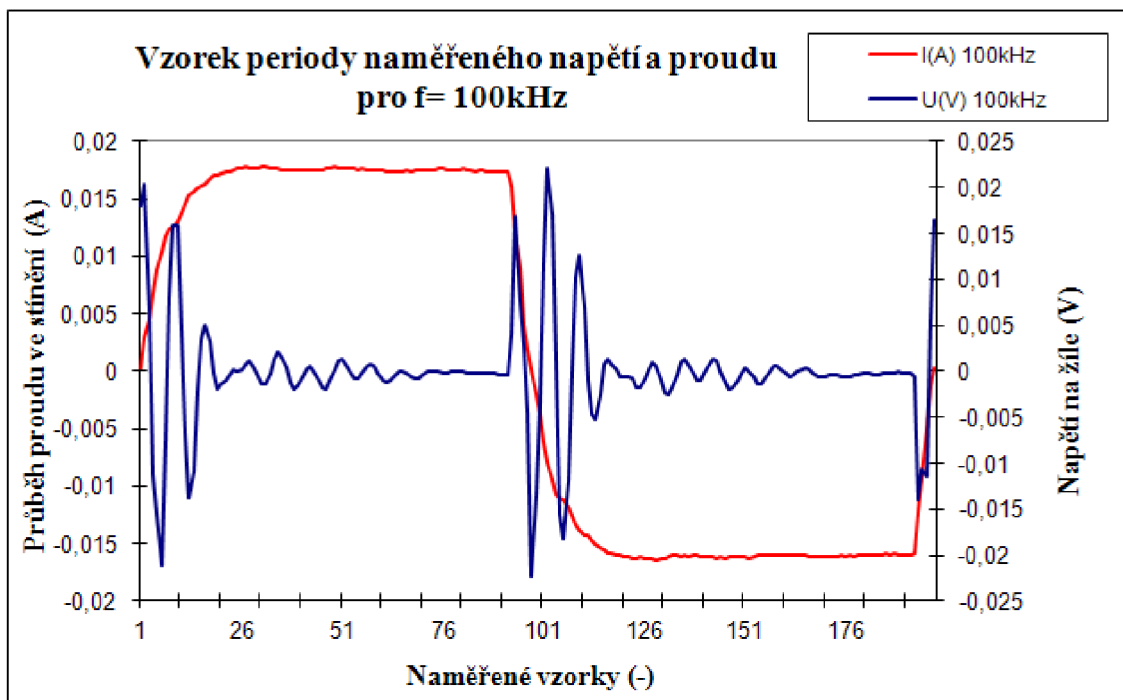


Graf 4.2 – Průběhy napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro  $f=1\text{ kHz}$

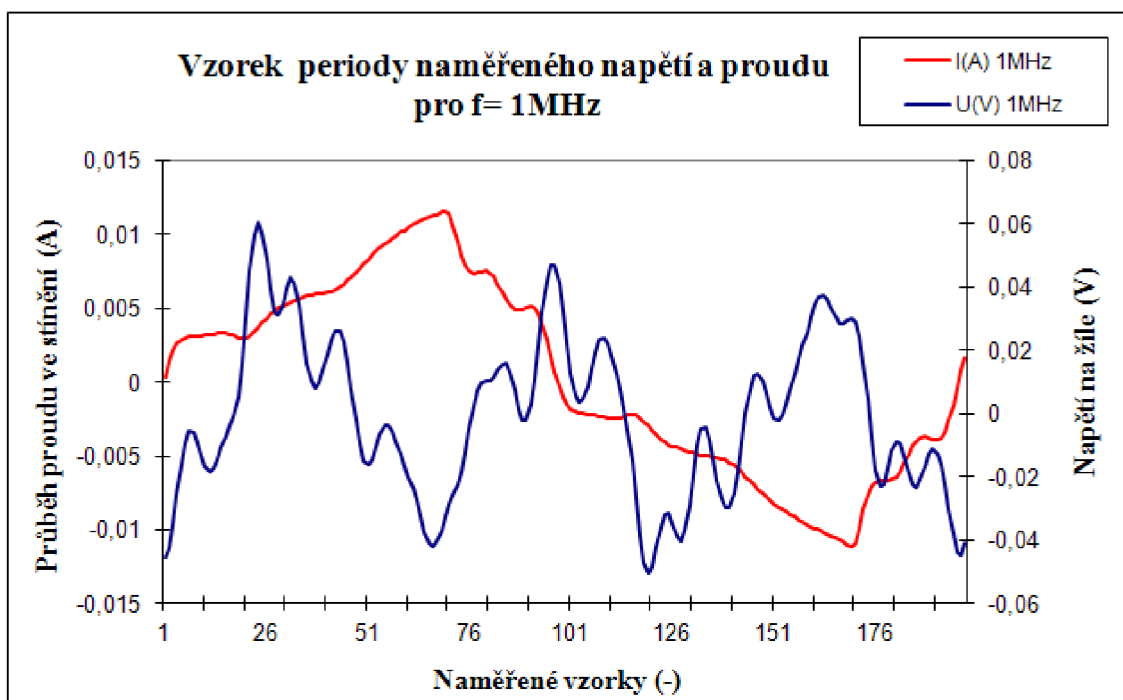


Graf 4.3 – Průběhy napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro  $f=10\text{ kHz}$





Graf 4.4 – Průběhy napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro  $f=100$  kHz



Graf 4.5 – Průběhy napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro  $f=1$  MHz

### 4.2.3 Metodika výpočtu vazební impedance kabelu

Naměřené hodnoty reálných funkcí  $f_{XY}(t)$  pro jednotlivé testovací frekvence a pro jednotlivé průběhy napětí na žíle kabelu a proudu ve stínění kabelu lze na intervalu

definované periody  $T$  vyjádřit pomocí Fourierovy řady ve tvaru nekonečné řady sinových a kosinových funkcí (4.7)

$$f_{XY}(t) \approx \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (4.7)$$

$$a_{n_{XY}} = \frac{2}{T} \int_0^T f_{XY}(t) \cos n\omega t \, dt \quad (4.8)$$

$$b_{n_{XY}} = \frac{2}{T} \int_0^T f_{XY}(t) \sin n\omega t \, dt \quad (4.9)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

$T$  - perioda signálu

$g(t)$  - analyzovaná funkce na definované periodě  $T$

$n$  - násobky základního harmonického kmitočtu  $n = 1 \div 10$

$XY$  - identifikace jednotlivých funkcí průběhu proudu a napětí

Trigonometrický tvar Fourierovy řady (4.7) je převeden do základního tvaru s definovaným modulem  $D_k$  a fázovým posunutím  $\varphi_k$ .

$$f_{XY}(t) \approx \sum_{k=0}^{\infty} D_{k_{XY}} \cos(k\omega t + \varphi_{k_{XY}}) \quad (4.10)$$

$$D_{k_{XY}} = \sqrt{a_{k_{XY}}^2 + b_{k_{XY}}^2} \quad (\text{Modul})$$

$$\varphi_{k_{XY}} = -\arctg \frac{b_{k_{XY}}}{a_{k_{XY}}} \quad (\text{Fáze}) \quad (\text{rad})$$

$$\varphi_{0_{XY}} = 0 \quad (\text{Fáze}) \quad (\text{rad})$$

$$D_{0_{XY}} = \frac{a_{0_{XY}}}{2} \quad (\text{Modul})$$

Analýza parametrů a vizualizace jednotlivých harmonických průběhů pro naměřené hodnoty napětí na žíle kabelu a proudu ve stínění kabelu je provedena dle vztahů (4.7) a (4.10) v definovaných kapitolách:

- Pro testovací neharmonický signál 1 kHz kapitola 4.2.3.1
- Pro testovací neharmonický signál 10 kHz kapitola 4.2.3.2
- Pro testovací neharmonický signál 100 kHz kapitola 4.2.3.3
- Pro testovací neharmonický signál 1 MHz kapitola 4.2.3.4

### 4.2.3.1 Vyhodnocení průběhu napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro neharmonický signál $f=1\text{kHz}$

Výpočet koeficientů Fourierovy transformace  $a_n$ ,  $b_n$  dle vztahu (4.8) a (4.9) pro funkci průběhu proudu stíněním kabelu  $f_{I1k}(t) \approx I(A)1\text{kHz}$  na definované periodě  $T=0,001\text{s}$  viz **Graf 4.2**.

Tabulka 4.2 – Fourierovy koeficienty  $a_n$  a  $b_n$  pro funkci proudu stíněním  $f_{I1k}(t)$

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
1,5	-12	1,5	0,74	1,5	1,7	1,4	1,7	1,2	1,5	1,1
	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$	$b_6$	$b_7$	$b_8$	$b_9$	$b_{10}$
	-64	-0,03	-22	0,25	-12	0,4	-8,1	0,53	-5,8	-0,59

\* Hodnoty uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

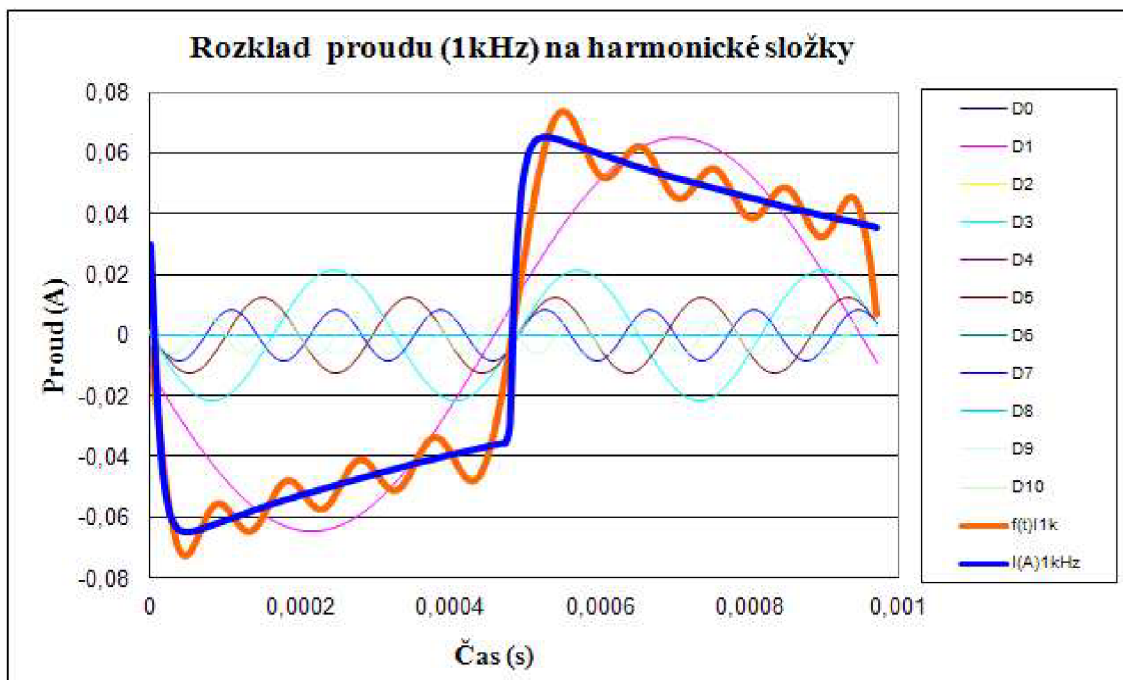
Výpočet modulu  $D_k$  a fáze  $\varphi_k$  dle vztahu (4.10) z vypočtených hodnot Fourierových koeficientů viz **Tabulka 4.2**.

Tabulka 4.3 – Koeficienty modulu  $D$  a fáze  $\varphi$  pro funkci proudu stíněním  $f_{I1k}(t)$

$D_0$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$	$D_7$	$D_8$	$D_9$	$D_{10}$
0,73	64,9	1,51	21,6	1,47	12,5	1,41	8,32	1,34	6,01	1,26
$\varphi_0$	$\varphi_1$	$\varphi_2$	$\varphi_3$	$\varphi_4$	$\varphi_5$	$\varphi_6$	$\varphi_7$	$\varphi_8$	$\varphi_9$	$\varphi_{10}$
0	1,75	0,02	1,53	-0,17	1,43	-0,29	1,36	-0,41	1,31	-0,49

\* Hodnoty modulu  $D_k$  uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

Rekonstrukce časového průběhu proudu ve stínění kabelu  $f_{I1k}(t)$  dle vztahu (4.10) viz **Graf 4.6** z vypočtených hodnot modulů  $D$  a fází  $\varphi$  viz **Tabulka 4.3**.



Graf 4.6 – Časové průběhu harmonických proudů ve stínění kabelu funkce  $f_{1k}(t)$

Výpočet koeficientů Fourierovy transformace  $a_n$ ,  $b_n$  dle vztahu (4.8) a (4.9) pro funkci průběhu napětí na žíle kabelu  $f_{U1k}(t) \approx U(V)1kHz$  na definované periodě  $T=0,001s$  viz **Graf 4.2**.

Tabulka 4.4 – Fourierovy koeficienty  $a_n$  a  $b_n$  pro funkci napětí na žíle kabelu  $f_{U1k}(t)$

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
-690	-0,93	5,6	-1,5	4,8	0,54	5,9	0,5	5,6	-0,24	6,5
	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$	$b_6$	$b_7$	$b_8$	$b_9$	$b_{10}$
	0,34	0,36	-1,3	-1,7	-4,2	-1,1	-2,2	-2,1	-2,2	-1,0

\* Hodnoty uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-6}$

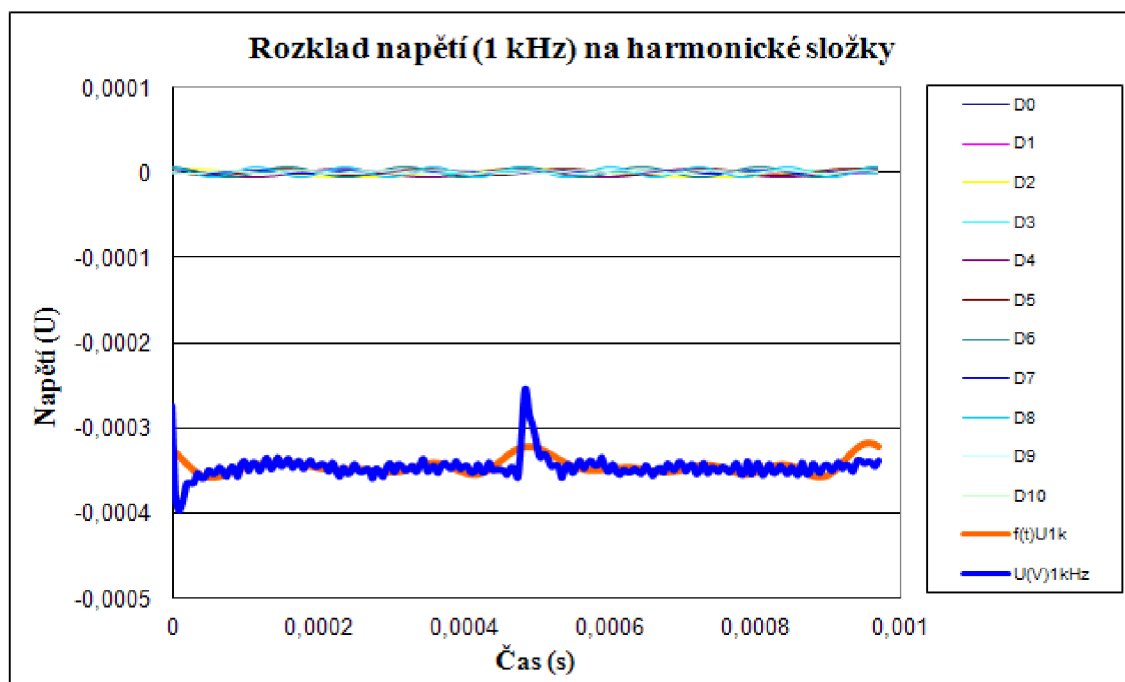
Výpočet modulu  $D_k$  a fáze  $\varphi_k$  dle vztahu (4.10) z vypočtených hodnot Fourierových koeficientů viz **Tabulka 4.4**.

Tabulka 4.5 – Koeficienty modulu  $D$  a fáze  $\varphi$  pro funkci napětí na žíle kabelu  $f_{U1k}(t)$

$D_0$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$	$D_7$	$D_8$	$D_9$	$D_{10}$
-344	0,99	5,65	1,99	5,09	4,26	6,00	2,23	5,94	2,26	6,59
$\varphi_0$	$\varphi_1$	$\varphi_2$	$\varphi_3$	$\varphi_4$	$\varphi_5$	$\varphi_6$	$\varphi_7$	$\varphi_8$	$\varphi_9$	$\varphi_{10}$
0	3,49	-0,06	2,42	0,35	1,44	0,18	1,34	0,35	1,67	0,15

\* Hodnoty modulu  $D_k$  uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-6}$

Rekonstrukce časového průběhu napětí na žíle kabelu  $f_{U_{1k}}(t)$  dle vztahu (4.10) viz **Graf 4.7** z vypočtených hodnot modulů  $D$  a fází  $\varphi$  viz **Tabulka 4.5**.



Graf 4.7 – Časové průběhu harmonických napětí na žíle kabelu funkce  $f_{U_{1k}}(t)$

#### 4.2.3.2 Vyhodnocení průběhu napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro neharmonický signál $f=10\text{kHz}$

Výpočet koeficientů Fourierovy transformace  $a_n$ ,  $b_n$  dle vztahu (4.8) a (4.9) pro funkci průběhu proudu stíněním kabelu  $f_{I_{10k}}(t) \approx I(A)10\text{kHz}$  na definované periodě  $T=0,0001\text{s}$  viz **Graf 4.3**.

Tabulka 4.6 – Fourierovy koeficienty  $a_n$  a  $b_n$  pro funkci proudu stíněním  $f_{I_{10k}}(t)$

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
1,8	1,7	2,2	2,7	2,1	2,3	1,9	1,9	1,7	1,4	1,5
	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$	$b_6$	$b_7$	$b_8$	$b_9$	$b_{10}$
	-66	0,1	-21	0,24	-11	0,3	-7,3	0,29	-4,3	0,24

\* Hodnoty uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

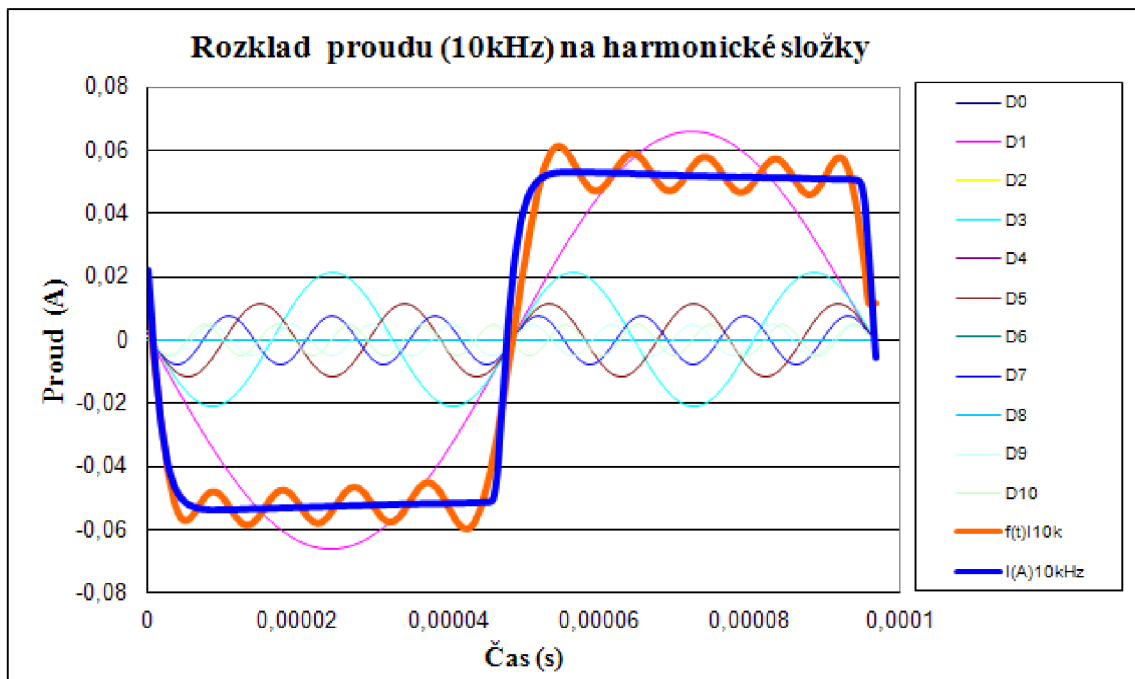
Výpočet modulu  $D_k$  a fáze  $\varphi_k$  dle vztahu (4.10) z vypočtených hodnot Fourierových koeficientů viz **Tabulka 4.6**.

Tabulka 4.7 – Koeficienty modulu  $D$  a fáze  $\varphi$  pro funkci proudu stíněním  $f_{I10k}(t)$

$D_0$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$	$D_7$	$D_8$	$D_9$	$D_{10}$
0,91	66,3	2,2	21,2	2,1	11,7	1,94	7,5	1,74	5,1	1,55
$\varphi_0$	$\varphi_1$	$\varphi_2$	$\varphi_3$	$\varphi_4$	$\varphi_5$	$\varphi_6$	$\varphi_7$	$\varphi_8$	$\varphi_9$	$\varphi_{10}$
0	1,54	-0,05	1,44	-0,11	1,37	-0,15	1,32	-0,17	1,28	-0,15

\* Hodnoty modulu  $D_k$  uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

Rekonstrukce časového průběhu proudu ve stínění kabelu  $f_{I10k}(t)$  dle vztahu (4.10) viz **Graf 4.8** z vypočtených hodnot modulů  $D$  a fází  $\varphi$  viz **Tabulka 4.7**.



Graf 4.8 – Časové průběhu harmonických proudů ve stínění kabelu funkce  $f_{I10k}(t)$

Výpočet koeficientů Fourierovy transformace  $a_n$ ,  $b_n$  dle vztahu (4.8) a (4.9) pro funkci průběhu napětí na žíle kabelu  $f_{U10k}(t) \approx U(V)10kHz$  na definované periodě  $T=0,0001s$  viz **Graf 4.3**.

Tabulka 4.8 – Fourierovy koeficienty  $a_n$  a  $b_n$  pro funkci napětí na žíle kabelu  $f_{U10k}(t)$

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
-690	-32	-8,5	-19	-4,8	-6,1	-3	4,4	-1,5	8,5	-0,19
$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$	$b_6$	$b_7$	$b_8$	$b_9$	$b_{10}$	
-13	-2,6	-27	-4,7	-32	-3,5	-30	-2,6	-27	-1,6	

\* Hodnoty uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-6}$

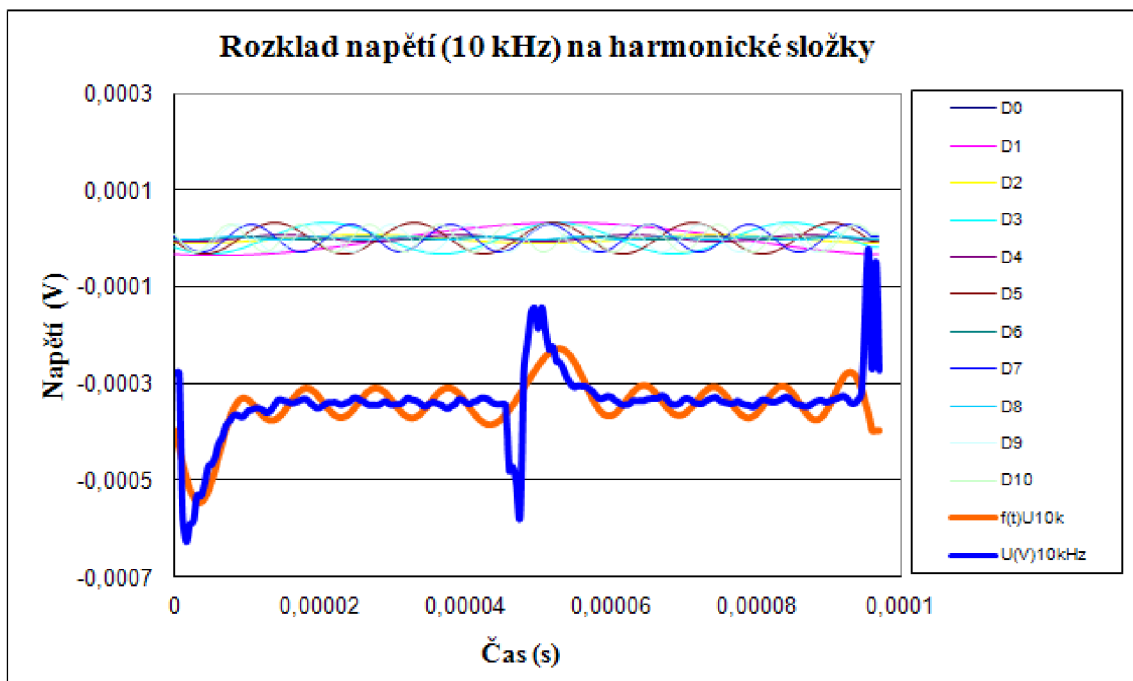
Výpočet modulu  $D_k$  a fáze  $\varphi_k$  dle vztahu (4.10) z vypočtených hodnot Fourierových koeficientů viz **Tabulka 4.8**.

Tabulka 4.9 – Koeficienty modulu D a fáze  $\varphi$  pro funkci napětí na žíle kabelu  $f_{U_{10k}}(t)$

$D_0$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$	$D_7$	$D_8$	$D_9$	$D_{10}$
-343	34,1	8,88	33,2	6,75	32,4	4,61	29,8	2,97	28,3	1,62
$\varphi_0$	$\varphi_1$	$\varphi_2$	$\varphi_3$	$\varphi_4$	$\varphi_5$	$\varphi_6$	$\varphi_7$	$\varphi_8$	$\varphi_9$	$\varphi_{10}$
0	2,76	2,84	2,18	2,36	1,76	2,27	1,42	2,09	1,26	1,69

\* Hodnoty modulu  $D_k$  uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-6}$

Rekonstrukce časového průběhu napětí na žíle kabelu  $f_{U_{10k}}(t)$  dle vztahu (4.10) viz **Graf 4.9** z vypočtených hodnot modulů D a fází  $\varphi$  viz **Tabulka 4.9**.



Graf 4.9 – Časové průběhu harmonických napětí na žíle kabelu funkce  $f_{U_{10k}}(t)$

### 4.2.3.3 Vyhodnocení průběhu napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro neharmonický signál $f=100\text{kHz}$

Výpočet koeficientů Fourierovy transformace  $a_n$ ,  $b_n$  dle vztahu (4.8) a (4.9) pro funkci průběhu proudu stíněním kabelu  $f_{100k}(t) \approx I(A)100\text{kHz}$  na definované periodě  $T=0,00001\text{s}$  viz **Graf 4.4**

Tabulka 4.10 – Fourierovy koeficienty  $a_n$  a  $b_n$  pro funkci proudu stíněním  $f_{100k}(t)$

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
1,1	-1,8	-0,26	-1,3	-0,14	-0,59	-0,06	-0,07	-0,02	0,11	0,04
	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$	$b_6$	$b_7$	$b_8$	$b_9$	$b_{10}$
	21	-0,15	5,7	-0,22	2,5	-0,21	1,3	-0,18	0,78	-0,19

\* Hodnoty uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

Výpočet modulu  $D_k$  a fáze  $\varphi_k$  dle vztahu (4.10) z vypočtených hodnot Fourierových koeficientů viz **Tabulka 4.10**.

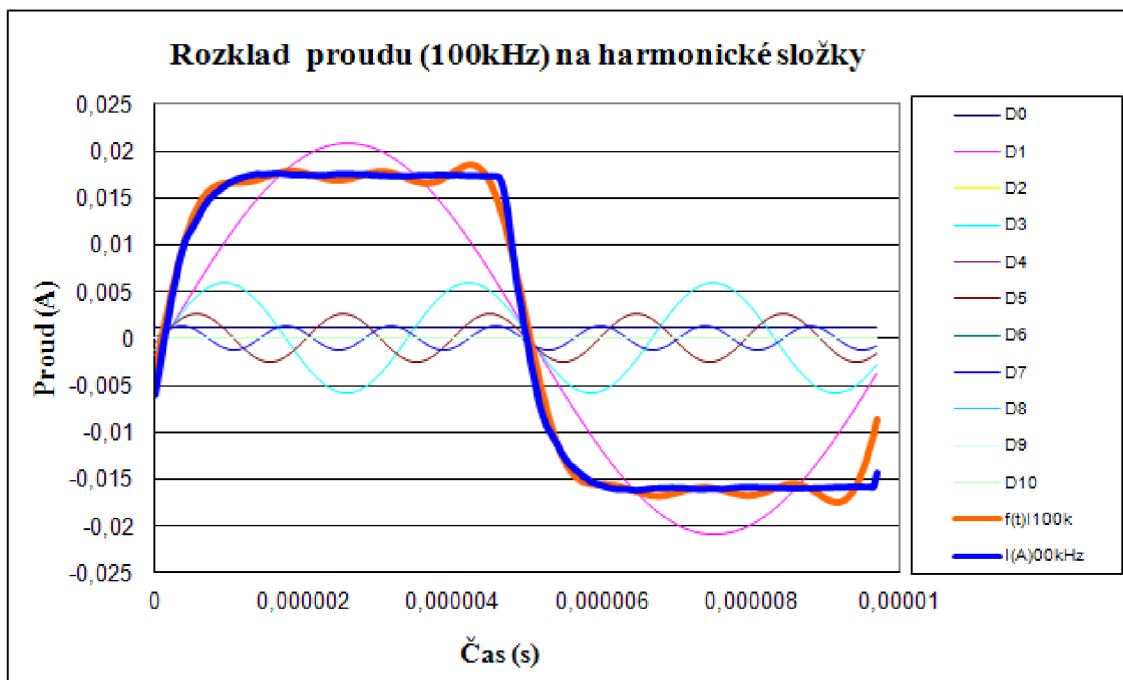
Tabulka 4.11 – Koeficienty modulu  $D$  a fáze  $\varphi$  pro funkci proudu stíněním  $f_{100k}(t)$

$D_0$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$	$D_7$	$D_8$	$D_9$	$D_{10}$
0,57	21	0,3	5,8	0,26	2,56	0,22	1,27	0,18	0,79	0,19
$\varphi_0$	$\varphi_1$	$\varphi_2$	$\varphi_3$	$\varphi_4$	$\varphi_5$	$\varphi_6$	$\varphi_7$	$\varphi_8$	$\varphi_9$	$\varphi_{10}$
0	4,62	2,62	4,48	2,15	4,48	1,83	4,65	1,65	-1,42	1,36

\* Hodnoty modulu  $D_k$  uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

Rekonstrukce časového průběhu proudu ve stínění kabelu  $f_{100k}(t)$  dle vztahu (4.10) viz **Graf 4.10** z vypočtených hodnot modulů  $D$  a fází  $\varphi$  viz **Tabulka 4.11**.





Graf 4.10 – Časové průběhu harmonických proudů ve stínění kabelu funkce  $f_{100k}(t)$

Výpočet koeficientů Fourierovy transformace  $a_n$ ,  $b_n$  dle vztahu (4.8) a (4.9) pro funkci průběhu napětí na žíle kabelu  $f_{U100k}(t) \approx U(V)100kHz$  na definované periodě  $T=0,00001s$  viz **Graf 4.4**.

Tabulka 4.12 – Fourierovy koeficienty  $a_n$  a  $b_n$  pro funkci napětí na žíle kabelu  $f_{U100k}(t)$

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
-280	-88	270	-130	250	24	230	300	110	-58	170
$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$	$b_6$	$b_7$	$b_8$	$b_9$	$b_{10}$	
95	-54	36	-82	-2,6	-81	110	-100	190	-100	

\* Hodnoty uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-6}$

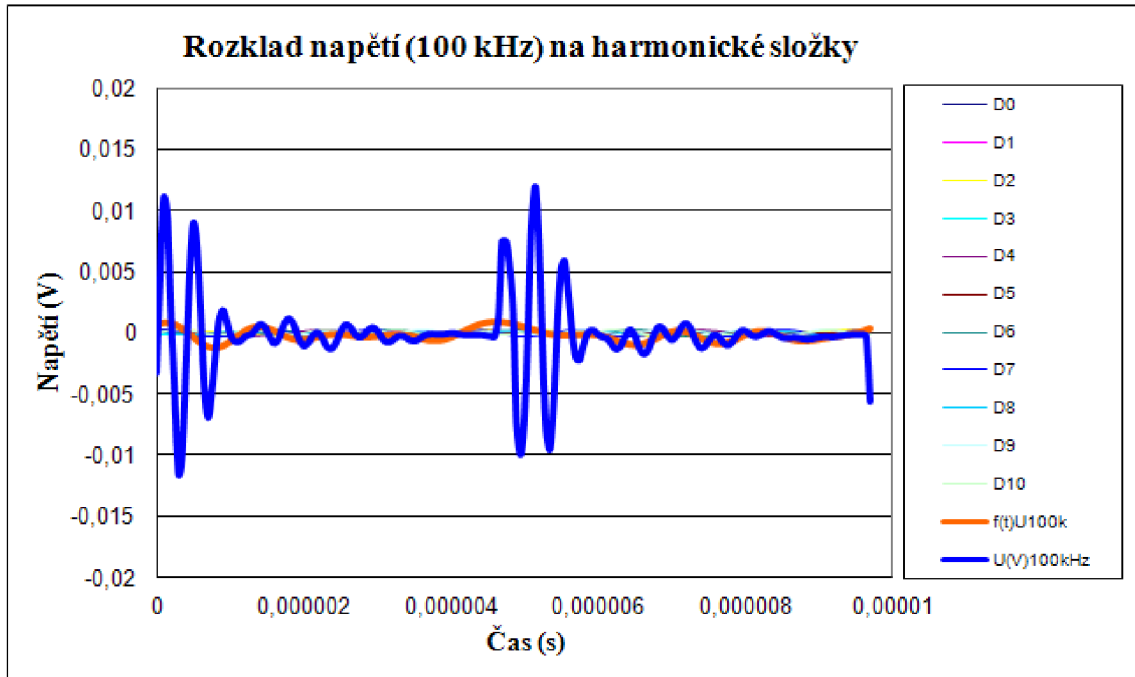
Výpočet modulu  $D_k$  a fáze  $\varphi_k$  dle vztahu (4.10) z vypočtených hodnot Fourierových koeficientů viz **Tabulka 4.12**.

Tabulka 4.13 – Koeficienty modulu  $D$  a fáze  $\varphi$  pro funkci napětí na žíle kabelu  $f_{U100k}(t)$

$D_0$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$	$D_7$	$D_8$	$D_9$	$D_{10}$
-142	129	274	138	268	23,8	246	316	154	197	200
$\varphi_0$	$\varphi_1$	$\varphi_2$	$\varphi_3$	$\varphi_4$	$\varphi_5$	$\varphi_6$	$\varphi_7$	$\varphi_8$	$\varphi_9$	$\varphi_{10}$
0	3,96	0,19	3,40	0,311	0,11	0,33	-0,34	0,73	4,41	0,54

\* Hodnoty modulu  $D_k$  uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-6}$

Rekonstrukce časového průběhu napětí na žíle kabelu  $f_{U_{100k}}(t)$  dle vztahu (4.10) viz **Graf 4.11** z vypočtených hodnot modulů  $D$  a fází  $\varphi$  viz **Tabulka 4.13**.



Graf 4.11 – Časové průběhu harmonických napětí na žíle kabelu funkce  $f_{U_{100k}}(t)$

#### 4.2.3.4 Vyhodnocení průběhu napětí a proudu na žíle a stínění kabelu pro neharmonický signál $f=1\text{MHz}$

Výpočet koeficientů Fourierovy transformace  $a_n$ ,  $b_n$  dle vztahu (4.8) a (4.9) pro funkci průběhu proudu stíněním kabelu  $f_{11M}(t) \approx I(A)1\text{MHz}$  na definované periodě  $T=0,000001\text{s}$  viz **Graf 4.5**.

Tabulka 4.14 – Fourierovy koeficienty  $a_n$  a  $b_n$  pro funkci proudu stíněním  $f_{11M}(t)$

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
0,56	-2,6	-0,03	1,6	0,06	0,05	0,03	-0,2	-0,1	-0,2	-0,02
	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$	$b_6$	$b_7$	$b_8$	$b_9$	$b_{10}$
	8,5	0,06	1,2	0,04	-0,02	-0,05	0,5	-0,11	0,4	-0,03

\* Hodnoty uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

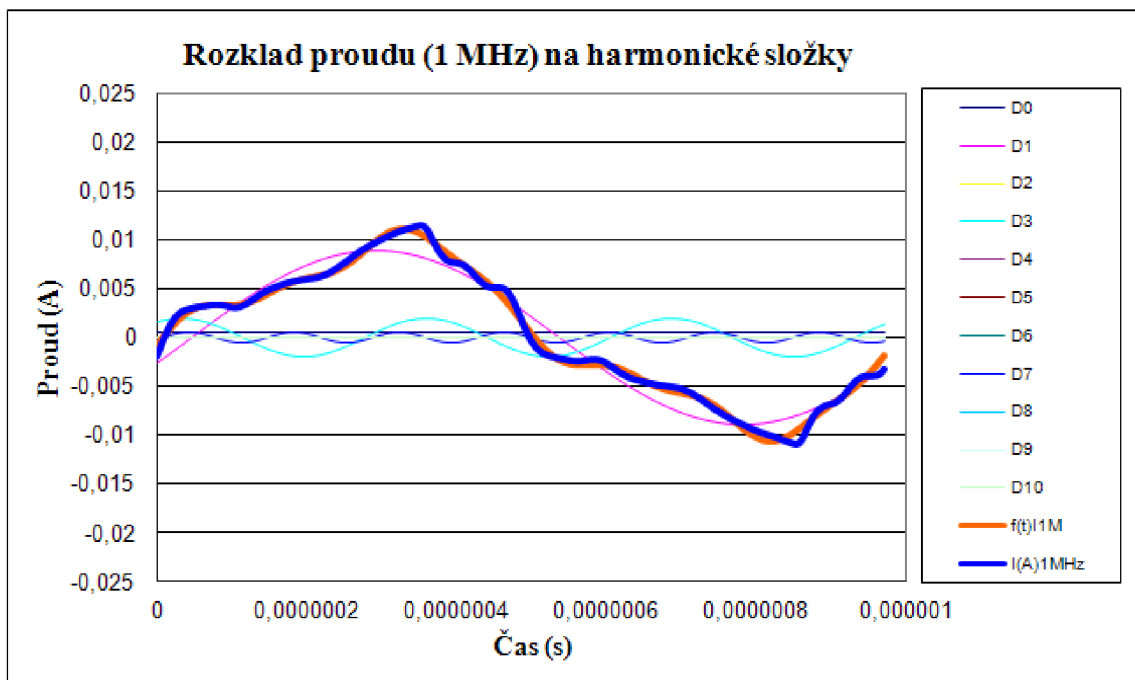
Výpočet modulu  $D_k$  a fáze  $\varphi_k$  dle vztahu (4.10) z vypočtených hodnot Fourierových koeficientů viz **Tabulka 4.14**.

Tabulka 4.15 – Koeficienty modulu D a fáze  $\varphi$  pro funkci proudu stíněním  $f_{11M}(t)$

$D_0$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$	$D_7$	$D_8$	$D_9$	$D_{10}$
0,28	8,85	0,065	2,01	0,08	0,05	0,06	0,57	0,18	0,43	0,04
$\varphi_0$	$\varphi_1$	$\varphi_2$	$\varphi_3$	$\varphi_4$	$\varphi_5$	$\varphi_6$	$\varphi_7$	$\varphi_8$	$\varphi_9$	$\varphi_{10}$
0	4,41	4,21	-0,61	-0,57	0,45	1,12	4,38	2,47	4,31	2,28

\* Hodnoty modulu  $D_k$  uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

Rekonstrukce časového průběhu proudu ve stínění kabelu  $f_{11M}(t)$  dle vztahu (4.10) viz **Graf 4.12** z vypočtených hodnot modulů D a fází  $\varphi$  viz **Tabulka 4.15**.



Graf 4.12 – Časové průběhu harmonických proudů ve stínění kabelu funkce  $f_{11M}(t)$

Výpočet koeficientů Fourierovy transformace  $a_n$ ,  $b_n$  dle vztahu (4.8) a (4.9) pro funkci průběhu napětí na žíle kabelu  $f_{U1M}(t) \approx U(V)1MHz$  na definované periodě  $T=0,000001s$  viz **Graf 4.5**.

Tabulka 4.16 – Fourierovy koeficienty  $a_n$  a  $b_n$  pro funkci napětí na žíle kabelu  $f_{U1M}(t)$

$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$
-0,48	2,4	-1,0	-29	0,48	-1,2	2,0	7,7	0,45	0,19	-0,11
	$b_1$	$b_2$	$b_3$	$b_4$	$b_5$	$b_6$	$b_7$	$b_8$	$b_9$	$b_{10}$
	4,0	0,88	0,44	-0,63	-1,3	0,51	-3,6	0,51	-0,5	-0,84

\* Hodnoty uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

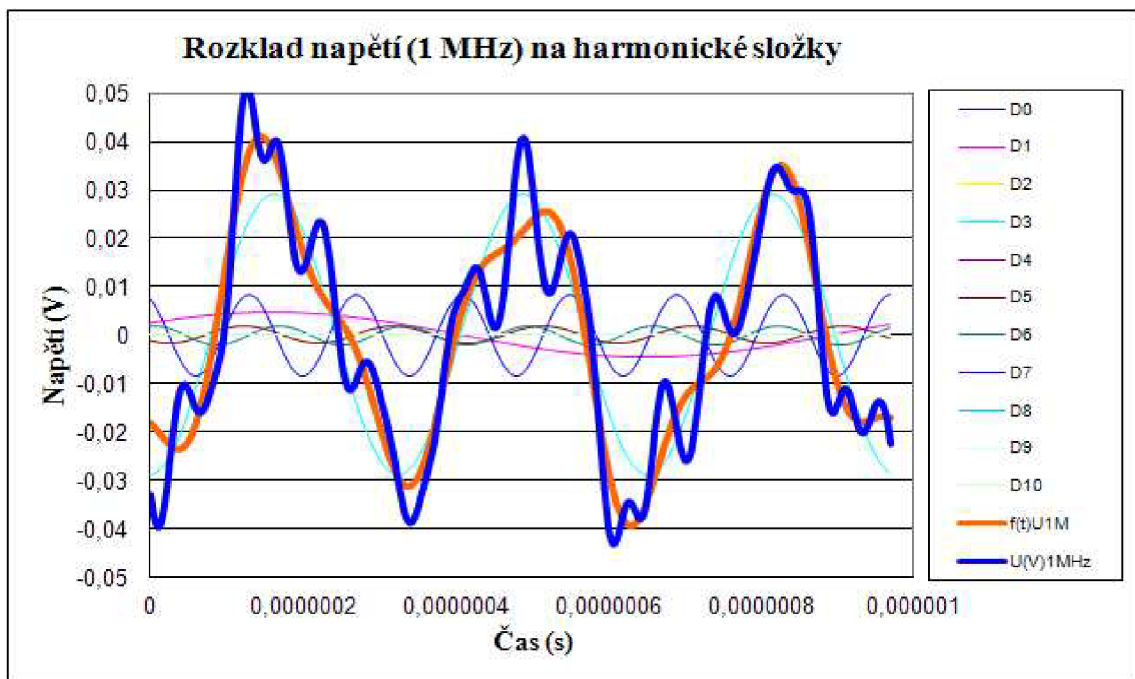
Výpočet modulu  $D_k$  a fáze  $\varphi_k$  dle vztahu (4.10) z vypočtených hodnot Fourierových koeficientů viz **Tabulka 4.16**.

Tabulka 4.17 – Koeficienty modulu D a fáze  $\varphi$  pro funkci napětí na žíle kabelu  $f_{U1M}(t)$

$D_0$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$	$D_5$	$D_6$	$D_7$	$D_8$	$D_9$	$D_{10}$
-0,02	4,66	1,36	28,9	0,79	1,78	2,04	8,5	0,68	0,53	0,85
$\varphi_0$	$\varphi_1$	$\varphi_2$	$\varphi_3$	$\varphi_4$	$\varphi_5$	$\varphi_6$	$\varphi_7$	$\varphi_8$	$\varphi_9$	$\varphi_{10}$
0	-1,03	3,84	3,16	0,91	2,32	-0,25	0,43	-0,84	1,20	1,70

\* Hodnoty modulu  $D_k$  uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

Rekonstrukce časového průběhu napětí na žíle kabelu  $f_{U1M}(t)$  dle vztahu (4.10) viz **Graf 4.13** z vypočtených hodnot modulů D a fází  $\varphi$  viz **Tabulka 4.17**.



Graf 4.13 – Časové průběhu harmonických napětí na žíle kabelu funkce  $f_{U1M}(t)$

### 4.2.3.5 Výpočet vazební impedance pro harmonické průběhy U a I

Naměřené časové průběhy neharmonického průběhu proudu stíněním kabelu a jeho napěťová odezva na žíle kabelu byly pomocí Fourierovy transformace převedeny na součet jednotlivých harmonických průběhů napětí a proudu dle vztahu (4.10) s definovanou hodnotou modulu  $D_k$  a jeho fázového posunutí  $\varphi_k$  pro  $k=0\div 10$ . Moduly  $D_k$  s fázový posunutí  $\varphi_k$  vypočtené z průběhu proudu stíněním kabelu odpovídají modulům jednotlivým harmonickým proudů  $I_{\max k} = D_k$  a jejich fázím  $\varphi_{Ik} = \varphi_k$  dle vztahu (4.11). Moduly  $D_k$  s fázový posunutí  $\varphi_k$  vypočtené z průběhu napětí na žíle kabelu odpovídají modulům jednotlivých harmonických napětí  $U_{\max k} = D_k$  a jejich fázím  $\varphi_{Uk} = \varphi_k$  dle vztahu (4.12).

$$i_k(t) = I_{\max k} \cos(k\omega t + \varphi_{Ik}) \quad (\text{A}) \quad (4.11)$$

$$u_k(t) = U_{\max k} \cos(k\omega t + \varphi_{Uk}) \quad (\text{V}) \quad (4.12)$$

Celkový modul vazební impedance kabelu  $Z_{\max k}$  pro jednotlivé harmonické průběhy je vyjádřen poměrem odpovídajícího modulu harmonického průběhu napětí  $U_{\max k}$  a proudu  $I_{\max k}$  dle (4.13).

$$Z_{\max k} \angle \varphi_{Zk} = \frac{U_{\max k} \angle \varphi_{Uk}}{I_{\max k} \angle \varphi_{Ik}} \quad (\Omega) \quad (4.13)$$

Celková hodnota vypočtené vazební impedance koaxiálního kabelu  $Z_{\max k}$  odpovídá celkové délce měřeného kabelu a musí být pro získání hodnoty vazební impedance na jednotkovou délku kabelu  $Z_{\max k} / m$  vydělena testovanou délkou kabelu 19,9 m.

Vypočtené moduly  $I_{\max k}$  a fáze  $\varphi_{Ik}$  harmonických proudů ve stínění kabelu dle (4.11) a moduly  $U_{\max k}$  a fáze  $\varphi_{Uk}$  harmonického napětí na žíle kabelu dle (4.12) jsou uvedeny **Tabulka 4.18** včetně výpočtu vazební impedance  $Z_{\max k}$  a fáze  $\varphi_{Zk}$  dle vztahu (4.13).

Pro vizualizaci a výpočet vazební impedance kabelu  $Z_{\max k}$  jsou v dané frekvenční řadě vybrány pouze moduly napětí  $U_{\max k}$  a proudu  $I_{\max k}$ , které dosahují minimálně 5% hodnoty maximálního dominantního modulu v dané frekvenční řadě 1kHz, 10kHz, 100kHz a 1MHz. Grafická vizualizace vypočtené vazební impedance  $Z_{\max k}$  z naměřených hodnot proudu stíněním kabelu  $I_{\max k}$  a napětím na žíle kabelu  $U_{\max k}$  a teoretické vazební impedance v závislosti na frekvenci viz **Graf 4.14**.

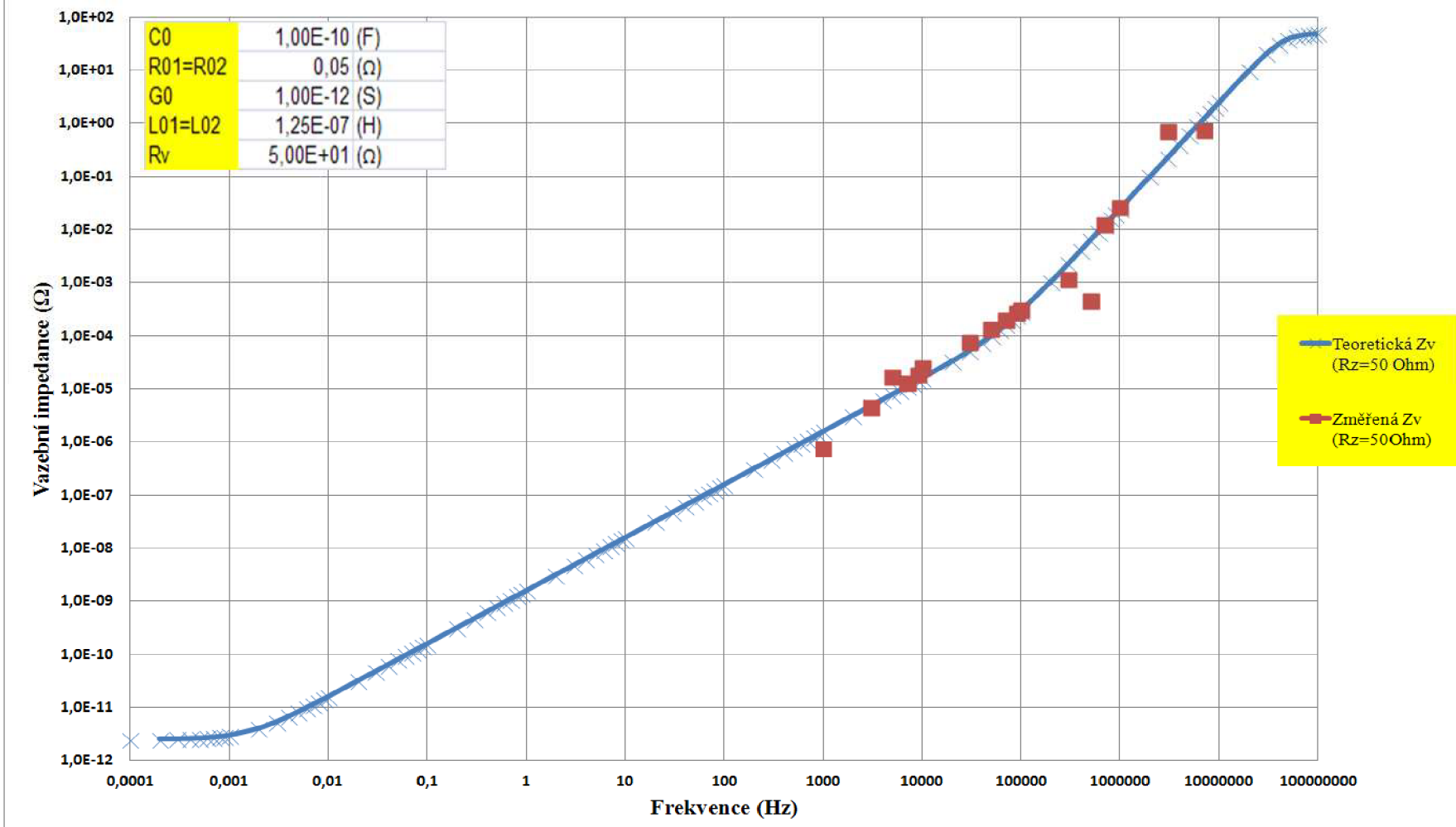
Tabulka 4.18 – Vypočtené moduly a argumenty napětí a proudů a vazební impedance

f (kHz)	k	$U_{\max k}$ (V)*	$\varphi_{Uk}$ (rad)	$I_{\max k}$ (A)*	$\varphi_{Ik}$ (rad)	$Z_{\max k}$ ( $\Omega$ )*	$\varphi_{Zk}$ (rad)	$Z_{\max k} / m$ ( $\Omega / m$ )*
1	1	0,00099	3,49	64,9	1,75	0,015	1,74	0,00077
2	2	0,00565	-0,06	1,51	0,02	3,8	-0,08	0,19
3	3	0,00199	2,42	21,6	1,53	0,092	0,89	0,0046
4	4	0,00509	0,35	1,47	-0,17	3,5	0,52	0,17
5	5	0,00426	1,44	12,5	1,43	0,34	0,01	0,017
6	6	0,00600	0,18	1,41	-0,29	4,25	0,47	0,21
7	7	0,00223	1,34	8,32	1,36	0,27	-0,02	0,013
8	8	0,00594	0,35	1,34	-0,41	4,4	0,76	0,22
9	9	0,00226	1,67	6,01	1,31	0,38	0,36	0,019
10	1	0,0341	2,76	66,3	1,54	0,52	1,22	0,026
20	2	0,00888	2,84	2,2	-0,05	4,0	2,89	0,20
30	3	0,0332	2,18	21,2	1,44	1,6	0,74	0,079
40	4	0,00675	2,36	2,1	-0,11	3,2	2,25	0,16
50	5	0,0324	1,76	11,7	1,37	2,8	0,39	0,14
60	6	0,00461	2,27	1,94	-0,15	2,4	2,42	0,12
70	7	0,0298	1,42	7,5	1,32	3,97	0,1	0,2
80	8	0,00297	2,09	1,74	-0,17	1,7	2,26	0,085
90	9	0,0283	1,26	5,1	1,28	5,54	-0,02	0,27
100	1	0,129	3,96	21	4,62	6,14	-0,66	0,31
200	2	0,274	0,19	0,3	2,62	913	-2,43	45
300	3	0,138	3,40	5,8	4,48	23,7	-1,08	1,18
400	4	0,268	0,31	0,26	2,15	1030	-1,84	51
500	5	0,024	0,11	2,56	4,48	9,3	-4,37	0,47
600	6	0,246	0,33	0,22	1,83	1118	-1,5	56
700	7	0,316	-0,34	1,27	4,65	248	-4,99	13
800	8	0,154	0,73	0,18	1,65	855	-0,92	43
900	9	0,197	4,41	0,79	-1,42	249	5,83	12
1000	1	4,66	-1,03	8,85	4,41	526	-5,44	26
2000	2	1,36	3,84	0,065	4,21	20923	-0,37	1046
3000	3	28,9	3,16	2,01	-0,61	14378	3,77	718
4000	4	0,79	0,91	0,08	-0,57	9875	1,48	493
5000	5	1,78	2,32	0,05	0,45	35600	1,87	1780
6000	6	2,04	-0,25	0,06	1,12	34000	-1,37	1700
7000	7	8,5	0,43	0,57	4,38	14912	-3,95	745
8000	8	0,68	-0,84	0,18	2,47	3777	-3,31	188
9000	9	0,53	1,20	0,43	4,31	1232	-3,11	62
10000	10	0,85	1,70	0,04	2,28	21250	-0,58	1062

\* Hodnoty modulů  $U_{\max k}$ ,  $I_{\max k}$ ,  $R_{\max k}$ ,  $R_{\max k} / m$  uvedeny ve tvaru  $X \times 10^{-3}$

\*\* Podbarvené hodnoty  $Z_{\max k} / m$  jsou použity pro vizualizaci viz **Graf 4.14**.

### Přehled teoretické a změřené vazební impedance kabelu PRYSMIAN CP711



Graf 4.14 – Průběh a porovnání změřené a teoretické vazební impedance kabelu CP711

## 5 ZÁVĚR

Bakalářská práce se ve svém zadání a teoretickém pojednání dotkla základních principů problematiky EMC od procesů vzniku zdrojů rušení EMI až po zákonitosti a způsoby přenosu rušivé energie mezi zdrojem rušení a rušeným objektem. Tyto principy přenosů rušivé energie byly v navazující části bakalářské práce rozpracovány a testovány na reálném kabelovém systému, který má dominantní vliv na celkovou odolnost systému z hlediska EMC. V bakalářské práci je provedena komplexní analýza vazební impedance koaxiálního kabelu jako jednoho z parametrů specifikující odolnosti proti EMI a ukázka jeho komplexního využití a diagnostika kabelových systémů z hlediska jeho návrhu, realizace a následný provoz zařízení.

Vytvoření modelu kabelového systému s definicí přenosu vazební impedance umožňuje projektantovi po zadání technických parametrů kabelu a parametrů navazujícího systému určit a ověřit předpokládané průběhy vazební impedance a stanovit teoretické vlivy kritických frekvencí, které se v technologii vyskytují.

Pokládka kabelových tras je vždy kritickým momentem každého realizovaného projektu a mechanické namáhání kabelu v průběhu jeho instalace může výrazně změnit jeho projektové parametry. Základní diagnostické metody pro kabely, jako je měření izolačních stavů nebo reflektometrie, nejsou vždy schopné kvantifikovat vliv anomálie na provozované zařízení na rozdíl od vazební impedance, která nám tuto představu dává. Zrychlená metoda skenování nám dává okamžitý přehled o vlastnostech vazební impedance kabelu v testovaném frekvenčním pásmu. Případné výrazné odchylky na charakteristice mohou být v definované frekvenční oblasti detailně zkoumány původní metodou testování pomocí harmonického průběhu, který má vlivem vyšší amplitudy testovaného signálu lepší rozlišovací schopnost a vyšší přesnost, ale je zase nevýhodný z hlediska časové náročnosti, která je limitující pro rozsah a množství otestované kabeláže.

Hodnota vazební impedance kabelu v průběhu jeho provozu není konstantní a může se výrazně měnit vlivem teploty, radiace, změny parametrů dielektrika nebo oxidací drátků ve stínění a tím i změnou měrného odporu. V rámci procesu řízeného stárnutí kabeláže je výhodné pořídit základní otisk kabelu v oblasti vazební impedance a časové reflektometrie a průběžně je v definovaných časových intervalech ověřovat a porovnávat a tím předejít možné ztrátě odolnosti kabelového systému z hlediska EMC. Vazební impedance je jedním z parametrů, který má své nezastupitelné místo v problematice EMC. Její možnosti komplexnějšího využití v praxi s vlivem na zvýšení spolehlivosti a odolnosti zařízení byly okrajově prezentovány i v mé bakalářské práci. Přeji všem hodně štěstí a trpělivosti s dalším rozvojem problematiky EMC v oblasti měření a regulace.

Autor



# Literatura

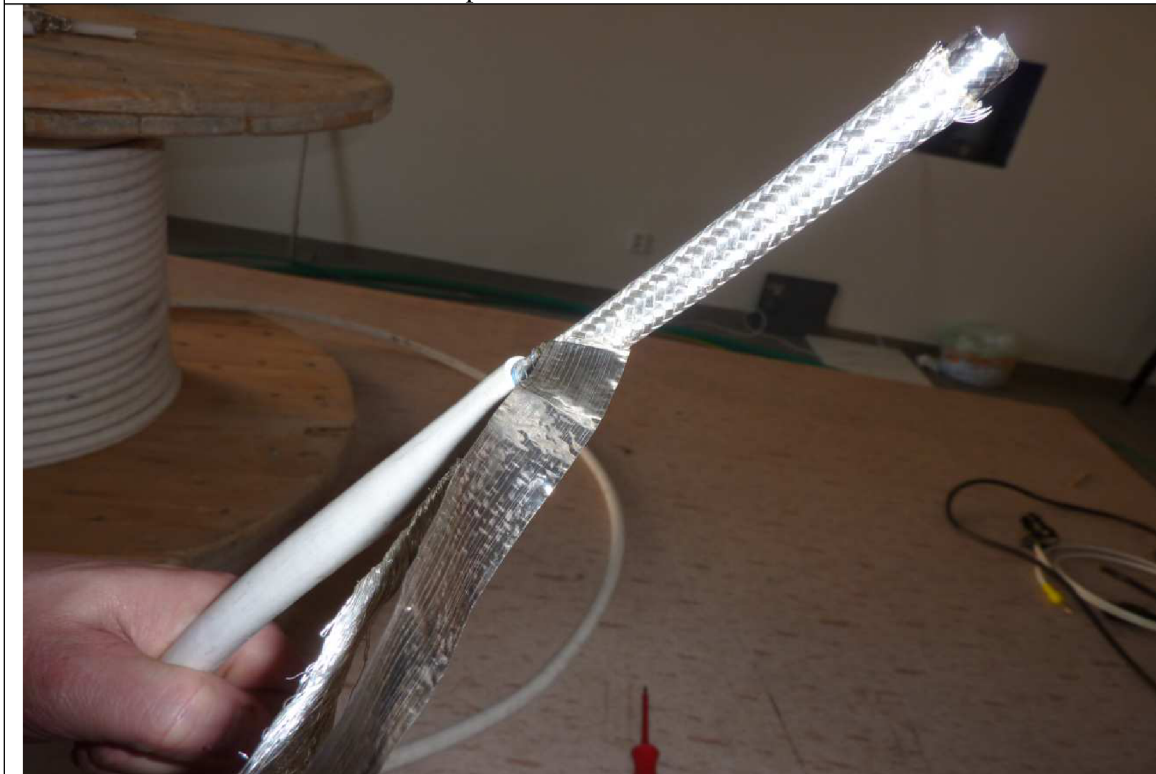
- [1] Prof.Ing.Jiří Svačina, CSc : *Přednášky Elektromagnetická kompatibilita*. Brno: 2002,
- [2] Kolektiv autorů D.Halliday, R.Resnick, J.Walker: *Fyzika – část 3 Elektrina a magnetismus* Vysoké učení technické v Brně - Nakladatelství VUTIUM
- [3] Vaculíková P, Vaculík E : *Elektromagnetická kompatibilita elektronických systémů, seriál článků v Elektrorevue <http://www.elektrorevue.cz> 2000, 2001*
- [4] HENRY W.OTT Member of Technical Staff Bell Laboratories: *Noise reduction techniques in electronic systems* JOHN WILEY & SON / New York London –Sydney
- [5] Ralph Morrison Dynamic Instrumentation Company: *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation* JOHN WILEY & SON / New York London -Sydney

## **Seznam příloh**

Příloha 1 – Fotodokumentace z měření.....	67
---	----

## Příloha 1 – Fotodokumentace z měření

Příprava kabelu na měření



Propojení kabelu s měřicími přístroji (stínění + signál)



Zapojení měřicího pracoviště



Provedení měření ve zkušebně firmy ABEGU a.s

