

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGIE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Eliminace elektromagnetického rušení stíněním

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Petr HUNĚK**
Osobní číslo: **E11N0115P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektroenergetika**
Název tématu: **Eliminace elektromagnetického rušení stíněním**
Zadávací katedra: **Katedra elektroenergetiky a ekologie**

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

1. Prostudujte podrobně problematiku elektromagnetického stínění el. zařízení.
2. Zpracujte přehled metod měření účinnosti elektromagnetického stínění.
3. Realizujte měřící pracoviště ke zjištění efektivnosti stínění.
4. Zjistěte a porovnejte stínící vlastnosti u vybraných typů stínění.
5. Zpracujte výsledky experimentů a zobecněte je.



Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

1. Vaculíková, P., Vaculík, E.: Elektromagnetická kompatibilita elektrotechnických systémů, Grada Publishing, 1998, ISBN 80 7169 5688
2. Perez, R.: Handbook of Electromagnetic Compatibility, Academic Press, New York 1995
3. Další dle požadavků konzultanta


Vedoucí diplomové práce:

Doc. Ing. Jiří Laurenc, CSc.

Katedra elektroenergetiky a ekologie


Datum zadání diplomové práce: 15. října 2012

Termín odevzdání diplomové práce: 9. května 2013


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.

děkan




Doc. Ing. Karel Noháč, Ph.D.

vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

Anotace

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na zjištění možností eliminace elektromagnetického rušení pomocí různých druhů stínění.

V následujících kapitolách je popsán obecný princip fungování elektromagnetické kompatibility. Dále zde lze nalézt informace o zdrojích rušivých signálů a způsobech omezení rušení převážně pomocí stínění. V neposlední řadě jsou zde popsány způsoby měření elektromagnetické kompatibility a výsledky provedených měření.

Klíčová slova

Elektromagnetická kompatibilita, elektrostatický výboj, rušení, odolnost, účinnost stínění, měřicí metody, stínící kryt, vlnovod

Abstract

The master theses is focused on elimination of electromagnetic interference trough various types of shielding.

The following chapters are describing the general operating principle of electromagnetic compatibility. Furthermore you can find here information about the sources of interfering signals and ways how to reduce interference mainly by shielding. Next, there are described methods of measuring the electromagnetic compatibility and the results of my measurements.

Key words

Electromagnetic compatibility, electrostatic discharge, interference, immunity, shielding effectiveness, measuring methods, shielding cover, waveguide

Prohlášení

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

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

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

V Plzni dne 3.5.2013

Jméno příjmení

.....

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Doc. Ing. Jiřímu Laurencovi, CSc. a Ing. Miroslavovi Hromádkovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	7
ÚVOD	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
1 EMC – ČLENĚNÍ A ZÁKLADNÍ POJMY	12
1.1 ELEKTROMAGNETICKÁ KOMPATIBILITA BIOLOGICKÝCH SYSTÉMŮ.....	12
1.2 ELEKTROMAGNETICKÁ KOMPATIBILITA TECHNICKÝCH SYSTÉMŮ	13
1.3 ZÁKLADNÍ POJMY EMC.....	15
2 ZDROJE RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ A VAZEBNÍ MECHANISMY	16
2.1 KLASIFIKACE ZDROJŮ RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ	16
2.2 PŘÍKLADY ZDROJŮ RUŠENÍ.....	18
2.3 VAZEBNÍ MECHANISMY PŘENOSU RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ	19
2.3.1 Galvanická vazba.....	19
2.3.2 Induktivní vazba.....	20
2.3.3 Kapacitní vazba	21
2.3.4 Vazba vyzařováním	23
3 ELEKTROMAGNETICKÉ STÍNĚNÍ	24
3.1 ZÁKLADNÍ CHARAKTERISTIKY STÍNĚNÍ.....	24
3.2 ÚČINNOST ELEKTROMAGNETICKÉHO STÍNĚNÍ.....	25
3.2.1 Útlum vlivem odrazů	26
3.2.2 Útlum absorpcí.....	27
3.2.3 Útlum vlivem mnohonásobných odrazů	27
3.2.4 Celková účinnost stínění	28
3.3 ÚČINNOST STÍNĚNÍ V BLÍZKÉ ZÓNĚ ELEKTROMAGNETICKÉHO POLE	29
3.3.1 Blízké elektrické pole	29
3.3.2 Blízké magnetické pole.....	30
3.4 VLIV OTVORŮ A NETĚSNOSTÍ NA ÚČINNOST STÍNĚNÍ.....	31
4 MĚŘENÍ RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ	33
4.1 MĚŘENÍ S UMĚLOU SÍTÍ.....	34
4.2 MĚŘENÍ S NAPĚŤOVOU SONDOU	35
4.3 MĚŘENÍ S PROUDOVOU SONDOU	36
4.4 MĚŘENÍ S ABSORPČNÍMI KLEŠTĚMI.....	37
4.5 MĚŘENÍ POMOCÍ ANTÉN	38
5 POPIS MĚŘICÍHO PRACOVISTĚ	39
6 MĚŘENÍ ÚČINNOSTI STÍNĚNÍ VYBRANÝCH VZORKŮ	42
ZÁVĚR	53
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	54
PŘÍLOHY	1

Úvod

V moderním světě je lidská společnost silně závislá na elektronických zařízeních. Velmi hojně jsou uplatňována zařízení a systémy sloužící ke sběru, přenosu a zpracování dat. Moderní přístroje však používají stále větší integraci součástí a jemnější výrobní proces. Bez správného odrušení či odstínění se tak stávají velmi náchylné na rušivé elektromagnetické jevy. A právě těmito problémy se zabývá elektromagnetická kompatibilita.

Elektromagnetická kompatibilita, jakožto vědecká disciplína, vznikla v USA počátkem šedesátých let dvacátého století a prvních patnáct let se těšila zájmu jen úzkého kruhu vědců, odborníků a nadšenců, pracujících ve vojenském a kosmickém průmyslu. S rozvojem mikroprocesorové techniky a rozšiřováním osobních počítačů během osmdesátých let, získávala elektromagnetická kompatibilita na důležitosti. S rozvojem elektronických komunikačních služeb, zejména mobilních a satelitních, ztratila elektromagnetická kompatibilita na výjimečnosti a stala se běžnou součástí téměř všech elektronických zařízení.

S rostoucí digitalizací a nasazováním citlivých elektronických zařízení ve všech oborech lidské činnosti, roste i potřeba vzájemné koexistence těchto systémů. Důvodů k tak vysokému zájmu o elektromagnetickou kompatibilitu je hned několik. Zejména se jedná o důvody bezpečnostní, zdravotní, technické a ekonomické.

Elektronická zařízení by neměla žádným způsobem ohrožovat bezpečnost a zdraví člověka. Velmi důležitá je proto kompatibilita u zdravotnických zařízení a u zařízení souvisejících s energetikou.

Neméně důležitá je kompatibilita i u informačních, technických a satelitních navigačních zařízení, kde případná ztráta či poškození dat, může ovlivnit či dokonce ohrozit dopravu, bankovníctví, dále může také ohrozit výrobní procesy a způsobit tak i veliké národohospodářské ztráty.

A právě výše uvedeným věcem se snaží zabránit elektromagnetická kompatibilita, zkráceně EMC (z anglického Electro Magnetic Compatibility). [1]

Seznam symbolů a zkratek

EMC	Elektromagnetická kompatibilita
EMI	Elektromagnetické rušení
EMS	Elektromagnetická odolnost
NEMP	Nukleární elektromagnetický impulz
V	Vysílač rušení
P	Přijímač rušení
ZO	Zkoušený objekt
ZR	Zdroj rušení
ZS	Zesilovač
AN	Anténa
SO	Sonda pole
PZ	Předzesilovač
MR	Měřič rušení
E sonda	Sonda blízkého elektrického pole
H sonda	Sonda blízkého magnetického pole
R [dB]	Účinnost stínění odrazem
R_1	Účinnost stínění odrazem na vstupu
R_2	Účinnost stínění odrazem na výstupu
R_e	Účinnost stínění odrazem blízkého elektrického pole
R_h	Účinnost stínění odrazem blízkého magnetického pole
R_s	Účinnost stínění odrazem obdélníkové štěrby
A [dB]	Účinnost stínění absorpcí
A_s	Účinnost stínění absorpcí obdélníkové štěrby
M [dB]	Účinnost stínění mnohonásobnými odrazy
SE [dB]	Účinnost stínění
L [H]	Indukčnost
R [Ω]	Odpor
C [F]	Kapacita
S [m^2]	Plocha
r [m]	Vzdálenost
K_s [-]	Koeficient stínění

G [dB]	Zisk antény
Y_t [S]	Přenosová admitance
f [Hz]	Frekvence
c [m.s ⁻¹]	Rychlost světla
l [m]	Délka štěrbin
l_{ef} [m]	Efektivní délka antény
d [m]	Tloušťka stínící přepážky
t [s]	Čas
U [V]	Napětí
U_r	Rušivé napětí
U_z	Zemní rušivé napětí
U_K	Kalibrační napětí
U_M	Naměřené napětí
I [A]	Proud
I_r	Rušivý proud
P [W]	Výkon
P_i	Výkon mimo stíněný prostor
P_t	Výkon uvnitř stíněného prostoru
Z [Ω]	Impedance
Z_0	Charakteristická impedance volného prostoru
Z_M	Charakteristická impedance vodivého prostředí
Z_{0E}	Charakteristická impedance blízkého elektrického pole
Z_{0H}	Charakteristická impedance blízkého magnetického pole
E [V.m ⁻¹]	Intenzita elektrického pole
E_i	Intenzita elektrického pole dopadajícího na přepážku
E_t	Intenzita elektrického pole v bodě stíněného prostoru
E_r	Intenzita rušivého elektrického pole
H [A.m ⁻¹]	Intenzita magnetického pole
H_i	Intenzita magnetického pole dopadajícího na přepážku
H_t	Intenzita magnetického pole v bodě stíněného prostoru
H_r	Intenzita rušivého magnetického pole
a [m]	Poloměr otvoru
n [-]	Počet otvorů
e [-]	Euklidovo číslo

μ [H.m ⁻¹]	Permeabilita
μ_0	Permeabilita obklopujícího prostředí
μ_r	Permeabilita stínícího materiálu
ε [F.m ⁻¹]	Permitivita
ε_0	Permitivita obklopujícího prostředí
λ [m]	Vlnová délka
δ [m]	Hloubka vniku
ω [Hz]	Úhlová rychlost
α [dB.m ⁻¹]	Měrný útlum
γ [m ⁻¹]	Vlnové číslo
σ [S.m ⁻¹]	Konduktivita
π [-]	Ludolfovo číslo

1 EMC – členění a základní pojmy

Elektromagnetická kompatibilita se definuje jako schopnost systému, přístroje či zařízení správně fungovat i v prostředích, ve kterých působí i jiné zdroje elektromagnetických signálů a také svou vlastní činností nepřípustně neovlivňovat a nevyzařovat signály, které by byly rušivé pro okolní zařízení.

Elektromagnetickou kompatibilitu je možné členit podle mnoha různých hledisek, v praxi se však rozděluje na dvě hlavní oblasti. EMC biologických systémů a technických systémů.

1.1 Elektromagnetická kompatibilita biologických systémů

Předmětem zkoumání elektromagnetické kompatibility biologických systémů je celkové elektromagnetické pozadí životního prostředí a přípustné úrovně rušivých i užitečných signálů a jejich vliv na živé organismy. Tyto vlivy jsou zkoumány již poměrně dlouhou dobu, avšak dosavadní výsledky výzkumů nejsou zcela jednoznačné. Biologické účinky elektromagnetického pole jsou závislé na jeho charakteru a době působení, v neposlední řadě také na vlastnostech organismu, který je tomuto poli vystaven.

Jelikož každý člověk má rozdílné adaptační, kompenzační a regenerační schopnosti, reaguje na působení elektromagnetického pole individuálně a nelze tak dojít k obecně platným závěrům. Touto problematikou se zabývají některá lékařská výzkumná pracoviště a v současné době lze shrnout výsledky jejich výzkumů na dva druhy účinků.

- **Tepelné účinky**

Tepelné účinky jsou objasněny u mikrovlnných a vysokofrekvenčních polí a způsobují ohřev tkání. V případě příliš vysoké výkonové hustoty pole může dojít i k tepelnému poškození organismu. Hodnoty prahových výkonů jsou uvedeny v tabulce *tab. 1*.

Pásmo elektromagnet. vln [GHz]	Prahová výkonová hustota [mW/cm ²]
0,3 - 3	40
3 - 30	10
30 - 300	7

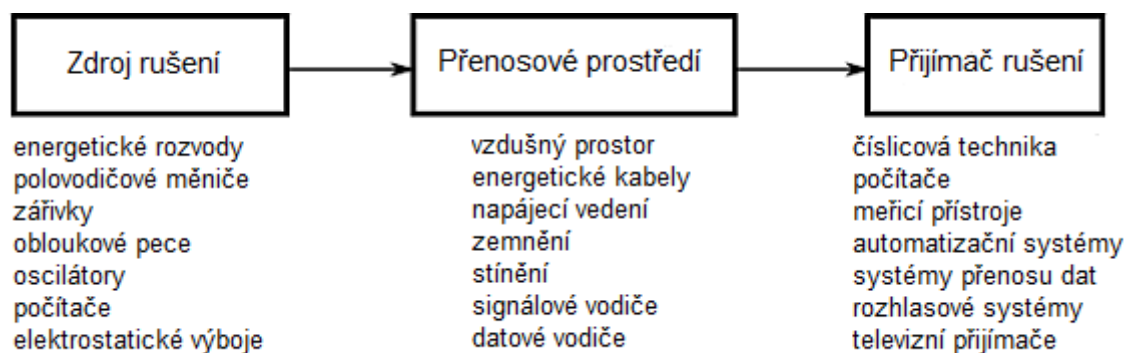
Tab. 1 – Prahové výkonové hustoty tepelných účinků elektromagnetického pole [2]

- **Netepelné účinky**

Netepelné účinky jsou projevem déle trvající expozice polím s relativně nízkými hodnotami výkonové hustoty a přisuzují se jim vlivy na centrální nervový systém, krevtovorný a imunitní systém. Žádné z těchto účinků však zatím nebyly jednoznačně prokázány.

1.2 Elektromagnetická kompatibilita technických systémů

Tato část elektromagnetické kompatibility se zabývá koexistencí a vzájemným působením elektronických přístrojů, prostředků a zařízení. EMC se z disciplíny zkoumající pouze ochranu proti rušení radiového příjmu proměnila v široký obor, členěný na několik podoborů a podoblastí. Při zkoumání EMC systému či zařízení se vychází ze základního řetězce elektromagnetické kompatibility, viz *obr. 1*.



Obr. 1 – Základní řetězec EMC [1]

První část řetězce se týká zdrojů rušení, jeho charakteru a intenzity. Zdroje rušení lze rozdělit na přírodní a umělé. Přírodním zdrojem je zejména slunce, vesmír a atmosférické procesy. Umělé zdroje jsou zdroje tvořené lidskou činností, tedy elektrické motory, výroba a přenos elektrické energie, sdělovací a radiová zařízení, tepelné a světelné spotřebiče a další.

Prostřední část řetězce je zaměřena na problematiku přenosového prostředí a na vazby, kterými se rušení dostává od zdroje rušení k přijímači rušení.

Třetí část řetězce se zabývá přijímači rušení a klasifikací typů a podrobnou specifikací rušivých účinků na základě analýzy zařízení. Tímto se pak určuje elektromagnetická odolnost daného zařízení.

Problematika elektromagnetické kompatibility je ve skutečnosti mnohem složitější, neboť části systému, případně celý systém, může být současně jak vysílačem, tak přijímačem rušení. V praxi se v EMC neřeší působení jednoho zdroje a jednoho přijímače rušení, ale obvykle se uvažuje působení více systémů navzájem, které se všestranně ovlivňují. V takovémto případě postupujeme tak, že vybereme jeden systém a nejprve ho považujeme za ovlivňující, tedy zdroj rušení, a poté za ovlivňovaný, tedy přijímač, a hodnotíme souhrn těchto působení. Pokud by se nám podařilo odstranit některou z částí základního řetězce, ztratila by elektromagnetická kompatibilita na významu, neboť zařízení by bylo zcela kompatibilní. V praxi se snažíme tomuto stavu co nejvíce přiblížit a hledáme pokud možno nejlepší kompromis.

Celou problematiku EMC můžeme rozdělit na dvě základní skupiny, které jsou naznačené na obrázku *obr. 2*.



Obr. 2 – Základní členění problematiky EMC [1]

- ***Elektromagnetická interference (EMI)***

Jedná se o proces, při kterém se signál ze zdroje rušení přenáší pomocí elektromagnetické vazby. EMI zkoumá hlavně zdroje rušení, měření a popis rušivých signálů. Kompatibility systému se zde dosahuje opatřeními odstraňujícími příčiny rušení již na straně zdroje.

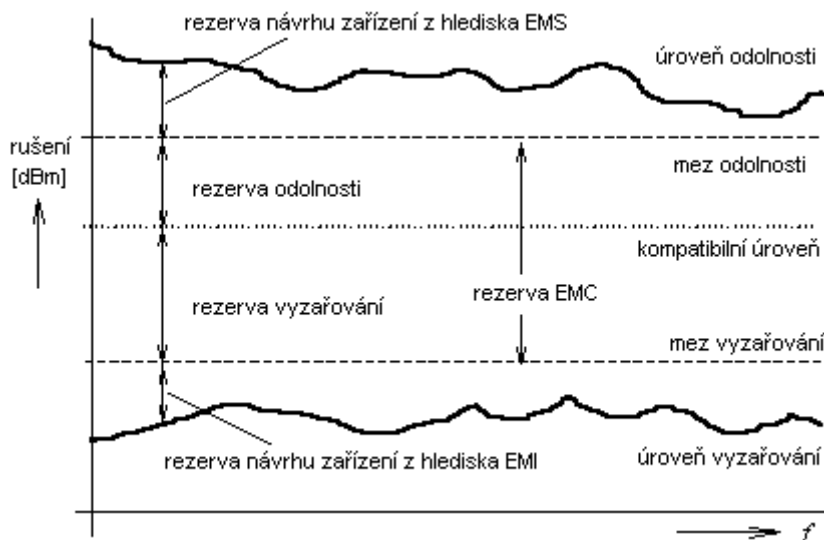
- ***Elektromagnetická susceptibilita (EMS)***

Jedná se o elektromagnetickou odolnost vyjadřující schopnost zařízení pracovat bez poruch i v prostředí s elektromagnetickým rušením. EMS odstraňuje následky rušení pomocí technických prostředků zvyšujících odolnost zařízení proti rušení bez odstranění jeho příčiny.

[1]

1.3 Základní pojmy EMC

Pro každé elektronické zařízení jsou v mezinárodním elektrotechnickém slovníku ČSN IEC 50(161) definovány základní pojmy. Vztah těchto pojmů je vyobrazen na obrázku *obr. 3*.



Obr. 3 – Definice úrovní a mezí vyzařování a odolnosti [2]

Úroveň vyzařování je rušení vygenerované konkrétním zařízením či systémem, měřené předepsaným způsobem v závislosti na kmitočtu. *Mez vyzařování* je maximální normou povolená úroveň vyzařování daného zařízení. Rozdíl těchto úrovní určuje *rezervu návrhu* z hlediska EMI u konkrétního zařízení.

Stejně tak *úroveň odolnosti* je maximální hodnota rušení působícího na zařízení. *Mez odolnosti* je nejnižší úroveň odolnosti, požadovaná normou daného zařízení. Jejich rozdíl nám opět vyjadřuje *rezervu návrhu*, tentokrát z hlediska EMS.

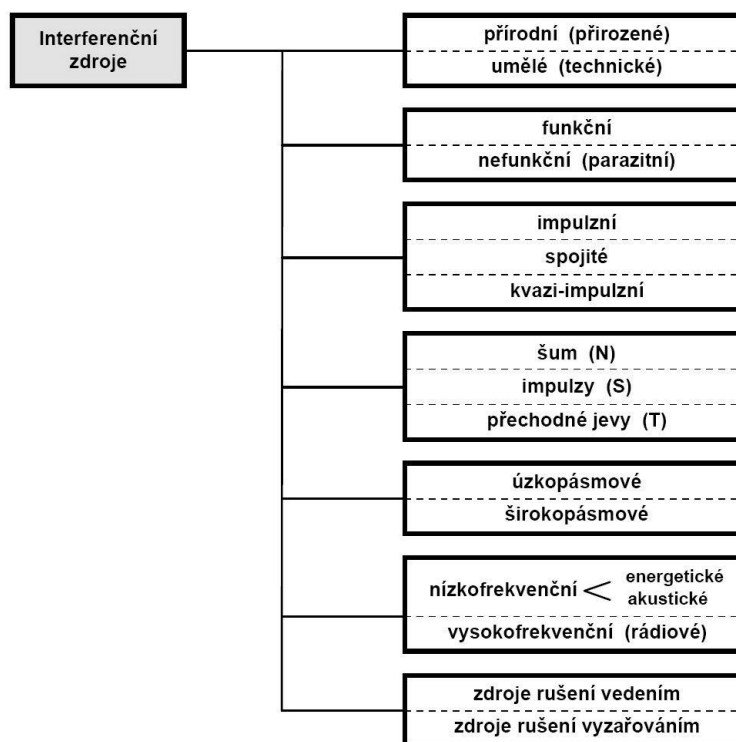
Rozdíl meze odolnosti a vyzařování se nazývá *rezerva EMC*. Uvnitř rezervy EMC se nachází neoptimálnější, takzvaná *kompatibilní úroveň*.

Konkrétní velikost rezerv není nikde předepsána a jejich velikost závisí na výrobci konkrétního zařízení či systému. Většinou se volí neekonomičtější varianta. [1]

2 Zdroje rušivých signálů a vazební mechanismy

2.1 Klasifikace zdrojů rušivých signálů

Na všechny elektrotechnické systémy lze pohlížet jako na zdroje i přijímače elektromagnetického rušení. V praxi se však uvažuje pouze jedna skupina, nazývaná interferenční zdroje rušení. U těchto zdrojů je několikanásobně větší proces generování parazitních signálů, než je jejich příjem. Rušivé zdroje lze rozdělit dle mnoha hledisek. Příklad klasifikace rušení a jeho zdrojů naznačuje následující obrázek *obr. 4*.



Obr. 4 – Klasifikace interferenčních zdrojů [1]

Největší pozornosti se těší umělé interferenční zdroje, takzvané „man made noise“. Přírodní zdroje zde existovaly a existovat i nadále budou. Bereme je tedy jako fakt a pouze se snažíme zmírňovat jejich účinky.

Za funkční zdroje považujeme ty, které jsou základní částí jednoho systému a přitom ovlivňují základní část jiného systému. Nefunkční jsou takové zdroje, které vytvářejí nežádoucí rušivá pole a napětí. Nefunkční zdroje bývají taktéž nazývány parazitními.

Dále lze dělit zdroje podle průběhu v čase a to na spojité, impulzní a kombinaci obojího, tedy kvazi-impulzní.

Časového průběhu se týká také šířka spektra rušivého signálu. Takzvané širokopásmové rušení, produkované zejména průmyslovými rušivými zdroji, má mnohem větší kmitočtové spektrum, než úzkopásmové rušení, produkované kupříkladu radiovými vysílači. Dle složení spektra rušivého signálu, lze rušení dělit na nízkofrekvenční energetické, nízkofrekvenční akustické a vysokofrekvenční. Vysokofrekvenční dosahuje hodnot od 10 kHz do 400 GHz, energetické dosahuje hodnot do 2 kHz a akustické od 2 kHz do 10 kHz.

Šíření rušivého signálu může probíhat buď prostorem, nebo po vedeních. Většinou však jedna z uvedených možností převažuje, tudíž lze hovořit o šíření rušení vedením a šíření rušení vyzařováním. [3]

Poslední, velmi často používané dělení, je podle charakteru rušivého signálu.

- **Šum**

Označovaný N , z anglického „noise“. Jedná se o signál ovlivňující tvar užitečného signálu. Obvykle má periodický charakter.

- **Impulzy**

Označované S , z anglického „spikes“. Mají impulzní charakter, většinou dosahují vysokých hodnot a krátkého trvání. Jedná se převážně o superponované kladné či záporné špičky, způsobené spínacími pochody.

- **Přechodné jevy**

Označované T , z anglického „transients“. Jedná se o náhodné jednorázové signály způsobené změnou zatížení v napájecí síti, hlavně spotřebiči velkého výkonu.

Z výše uvedeného shrnutí je vidět, že klasifikace rušivých signálů je velice obtížná a často nelze provést přesnou klasifikaci rušivého signálu. [1]

2.2 Příklady zdrojů rušení

Dalším možným hlediskem pro rozdělení interferenčních signálů je rozdělení dle jejich vzniku. Dle tohoto hlediska lze dělit zdroje do čtyř skupin.

- ***Průmyslové zdroje rušení***

Jedná se zejména o řízené polovodičové měniče velkých výkonů. Tyto měniče mohou vyprodukovat ze základní harmonické o hodnotě 50 Hz vyšší harmonické, které mohou nabývat hodnot až 30 MHz, čímž silně ruší napájecí síť. Dalším možným původcem tohoto typu rušení jsou nelineární zátěže, kupříkladu usměrňovače v televizních přijímačích. V neposlední řadě sem patří také spínané napájecí zdroje, využívající ke změně napětí změnu frekvence i na hodnoty několika set kHz. Typickým příkladem jsou napájecí zdroje počítačů.

- ***Zdroje napět'ového přepětí***

Tyto zdroje lze dále rozdělit na přírodní a umělé. Nejčastějším přírodním zdrojem je bleskový výboj, který díky své velikosti ohrožuje zařízení do vzdálenosti 4 km. Mezi umělé lze opět zařadit spínaná zařízení a hlavně statickou elektřinu, odborně nazvanou jako lokální elektrostatické výboje (ESD – ElectroStatic Discharge). Tyto výboje i přes svou nízkou energii mohou vyvolat napětí až několik desítek kilovolt, které je smrtelné pro většinu moderních elektronických součástek. Kupříkladu člověk, vlivem nevhodného oblečení a nevhodné podlahové krytiny, může dosáhnout rozdílu napětí vůči zemi až 15 kV.

- ***Zdroje kontinuálního rušení***

Do této kategorie patří zejména televizní, rádiové a radarové vysílače. Signály z těchto zařízení se mohou navázat do kabelových vedení, popřípadě se mohou šířit vyzařováním. Dalším zástupcem zdrojů kontinuálního rušení jsou společné televizní antény STA a celoplošné kabelové rozvody televize. Tato zařízení pracují ve stejném kmitočtovém pásmu jako družicová meteorologická služba, letecké služby či radioamatérská služba a mohou se tak v případě špatného odstínění vzájemně rušit.

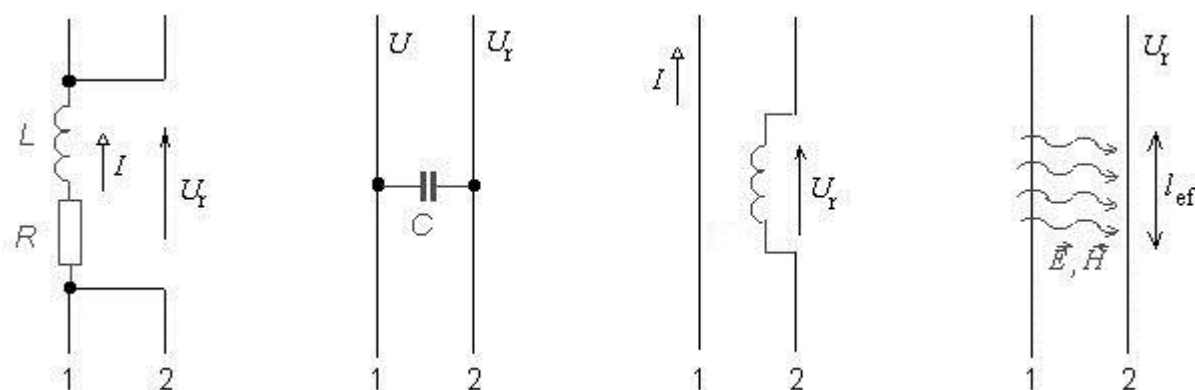
- ***Zvláštní zdroje rušení***

Do této kategorie patří kosmické záření, rušení mimozemského původu a kupříkladu nukleární elektromagnetický impulz (NEMP), vznikající při jaderném výbuchu, který je silně destruktivní na vzdálenost až stovek kilometrů. [3]

2.3 Vazební mechanismy přenosu rušivých signálů

Přenos rušivých signálů od zdroje k přijímači je závislý na způsobu vazby mezi nimi. Vazby lze opět dělit dle několika hledisek. Například dle technické realizace můžeme hovořit a vazebním prostředí tvořeném vzduchem, stínicími materiály, absorpčními materiály, kmitočtovými filtry, napájecími a signálovými kabely, či zemnicími systémy.

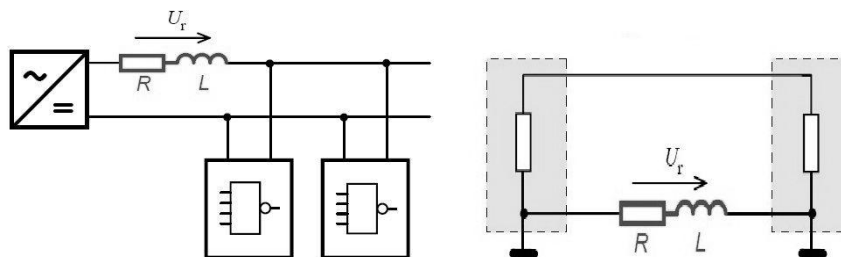
Z hlediska fyzikálního, které je důležitější, lze vazby rozdělit na vazbu galvanickou, kapacitní, induktivní a vazbu elektromagnetickým polem, označovanou také jako vazbu vyzařováním. Základní schéma všech těchto vazeb je znázorněno na obrázku *obr. 5*. První je vazba galvanická, druhá kapacitní, třetí induktivní a čtvrtá je vazba vyzařováním.



Obr. 5 – Základní druhy elektromagnetických vazeb [3]

2.3.1 Galvanická vazba

Bývá také nazývána jako vazba se společnou impedancí. Jedná se o takový typ vazby, kde se proudové smyčky dvou systémů uzavírají přes společnou impedanci, například uvnitřní impedanci napájecího zdroje, či společného zemnicího systému viz *obr. 6*.



Obr. 6 – Galvanická vazba se společnou impedancí v napájecím a zemním vedení [3]

Společná impedance u galvanické vazby má nejčastěji charakter sériového spojení odporu R a cívky L . Společnou impedancí protékají proudy z obou připojených zařízení. Proud tekoucí z jednoho zařízení vyvolává napětí U_r , které je pro druhé zařízení rušivým a naopak proud z druhého zařízení ruší zařízení první. Při nižších kmitočtech má významnější roli odporová část vazby, při vyšších vstupuje do děje induktivní složka. Induktivní složka navíc může tvořit rezonanční obvody, tím pádem může být galvanická vazba na určitých kmitočtech velmi rušivá. Pro minimalizaci účinků galvanické vazby je potřeba:

- Dostatečně dimenzovat zemnicí vodič a zemnicí plochu
- Neslučovat společný vodič u signálových vodičů
- Nevytvářet společné napájecí části
- Vzájemně galvanicky oddělit signálové a výkonové vodiče

2.3.2 Induktivní vazba

V okolí každého obvodu, kterým prochází elektrický proud, vzniká magnetické pole. V závislosti na druhu proudu se může jednat o pole konstantní, nebo proměnné. Ve vodičích nacházejících se poblíž tohoto pole je indukováno napětí, které je přímo úměrné kmitočtu protékajícího proudu. Je-li magnetické pole tvořeno proudem I procházejícím vodičem s kruhovým průřezem, je možné vyjádřit indukované rušivé napětí U_r dle rovnice (1)

$$U_r = -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} * \frac{\Delta I}{\Delta t} \text{ [V]} \quad (1)$$

kde S značí plochu smyčky, ve které dochází k indukci napětí a r je vzdálenost od vodiče. Induktivní vazba je nebezpečná hlavně v situacích, kdy dochází k rychlé změně rušivého proudu. Typickým příkladem jsou atmosférické a elektrostatické výboje, při kterých dosahuje strmost proudových impulzů několik jednotek až stovek kiloampér na mikrosekundu a vzniká tak velmi vysoké rušivé napětí. [1]

Pro eliminaci účinků induktivní vazby je vhodné:

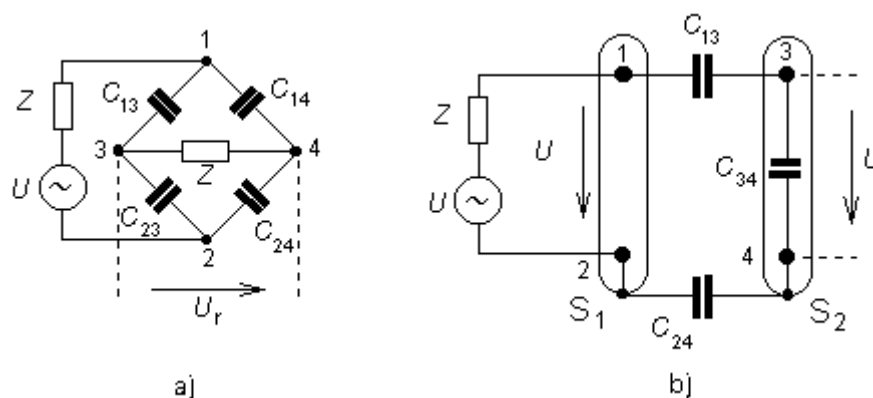
- Minimalizovat délku souběžných vodičů
- Zvětšit vzdálenost vodičů
- Zmenšit velikost proudové smyčky

2.3.3 Kapacitní vazba

Kapacitní vazbu způsobují parazitní kapacity mezi rušeným a rušícím vodičem, případně také mezi jednotlivými částmi obvodů či konstrukce systému. Jedná se vlastně o elektrické pole mezi dvěma vodiči s různým potenciálem, vznikající například při paralelním vedení napájecích a signálových vodičů. Kapacitní vazbu lze rozdělit na tři nejčastěji se vyskytující varianty.

- **Kapacitní vazba galvanicky oddělených obvodů**

Náhradní schéma je znázorněné na následujícím obrázku *obr. 7*.



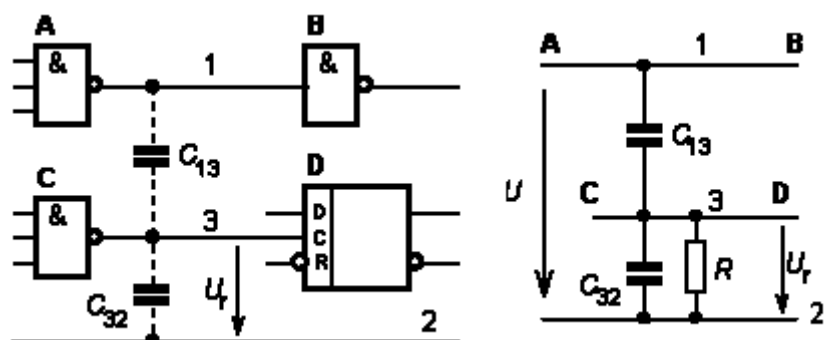
Obr. 7 – Náhradní schéma kapacitní vazby (a) a její eliminace stíněním (b) [3]

Vodiče označené 1 a 2 jsou rušivé, vodiče 3 a 4 pak rušené. Ze schématu dle *obr. 7 a*) je patrné, že rušivé napětí U_r bude nejmenší, bude-li kapacitní můstek v rovnováze, tedy $C_{13}=C_{23}$ a $C_{14}=C_{24}$. Tohoto efektu lze dosáhnout zkroucením obou párů vodičů 1-2 a 3-4. Další možností je použít stínění vodičů viz *obr. 7 b*). Stínění by měla být z dobře vodivého materiálu a většinou jsou galvanicky spojena se vztažným vodičem každého páru vedení. Rušivé napětí pak lze vyjádřit vzorcem (2)

$$U_r = U * \frac{1}{1 + \frac{C_{34}}{C_{13}} + \frac{C_{34}}{C_{24}}} \quad [V] \quad (2)$$

- **Kapacitní vazba mezi obvody se společným vodičem**

Tato vazba je typická pro číslicové obvody. Výskyt této vazby v číslicovém obvodu a její náhradní schéma znázorňuje obrázek *obr. 8*. Společný je vodič číslo 2.



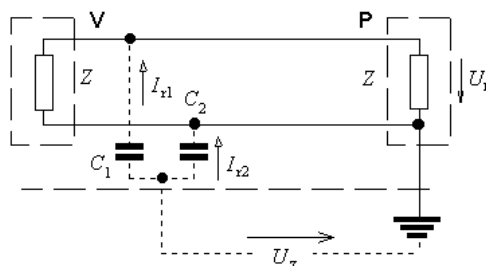
Obr. 8 – Parazitní vazba mezi obvody se společným vodičem [3]

Velikost rušivého napětí roste společně s kmitočtem a lze ji dopočítat podle rovnice (3)

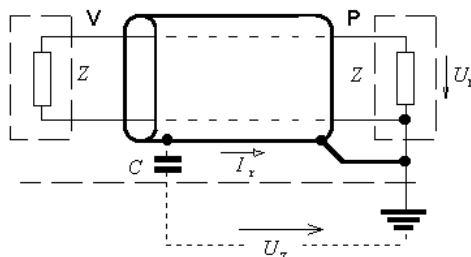
$$U_r = U * \frac{C_{13}}{C_{13} + C_{32}} \text{ [V]} \quad (3)$$

- **Kapacitní vazba vůči zemi**

Tato vazba je způsobená velkou kapacitou vůči zemi. Rušivé zemní napětí U_z se pomocí kapacit C_1 a C_2 přenáší do přijímače P jako rušivé napětí U_r . Omezit tento jev lze pomocí stínění vodičů, kdy rušivý proud I_r neprotéká vodiči, ale uzavírá se skrze stínění. Z důvodu neideální vodivosti stínění však tato ochrana není dokonalá. Zejména na vyšších kmitočtech vzniká na vnitřní impedanci stínění rušivé napětí, které je poté přeneseno do přijímače P . Schéma vazby a její eliminaci lze vidět na obrázcích *obr. 9* a *obr. 10*.



Obr. 9 – Kapacitní vazba vůči zemi [3]



Obr. 10 – Eliminace vazby vůči zemi [3]

2.3.4 Vazba vyzářováním

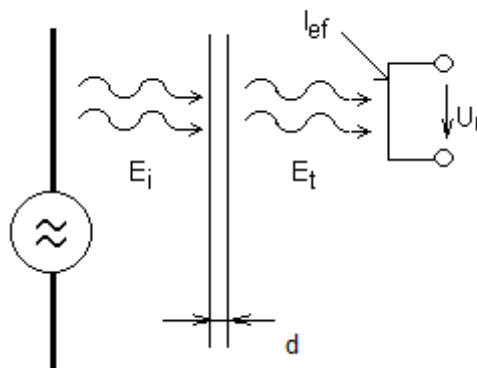
Tento typ vazby je uvažován v případě, kdy je vzdálenost zdroje a přijímače natolik velká, že lze vyloučit induktivní a kapacitní vazbu. Typicky se jedná o rušení blízkými vysílači nebo atmosférickým rušením. Rušení se projevuje hlavně v rádiových přijímačích, kde je zachycováno anténou. Rušivá elektromagnetická vlna indukuje v přijímači rušivé napětí, které ovlivní užitečný signál, či jej někdy zcela překryje. Intenzitu elektrického pole ve vzdálenosti x od vysílače o výkonu P lze vyjádřit jako (4)

$$E_{(x)} = 0,3 * \frac{\sqrt{P}}{x} \text{ [V/m]} \quad (4)$$

a velikost rušivého indukovaného napětí pak jako (5)

$$U_r = E_{(x)} * l_{ef} \text{ [V]} \quad (5)$$

kde l_{ef} je efektivní délka antény, závislá na rozměrech a tvaru antény přijímače a přijímaného kmitočtu. Pro eliminaci elektromagnetického rušení je vhodné použít stínící kryt či přepážku mezi zdrojem a přijímačem rušení viz *obr. 7*. Toto opatření sníží velikost intenzity E_i na velikost E_t pomocí absorpce energie vlny a také pomocí odrazu elektromagnetické vlny. Velikost útlumu vlny je závislá jak na tloušťce d stínícího krytu či přepážky, tak na její permeabilitě, vodivosti, a v neposlední řadě i na kmitočtu vlny.



Obr. 7 – Vliv stínící přepážky [3]

3 Elektromagnetické stínění

Elektromagnetické stínění je základním a nejdůležitějším prvkem EMC. Stínění nám umožňuje zmenšit úroveň rušivého vyzařování na straně zdrojů a zvýšit elektromagnetickou odolnost na straně přijímačů. Technické prostředky, kterými lze tohoto jevu dosáhnout, nazýváme stínící kryty. Stínění lze použít jak k ochraně jednotlivých součástek, tak k ochraně celých elektronických zařízení. Stínění je jedním z nejefektivnějších způsobů docílení elektromagnetické ochrany před rušením kontinuálního a impulzního charakteru.

3.1 Základní charakteristiky stínění

Elektromagnetické stínění je možné charakterizovat koeficientem stínění K_s , který lze definovat vztahem (6)

$$K_s = \frac{E_t}{E_i} \text{ nebo } K_s = \frac{H_t}{H_i} [-] \quad (6)$$

Kde E_t je intenzita elektrického pole, H_t je intenzita magnetického pole v určeném bodě stíněného prostoru a E_i , případně H_i , je intenzita pole dopadajícího na stínící překážku. V praxi se používá spíše logaritmické vyjádření tohoto koeficientu a nazývá se efektivnost (účinnost) stínění, anglicky Shielding Effectiveness, vyjádřené jako (7)

$$SE = 20 * \log \left| \frac{E_i}{E_t} \right| \text{ případně } SE = 20 * \log \left| \frac{H_i}{H_t} \right| [\text{dB}] \quad (7)$$

Dopadá-li na přepážku homogenní vlna a je-li prostředí z obou stran přepážky stejné, jsou stejné i obě definice SE , jelikož elektrické a magnetické pole jsou vzájemně vázány charakteristickou impedancí prostředí, která je stejná.

Účinnost stínění rovinné kovové desky, na kterou kolmo dopadá rovinná elektromagnetická vlna, představuje z hlediska stínění ten nejhorší možný případ. V případech, kdy je stínící přepážka vyrobena z kvalitního kovu s vysokou vodivostí, je prokázáno, že rovinná vlna prochází takovýmto prostředím kolmo k ploše rozhraní a nezáleží na úhlu jejího dopadu. Dalším předpokladem je neomezená velikost stínící přepážky a následné zanedbání okrajových jevů.

Pro určení efektivitivy stínění je potřeba určit složky elektromagnetické vlny pronikající do stíněné oblasti při známé velikosti E_i a H_i . Dále je potřeba znát parametry stínící přepážky, konkrétně permitivitu ε , permeabilitu μ , konduktivitu σ , šířku přepážky d a ještě parametry obklopujícího prostředí ε_0 , μ_0 . Řešení pak vychází z Maxwellových rovnic pro kovové prostředí stínící překážky a pro okolní prostředí. Koeficient stínění pak můžeme odvodit pomocí rovnice (8)

$$K_s = \frac{1}{\cosh \gamma d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{Z_0}{Z_M} + \frac{Z_M}{Z_0} \right) \tanh \gamma d \right]} \quad [-] \quad (8)$$

a účinnost stínění SE je poté vyjádřena jako (9)

$$SE = 20 * \log \left| \frac{(Z_0 + Z_M)^2}{4Z_0Z_M} e^\gamma \left[1 - \left(\frac{Z_0 - Z_M}{Z_0 + Z_M} \right)^2 e^{-2\gamma} \right] \right| \quad [\text{dB}] \quad (9)$$

Z_0 je charakteristická impedance prostředí před a za přepážkou, Z_M je pak impedance vodivého prostředí kovové přepážky. Tyto dvě veličiny lze vyjádřit následujícími vztahy (10)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi = 377\Omega \quad \text{a} \quad Z_M = \sqrt{\frac{j\mu\omega}{\sigma + j\varepsilon\omega}} \quad [\Omega] \quad (10)$$

a vlnové číslo rovinné elektromagnetické vlny γ ve vodivém prostředí stínící překážky lze spočítat jako (11) [4]

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = (1 + j) * \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} = \alpha + j\beta \quad [1/\text{m}] \quad (11)$$

3.2 Účinnost elektromagnetického stínění

Účinnost stínění ve vzdáleném elektromagnetickém poli lze nejlépe vyjádřit vztahem (12), který lépe vyjadřuje fyzikální mechanismy vzniku stínícího efektu

$$SE = R + A + M \quad [\text{dB}] \quad (12)$$

Celková účinnost stínění je vyjádřena jako součet útlumu odrazem R , útlumu absorpcí A , a útlumu vlivem mnohonásobných odrazů M .

3.2.1 Útlum vlivem odrazů

Tento útlum je zapříčiněn vlivem částečného odrazu energie elektromagnetické vlny na rozhraní mezi dielektrikem s impedancí Z_0 , kterým je nejčastěji vzduch, a kovovou přepážkou s impedancí Z_M na vstupní straně do zařízení a taktéž přechodem kov – dielektrikum na výstupní straně ze zařízení. Jeho velikost je možné vyjádřit pomocí vztahu (13) [6]

$$R_1 + R_2 = 20 * \log \left| \frac{Z_0 + Z_M}{2Z_M} * \frac{Z_0 + Z_M}{2Z_0} \right| \text{ [dB]} \quad (13)$$

Jelikož jsou útlumy R_1 na přechodu vzduch – kov a R_2 na přechodu kov – vzduch téměř identické, je možné výše uvedený vzorec zkrátit na tvar (14)

$$R = 20 * \log \left| \frac{(Z_0 + Z_M)^2}{4Z_0Z_M} \right| \text{ [dB]} \quad (14)$$

Pokud je stínění vyrobené z materiálu s vysokou vodivostí, což znamená, že impedance dielektrika Z_0 je mnohonásobně větší než impedance kovové přepážky Z_M , je možné celkový útlum odrazem vyjádřit jako (15)

$$R \approx 20 * \log \left| \frac{Z_0}{4Z_M} \right| \text{ [dB]} \quad (15)$$

a vyjádřit velikost vstupního a výstupního útlumu následovně (16)

$$R_1 \approx 20 * \log \left| \frac{Z_0}{2Z_M} \right| \text{ [dB]} \quad (16)$$

$$R_2 \approx 20 * \log \frac{1}{2} = -6 \text{ [dB]}$$

Z výše uvedeného lze vidět, že největší útlum odrazem vzniká na vstupním rozhraní a pouze nepatrná část vlny projde až k výstupnímu rozhraní. Útlum odrazem tak není závislý na tloušťce stínící přepážky, ale na její vodivosti. Stínící přepážky je tak možné vyrobit z velmi tenkých, avšak vysoce vodivých materiálů. [1]

3.2.2 Útlum absorpcí

Útlum absorpcí je zapříčiněn pohlcením části energie elektromagnetické vlny a její následnou přeměnou na tepelné ztráty během jejího průchodu stínící přepážkou o šířce d . Absorpční útlum A lze vyjádřit vztahem (17)

$$A = 20 * \log|e^{\gamma d}| = 20 * \log e^{\frac{d}{\delta}} \text{ [dB]} \quad (17)$$

Příčemž δ zde označuje hloubku vniku elektromagnetického pole do kovového materiálu a lze ji spočítat podle vztahu (18)

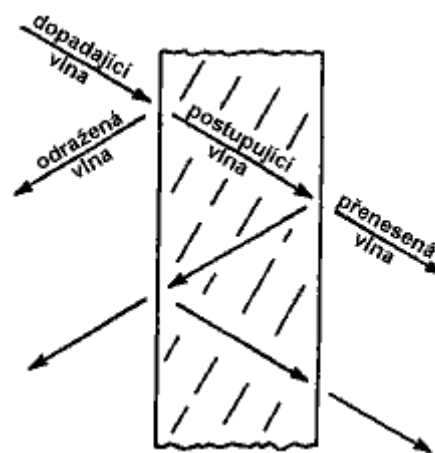
$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \text{ [m]} \quad (18)$$

Po úpravě a dosazení lze útlum absorpcí vyjádřit jako (19) [4]

$$A = 8,69 * \frac{d}{\delta} \text{ [dB]} \quad (19)$$

3.2.3 Útlum vlivem mnohonásobných odrazů

Průchodem elektromagnetické vlny vodivou překážkou dochází na vstupním a výstupním rozhraní k opakovaným odrazům vlny. Pro názornější představu jsou odrazy znázorněny na obrázku *obr. 8*.



Obr. 8 – Mnohonásobné odrazy [4]

Skládání těchto mnohonásobně odražených vln může mít neblahý vliv na celkový útlum přepážky. Velikost útlumu mnohonásobným odrazy M určíme ze vztahu (20) [7]

$$\begin{aligned} M &= 20 * \log \left| 1 - \left(\frac{Z_0 - Z_M}{Z_0 + Z_M} \right)^2 * e^{-2\gamma d} \right| = \\ &= 20 * \log \left| 1 - \left(\frac{Z_0 - Z_M}{Z_0 + Z_M} \right)^2 * e^{-\frac{2d}{\delta}} * e^{-\frac{j2d}{\delta}} \right| \text{ [dB]} \end{aligned} \quad (20)$$

Pokud je stínění tvořené kvalitním kovem a jeho tloušťka d je větší než hloubka vniku δ , vychází M rovné 0 dB a vliv odrazů můžeme zanedbat. Naopak, je-li přepážka příliš tenká a její tloušťka je menší než hloubka vniku, vzniká nám záporný útlum mnohonásobnými odrazy, který nám snižuje celkovou účinnost stínící přepážky. [4]

3.2.4 Celková účinnost stínění

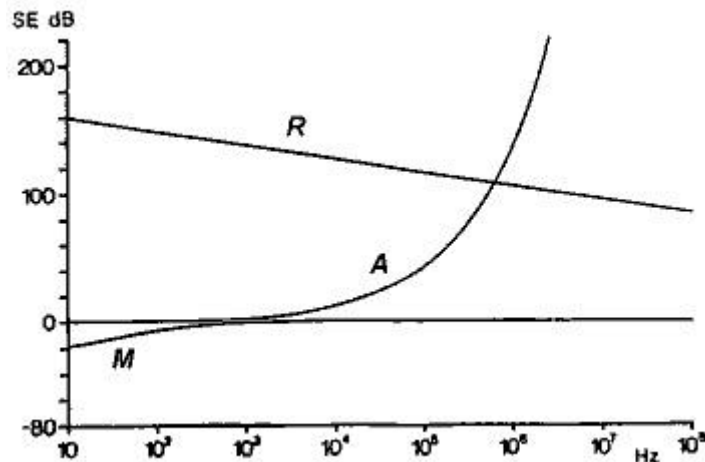
Pro celkovou účinnost SE je nejdůležitější útlum tvořený odrazem a absorpcí. Dosadíme-li do vztahu pro útlum R vyjádření impedancí Z_0 a Z_M , za μ dosadíme $\mu_0 \mu_r$ a za ε dosadíme ε_0 , dostaneme následující tvar (21)

$$R \approx 20 * \log \left(\frac{1}{4} \sqrt{\frac{\sigma}{\omega \mu_r \varepsilon_0}} \right) \text{ [dB]} \quad (21)$$

Z výše uvedeného vztahu je patrné, že útlum odrazem je vysoký na nízkých kmitočtech a pro vysoce vodivé kovy. Jeho hodnota klesá společně s nárůstem frekvence o přibližně 10 dB na dekádu. Nemagnetické materiály, tedy takové, jejichž μ_r odpovídá jedné, mají větší útlum než materiály feromagnetické ($\mu_r > 1$). Naopak absorpční útlum, vyjádřený podle vztahu (22)

$$A = 8,69 * \frac{d}{\delta} = 0,0069 * d * \sqrt{\omega \mu_r \sigma} \text{ [dB]} \quad (22)$$

roste s druhou odmocninou kmitočtu na dB stupnici. Vodivé feromagnetické materiály mají větší útlum než vodivé nemagnetické materiály. Z výše uvedených vztahů je patrné, že útlum odrazem je funkcí σ/μ_r a útlum absorpcí naopak funkcí $\sigma*\mu_r$. Útlum odrazem je tedy dominantní na nižších kmitočtech pro magnetické i nemagnetické materiály. Na vyšších kmitočtech se naopak projevuje absorpční útlum a výrazně převyšuje útlum odrazem. Nárůst absorpčního útlumu je výraznější u kovových magnetických materiálů. Útlum mnohonásobnými odrazy se projevuje pouze na nízkých kmitočtech, kdy je jeho hodnota záporná. Detailnější průběhy útlumů jsou znázorněny na obrázku *obr. 9*.



Obr. 9 – Kmitočtové průběhy jednotlivých složek stínění [4]

3.3 Účinnost stínění v blízké zóně elektromagnetického pole

Všechny výše uvedené analýzy útlumů byly provedeny pro účinky stínění v takzvané „vzdálené zóně“ elektromagnetického pole. V takovéto zóně vykazuje rovinná elektromagnetická vlna ve volném prostoru konstantní charakteristickou impedanci Z_0 . Účinky stínění jsou však odlišné v takzvané blízké zóně, tedy takové, kdy je vzdálenost zdroje elektromagnetické vlny od stínící přepážky menší než vlnová délka vlny λ , respektive je-li vzdálenost menší než $\lambda/2\pi$. Za takovéto situace nám vzniká prostorově omezené kvazistatické pole, a to buď pole elektrické, nebo pole magnetické.

3.3.1 Blízké elektrické pole

Charakteristická impedance pro blízké pole elementárního elektrického dipólu má následující tvar (23)

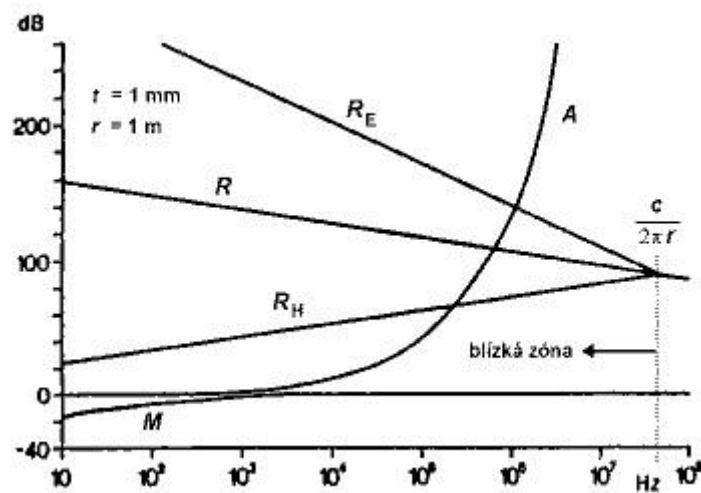
$$Z_{0E} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0 r} = Z_0 * \frac{\lambda}{2\pi r} > Z_0 [\Omega] \quad (23)$$

Její hodnota je větší než hodnota impedance rovinné homogenní vlny Z_0 . Elektrický dipól lze proto označit jako vysoko-impedanční zdroj elektromagnetického pole. Absorpční útlum není závislý na typu zdroje, a proto ho lze vypočítat podle stejného vztahu jako u vzdáleného pole. Pro určení útlumu odrazem použijeme také stejný vztah jako pro vzdálené pole, jen do

něj dosadíme nově vyjádřenou impedanci Z_{0E} . Po provedení úprav získáme následující vztah (24) pro výpočet útlumu odrazem elektrické vlny

$$R_E \approx 268 + 10 * \log \frac{\sigma}{\mu_r \omega^3 r^2} \text{ [dB]} \quad (24)$$

Průběh R_E pro měděnou stínící desku a pro různé vzdálenosti od zdroje lze vidět na obrázku *obr. 10*. Na vyšších kmitočtech přechází hodnota útlumu R_E asymptoticky na útlum odrazem rovinné elektromagnetické vlny. Účinnost stínění elektrického pole je na nižších kmitočtech účinnější než stínění rovinné vlny. Účinnost R_E také vzrůstá společně se zmenšující se vzdáleností zdroje elektrického pole od stínící přepážky. Je také větší pro nemagnetické materiály.



Obr. 10 – Průběh složek stínění blízkého elektromagnetického pole [4]

3.3.2 Blízké magnetické pole

Blízké pole magnetického dipólu lze označit jako nízko-impedanční. Charakteristická impedance má tvar (25)

$$Z_{0H} = -j\omega\mu_0 r = Z_0 * \frac{2\pi r}{\lambda} < Z_0 \text{ [\Omega]} \quad (25)$$

přičemž r je vzdálenost mezi zdrojem vlnění a stínící přepážkou. V blízké zóně je hodnota impedance Z_{0H} mnohonásobně menší než impedance rovinné vlny Z_0 . Absorpční útlum je tedy stejný, jako v případě rovinné homogenní vlny. Útlum odrazem R_H je opět znázorněn na obrázku *obr. 10* a lze ho vypočíst ze vztahu (26)

$$R_H \approx -71 + 10 * \log \frac{\omega \sigma r^2}{\mu_r} \text{ [dB]} \quad (26)$$

3.4 Vliv otvorů a netěsností na účinnost stínění

Jelikož musí stínící kryt plnit kromě stínění i další technické a konstrukční požadavky, obsahuje velmi často mnoho nehomogenit, netěsností a otvorů. Tyto prvky se zde vyskytují hlavně z důvodu chlazení a větrání zařízení, složitosti konstrukce a případně i kvůli možnosti dané technické zařízení rozebrat a opravit. V běžné praxi lze všechny tyto prvky rozdělit na tři druhy, a to na

- **Otvory, štěrbiny**

Patří sem zejména průzory, chladicí otvory, otvory pro připojení vodičů a také ovládací prvky zařízení.

- **Špatně vodivé části stínění**

Jsou to převážně vysokoimpedanční části stínění, zejména vodivě nedokonalá spojení jednotlivých částí konstrukce stínění, či případné špatně vodivé průhledné plochy.

- **Vnější přívodní a přípojná vedení**

Do této skupiny patří veškeré připojené vodiče, přes něž se může rušení přenášet do vnitřní části stíněného prostoru.

Největší vliv na stínění z výše uvedeného mají otvory. I malý kruhový otvor o poloměru a , umístěn v tenké stínící přepážce, na kterou dopadá rovinná elektromagnetická vlna, se vzhledem ke stíněnému prostoru chová jako anténa. Výkonový zisk takovéto antény se značí G a účinnost takovéhoho stínícího krytu můžeme vyjádřit vztahem (27)

$$SE = 10 * \log \frac{P_i}{P_t} = 10 * \log \frac{1}{G} = 20 * \log \frac{\lambda}{2\pi a} = 20 * \log \frac{c}{2\pi a f} \quad [\text{dB}] \quad (27)$$

Kde P_i je dopadající výkon na přepážku a P_t je výkon procházející do stíněného prostoru. Běžně však stínící kryt obsahuje více než jeden otvor. Pro případ, kdy kryt obsahuje n stejných kruhových otvorů lze rovnici (27) upravit na tvar, respektující počet otvorů n na (28)

$$SE = 20 * \log \frac{\lambda}{2\pi a \sqrt{n}} = 20 * \log \frac{c}{2\pi a f \sqrt{n}} \quad [\text{dB}] \quad (28)$$

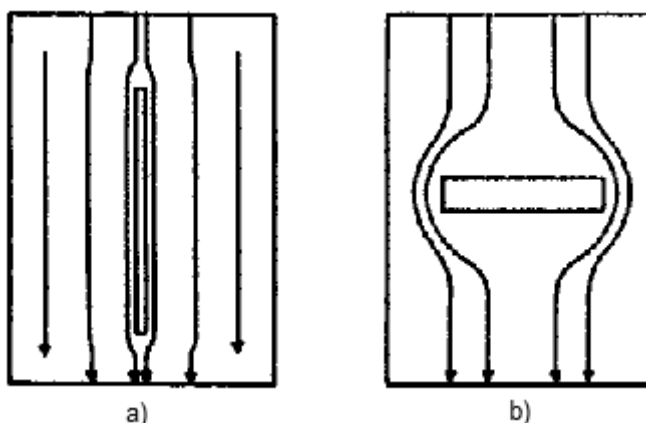
V případě, že je stínící přepážka příliš tlustá vzhledem k průměru otvoru, čili šířka $d > 2a$, jedná se o přenos dutým kovovým vlnovodem o délce d . Je-li vlnová délka signálu λ větší než $3,41 * a$, jedná se takzvaný podkritický vlnovod, pracující v pásmu nepropustnosti. Měrný útlum tohoto vlnovodu lze vyjádřit jako (29) [1]

$$\alpha = 8,686 * \frac{2\pi}{3,41a} * \sqrt{1 - \left(\frac{3,41a}{\lambda}\right)^2} \approx 8,686 * \frac{2\pi}{3,41a} \approx \frac{16}{a} \text{ [dB/m]} \quad (29)$$

a účinnost takto tlusté stínící přepážky lze určit jako (30)

$$SE = \frac{54,6d}{3,41a} * \sqrt{1 - \left(\frac{3,41a}{\lambda}\right)^2} \approx \frac{16d}{a} \text{ [dB]} \quad (30)$$

Podobný rozbor účinnosti stínění můžeme provést i pro obdélníkové otvory. Tyto otvory, zejména při větších tloušťkách stínícího krytu, se chovají jako štěrbinové antény. Tyto antény pak podle své orientace vůči proudům tekoucím po stínící přepážce, či vzhledem k natočení vůči dopadající elektromagnetické vlně, mohou intenzivně vyzařovat do stíněného prostoru. Příklad nejlepší a nejhorší možné orientace štěrbin lze vidět na obrázku *obr. 11*.



Obr. 11 – Orientace nevyzařující (a) a vyzařující (b) štěrbin [5]

Jelikož v praxi většinou neznáme směr dopadající vlny, je třeba uvažovat vždy ten nejhorší možný případ, tedy ten na obrázku *obr. 11 b*). Účinnost stínícího krytu obsahujícího obdélníkovou štěrbinu můžeme vyjádřit jako útlum odrazem R_s a absorpcí A_s vztahem (31)

$$SE = R_s + A_s = 20 * \log \frac{\lambda}{2l} + 27,2 \frac{d}{l} = 20 * \log \frac{c\lambda}{2l} + 27,2 \frac{d}{l} \text{ [dB]} \quad (31)$$

Absorpční útlum obdélníkového vlnovodu je nutné uvažovat jen v případech, kdy je tloušťka stínící přepážky d větší než délka štěrbinového vlnovodu l a kmitočet dopadající vlny je o mnoho menší než $c/2 * l$.

Pomocí podkritických vlnovodů se vyrábí průchody a otvory pro kabely, otvory pro mechanické ovládací prvky a otvory pro odvětrávání a chlazení. [1]

4 Měření rušivých signálů

Měření rušivých signálů je nejdůležitější částí EMC, jelikož pomocí měření můžeme prakticky ověřit dosažené stupně EMC testovaného zařízení. Je velice obtížné dosáhnout absolutní elektromagnetické kompatibility daného zařízení, a proto je nutné určit a pomocí měření ověřit dodržení maximálních přípustných hodnot rušivých signálů.

Jelikož jsou měřená zařízení, stejně tak jako jejich pracovní podmínky, různorodá, je nutné, aby všechny výsledky testování byly reprodukovatelné a vzájemně porovnatelné. Z tohoto důvodu jsou všechny použité metody, podmínky a postupy, stejně tak jako specifikace a nastavení měřicích přístrojů, specifikovány mezinárodními normami a regulačními předpisy. Samotná metodika měření rušivých signálů je závislá na způsobu jejich šíření, které může probíhat třemi způsoby:

- **Přenos vedením**

Jedná se například o napájecí či datové vedení měřeného zařízení. Veličiny, které nám zde charakterizují elektromagnetické rušení, jsou rušivé napětí U_r a rušivý proud I_r .

- **Přenos vazbou**

Může se jednat o vazbu elektrickou, nebo magnetickou. Parazitní vazba je charakterizována intenzitou rušivého elektrického pole E_r , případně magnetického pole H_r .

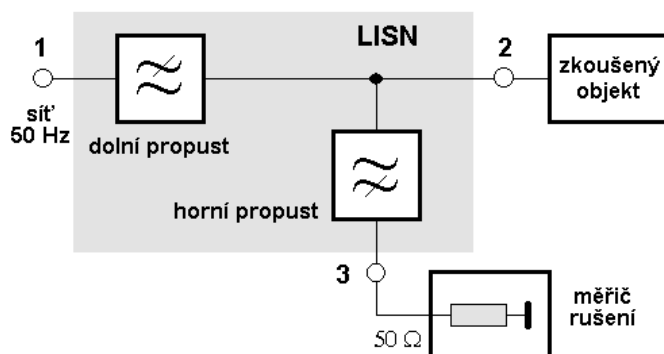
- **Přenos vyzařováním**

Tento přenos se uplatňuje převážně na vyšších kmitočtech a je opět charakterizován intenzitou rušivého elektrického a magnetického pole.

Základním přístrojem, kterým je elektromagnetické rušení měřeno, je měřič rušení, skládající se ze selektivního mikrovoltmetru, spektrálního analyzátoru a speciálního měřicího přijímače. Požadovaná měřená veličina je nejprve vhodným snímacím senzorem převedena na napětí, které je následně změřeno měřičem rušení. Mezi základní používané typy snímacích senzorů patří umělá síť, napěťová sonda, proudová sonda, absorpční kleště a různé typy měřicích antén. Pro správné měření rušení je kromě speciálního přístrojového vybavení nutné zajistit správné uspořádání a prostorové řešení měřicího pracoviště a jeho odstínění od případného rušení z okolí. [5]

4.1 Měření s umělou sítí

Umělá síť, často též označovaná jako umělá zátěž vedení LISN (Line Impedance Stabilizing Network), se používá k měření rušení vstupujícího do zařízení skrze napájecí vedení. Blokové schéma umělé sítě je na obrázku *obr. 12*.



Obr. 12 – Blokové schéma umělé sítě [5]

Umělá síť nám umožňuje připojení měřicího zařízení a proměření celého rozsahu měřených kmitočtů pomocí horní propusti, nejčastěji tvořené pomocí oddělovacího kondenzátoru. Dále nám umělá síť zabraňuje šíření rušení z napájecí sítě pomocí dolní propusti. Ta je nejčastěji tvořena LC článkem. LISN nám také zajišťuje impedanční přizpůsobení měřicího přijímače a zkoušeného objektu. Hodnoty těchto impedancí podle normy ČSN EN 55016-1-1 jsou uvedeny v tabulce *tab. 2*.

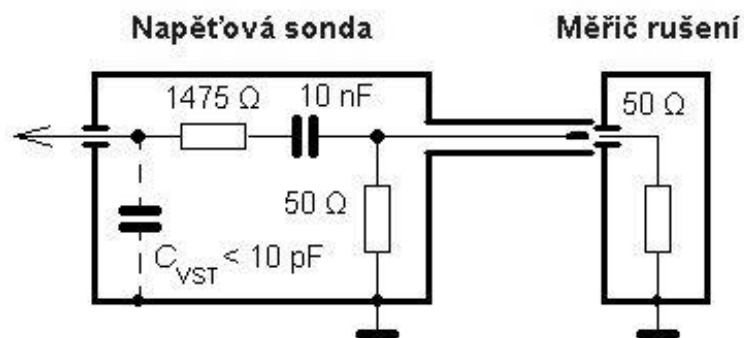
50 Ω/50 μH + 5 Ω pro 9 kHz až 30 MHz (nízkonapěťové napájecí sítě)
50 Ω/50 μH pro 0,15 MHz až 30 MHz (průmyslové napájecí sítě)
50 Ω /5 μH + 1 Ω pro 0,15 MHz až 100 MHz (palubní napájecí sítě)
150 Ω pro 150 kHz až 30 MHz (klasické napájecí sítě)

Tab. 2 – Hodnoty impedancí podle normy ČSN EN 55016-1-1 [5]

Velmi často se při měření pomocí umělé sítě používá i takzvaná umělá ruka. Jedná se o nezávislý obvod simulující držení měřeného spotřebiče v lidské ruce. Místo, kde se lidská ruka dotýká měřeného přístroje, se ovine vodivou fólií a přes RC článek se spojí se zemí měřicího systému.

4.2 Měření s napěťovou sondou

Používá se pro měření rušivého napětí mimo napájecí svorky zkoušeného zařízení a v případech, kdy nelze použít umělou síť. Pomocí napěťové sondy lze přímo měřit zkoumané zařízení v požadovaném bodě, proto je vhodná hlavně v laboratorních a diagnostických měřeních při vývoji daného zařízení. Vzhledem k vysoké vstupní impedanci je napěťová sonda nepostradatelným pomocníkem při zkoušení vysokoimpedančních obvodů. Příklad zapojení napěťové sondy je na obrázku *obr. 13*.



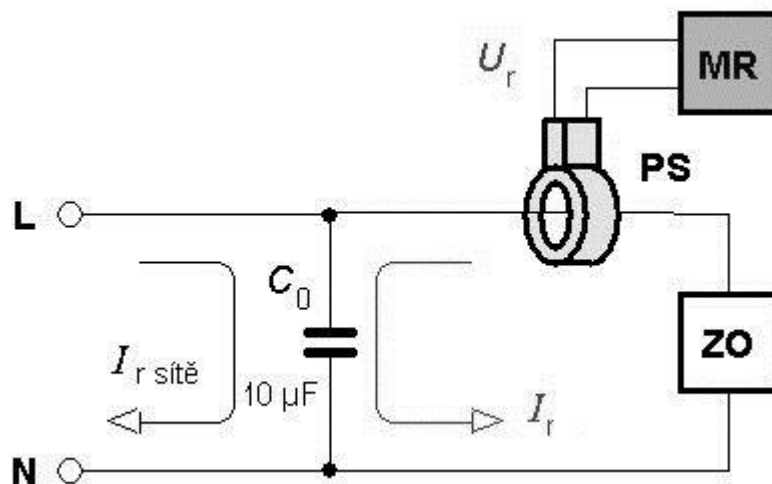
Obr. 13 – Příklad zapojení napěťové sondy [5]

Napěťová sonda je vlastně kapacitně vázaný odporový dělič napětí. Důležitým parametrem je maximální vstupní provozní napětí, jež lze sondou měřit. Tomuto napětí musí odpovídat vnitřní součástky sondy a její celková konstrukce a izolace. Většina sond je dnes vyráběna na vstupní napětí 250 voltů efektivních.

Jelikož sonda uvedená na obrázku *obr. 13* obsahuje poměrně malý vstupní odpor, je vhodná na měření vyšších rušivých napětí v obvodech s nízkou impedancí. Pro měření nízkých hodnot rušivého napětí ve vysokoimpedančních obvodech je potřeba vysokého vstupního odporu a nízké vstupní kapacity. Pro takovéto případy je vhodné použít aktivní napěťovou sondu, která na vstupu obsahuje plem řízený tranzistor FET. Takováto sonda již umožňuje velký napěťový zisk, široké kmitočtové pásmo i několik set megahertz a vysoký vstupní odpor v řádech desítek megaohmů. [5]

4.3 Měření s proudovou sondou

Pomocí proudové sondy lze měřit rušivý elektrický proud protékající vodičem i bez přerušení daného vodiče. Sonda funguje podobně jako proudový transformátor. Proudová sonda obepíná vodič, v němž chceme měřit proud. Tento vodič nám vytváří jednozávitové primární vinutí transformátoru. Sekundární vinutí vytváří toroidní tvar samotné sondy. Protékající proud I_r nám přes proudový transformátor vyvolá napětí U_r , které následně měříme měřicím rušení MR . Kondenzátor C_0 v obvodu nám uzavírá vysokofrekvenční rušivý proud a také odděluje zkoumaný objekt ZO od rušení z napájecí sítě. Kondenzátor má tedy podobný význam jako horní a dolní propust u umělé sítě. Typické schéma zapojení obvodu pro měření proudovou sondou je na obrázku *obr 14*.



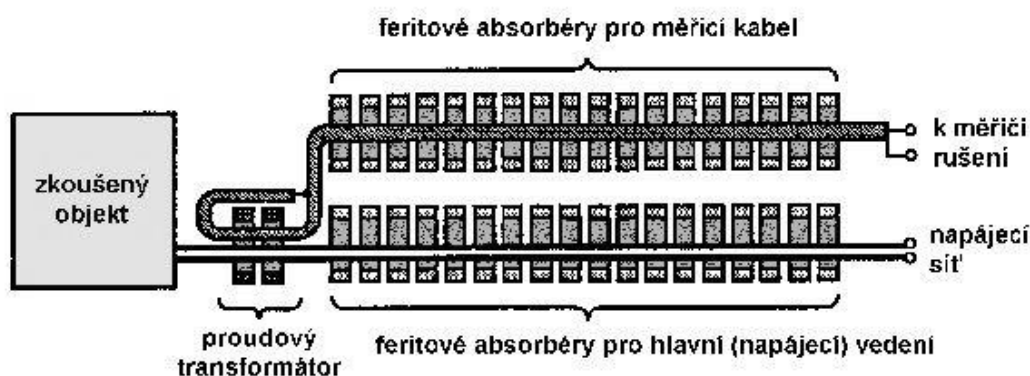
Obr. 14 – Měření rušivého proudu proudovou sondou [5]

Základní parametr takovéto sondy je přenosová admitance, která je vyjádřena pomocí vztahu $Y_T = I_r / U_r$ a její jednotka je [dB/Ω]. Hodnota této admitance je závislá na kmitočtu. Nejnižší pracovní kmitočet sondy je tak určen poklesem její citlivosti pod přípustnou mez. Zvýšení citlivosti lze provést zvýšením počtu závitů a použitím toroidního jádra z materiálu o vysoké permeabilitě. Maximální kmitočet sondy nám určuje rezonance její vlastní indukčnosti a parazitní kapacity vinutí transformátoru. Běžně vyráběné proudové sondy lze používat do kmitočtu 100 MHz, speciální i do hodnoty 1000 MHz. [5]

4.4 Měření s absorpčními kleštěmi

Absorpční kleště jsou kombinací širokopásmové vysokofrekvenční proudové sondy a feritového absorbéru, který zde funguje jako přizpůsobená zátěž. Lze je použít pro měření výkonu rušivého signálu ve frekvenčním pásmu od 30 MHz do 1000 MHz, který je vyzářen pomocí připojených vodičů ke zkoušenému zařízení.

Obvyklá konstrukce zahrnuje proudovou sondu, známou z předešlé podkapitoly, a feritový absorbér, který je tvořen šedesáti feritovými kroužky. Tyto kroužky jsou umístěné kolem zkoušeného i měřicího kabelu. Kroužky kolem zkoušeného kabelu zde plní funkci širokopásmového absorbéru výkonu rušivého signálu a také jako stabilizátor vysokofrekvenční impedance kabelu. Soustava kroužků okolo měřicího kabelu nám omezuje případný vysokofrekvenční parazitní proud tekoucí povrchem vodiče do měřiče rušení. Možné zapojení kleští je na obrázku *obr. 15*.



Obr. 15 – Zapojení absorpčních kleští [5]

4.5 Měření pomocí antén

Měření vyzařovaných rušivých signálů do prostoru na kmitočtu od 9 kHz výše lze realizovat pomocí různých druhů měřicích antén. Použití vhodné antény je závislé na kmitočtu rušivého elektromagnetického pole. Přehled antén je uveden v tabulce *tab. 3*.

Druh antény	Rozsah kmitočtů	Měří složku
rámová (smyčková) anténa	9 kHz - 30 MHz	H
prutová anténa (monopól)	9 kHz - 30 MHz	E
symetrické (laděné) dipóly	30 MHz - 1000 MHz	E
Bikónická anténa	20 MHz - 300 MHz	E
logaritmicko-periodická anténa	200 MHz - 3000 MHz	E
kónicko-logaritmická anténa	200 MHz - 3000 MHz	E
složená širokopásmová anténa	30 MHz - 2000 MHz	E
trychtýřové antény	1 GHz - 40 GHz	E, H

Tab. 3 – Přehled měřicích antén [5]

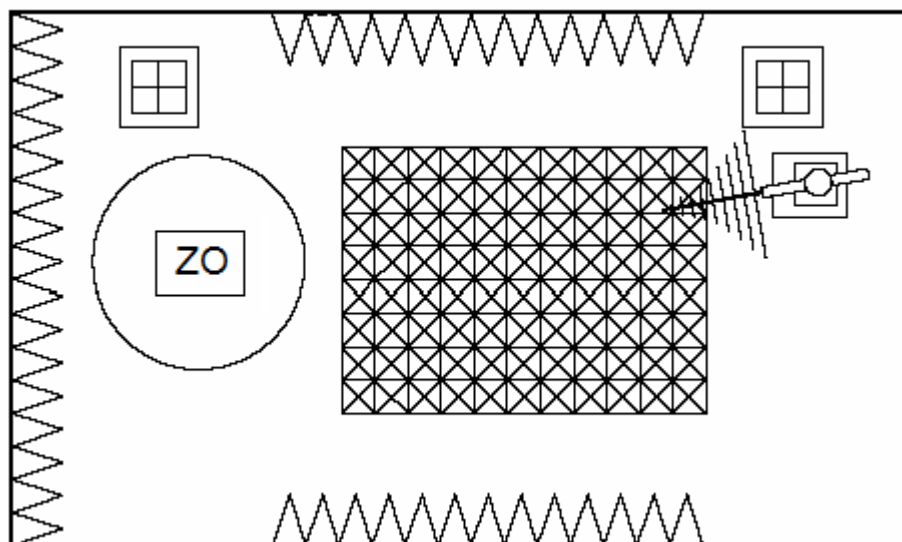
Na kmitočtech do 150 kHz je většina jevů zapříčiněna magnetickou složkou pole. Pro měření magnetického pole H se používají *rámové antény* do velikosti 60 x 60 cm. Stejně antény lze použít pro měření do kmitočtu 30 MHz. Rušivé elektrické pole E se na tomto kmitočtu měří většinou *prutovou anténou* o délce jednoho metru.

Pro přesnější měření intenzity elektrického pole E od 30 MHz výše lze použít symetrický dipól malých rozměrů, který navíc umožňuje určení směru měřeného pole a průběh jeho siločar. Dále je také možné použít symetrický půlvlnný dipól, který je hojně využíván jako kalibrační anténa. Nevýhodou však je pracnější nastavení délky jeho ramen na měřený kmitočet a nutnost použití symetrizačního obvodu.

Na měření ještě vyšších kmitočtů lze použít bikónické, logaritmicko-periodické, kónicko-logaritmické a složené širokopásmové antény. Tyto antény jsou většinou tvořeny kombinací výše uvedených typů. Pro měření v pásmu gigahertzů se používají trychtýřové antény. Měření pomocí antén je vhodné provádět ve stíněné bezodrazové komoře, aby se zamezilo rušení zvenčí a mnohonásobným odrazům. [5]

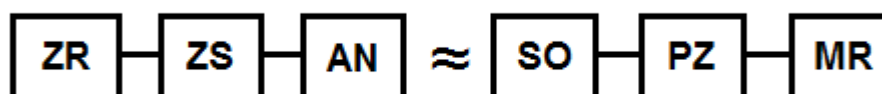
5 Popis měřicího pracoviště

Všechna měření probíhala ve stíněné bezodrazové komoře. Důvodem bylo zabránění rušení z venkovního prostoru a eliminace odrazu elektromagnetických vln od stěn. Komoře je od firmy Frankonia a její rozměry jsou 8,84 m na délku, 4,95 m na šířku a 5,75 m na výšku. V komoře je možné měřit na kmitočtech od 10 kHz do 18 GHz. Homogenitu pole v komoře nám zajišťují destičkové a pyramidové absorbéry, umístěné na stěnách, na stropě, a v prostoru mezi zdrojem a přijímačem rušení i na podlaze. Feritové destičkové absorbéry jsou typu Frankosorb F006 a pyramidové absorbéry, tvořené tenkou vodivou fólií nanesenou na polystyrenovou kostru, jsou typu Frankosorb H450. Schematický náčrt komory je na obrázku *obr. 16*.



Obr. 16 – Schematický náčrt stíněné komory [8]

Měřicí obvod se skládá z vysílací a přijímací části. Vysílací část je tvořena anténou vysílající rušivý signál, která je přes zesilovač napojena na zdroj rušení. Přijímací část je složena ze sondy pole, která je přes předzesilovač připojena k měřicímu rušení. Blokové schéma měřicího obvodu je na obrázku *obr. 17*.

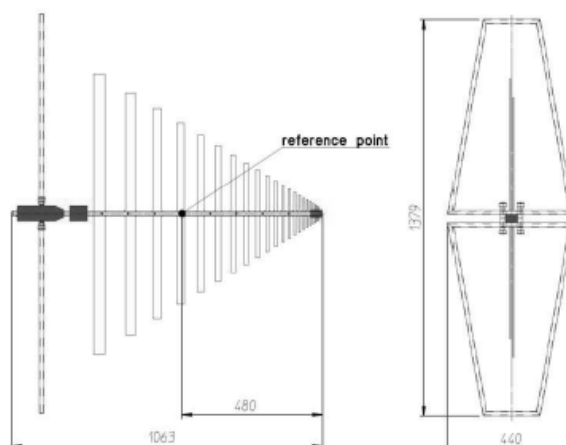


Obr. 17 – Blokové schéma měřicího obvodu

ZR zde představuje zdroj rušení, ZS je zesilovač, AN je anténa vysílající rušivé vlnění. SO je sonda pole přijímající rušivé vlnění, PZ je předzesilovač měřící sondy a MR reprezentuje měřič rušení.

- **Vysílací anténa**

Vysílací anténa je typu BTA-M od firmy Frankonia. Jedná se o širokopásmovou bikónicko-logaritmickou anténu. Nákres antény je na obrázku *obr. 18* a základní parametry jsou v tabulce *tab. 4*.



Obr. 18 – Anténa BTA-M [9]

Frekvenční rozsah	30 MHz – 3000 MHz
Max. vstupní výkon	1000 W
Impedance	50 Ω

Tab. 4 – Základní parametry antény BTA-M [9]

- **Zdroj a zároveň měřič rušení**

Jako zdroj a zároveň měřič rušení byl použit spektrální analyzátor Agilent HP E4411B ESA-L. Jeho základní parametry jsou uvedeny v tabulce *tab. 5*.

Frekvenční rozsah	9 kHz – 1500 MHz
Max. vstupní výkon	30 dBm
Výstupní výkon	-70 dBm – 0 dBm
Impedance	50 Ω

Tab. 5 – Základní parametry analyzátoru Agilent HP E4411B [10]

- **Zesilovač**

Použitým zesilovačem byl Agilent HP 8447F. Jedná se o předzesilovač 8447D a výkonový zesilovač 8447E v jednom. Parametry uvádí tabulka *tab. 6*.

Frekvenční rozsah	9kHz – 1300 MHz
Max. vstupní výkon	0 dBm
Zisk	25 dB
Impedance	50Ω

Tab. 6 – Základní parametry zesilovače Agilent HP 8447F [11]

- **Předzesilovač sondy pole**

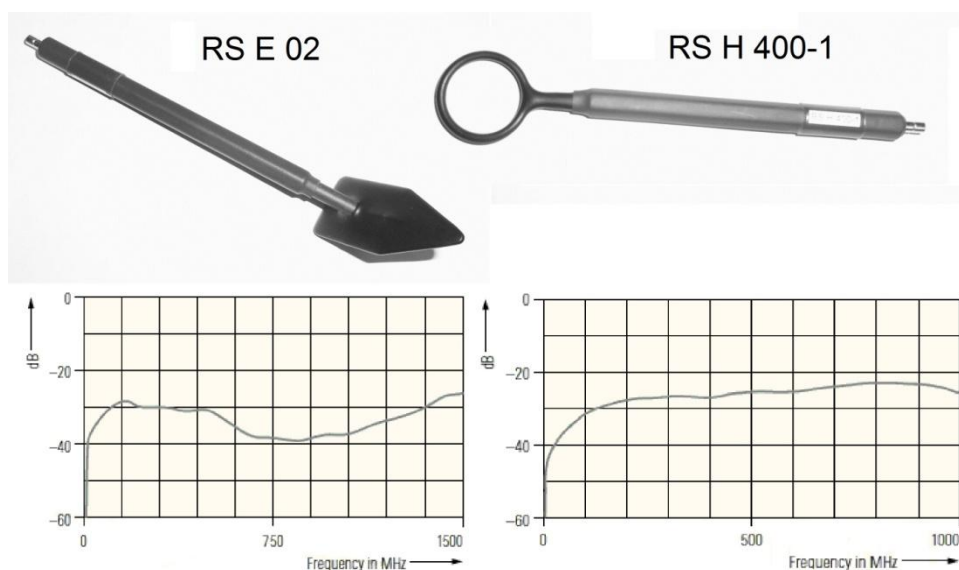
Jako předzesilovač posloužil Rohde&Schwarz HZ-16. Jeho základní parametry jsou uvedeny v tabulce *tab. 7*.

Frekvenční rozsah	100 kHz – 3 GHz
Zisk	20 dB
Šumové číslo	4,5 dB
Max. vstupní výkon	13 dBm

Tab. 7 – Základní parametry předzesilovače R&S HZ-16 [12]

- **Sondy pole**

Sondy pole byly ze setu HZ-15 od firmy Rohde&Schwarz. Konkrétně byla použita sonda elektrického pole RS E 02 a sonda magnetického pole RS H 400-1, která je díky svému většímu průměru (cca 2,5 cm) velice citlivá. Přijímací charakteristiky jsou na obrázku *obr. 19*.

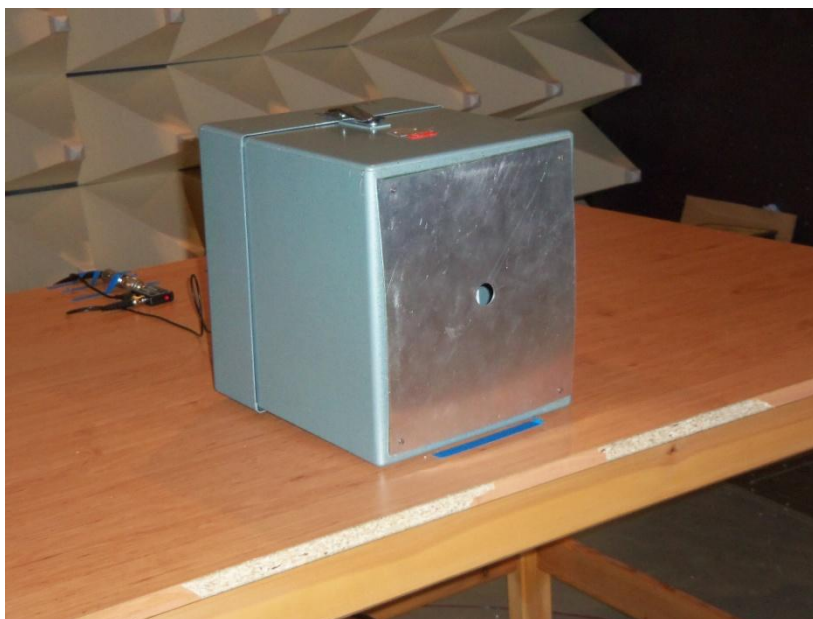


Obr. 19 – Vzhled a přijímací charakteristiky sondy pole [12]

6 Měření účinnosti stínění vybraných vzorků

Samotné měření a ověřování účinnosti stínění bylo prováděno na starém přístrojovém krytu o rozměrech 243 mm x 280 mm x 295 mm. Kryt byl pro potřeby měření náležitě upraven a to tak, že byla odříznuta jedna jeho stěna. Tato stěna byla v průběhu měření nahrazována jinými deskami z různých materiálů s různým druhem nehomogenit, otvorů a štěrbin.

Deska byla použita buď měděná, nebo hliníková. Tloušťka desek byla 1 mm a desky byly plné bez otvorů, dále s podélnými štěrbinami a nakonec s kruhovými otvory. Kruhové otvory měly průměr 1 cm a 2 cm. Délka štěrbin byla 10 cm a 20 cm. Pro dokonale vodivé spojení desek s původním krytem byla použita speciální stínící páska. Jedno z možných uspořádání je zobrazeno na obrázku *obr. 20*, další ukázky lze nalézt v *příloze A*.



Obr. 20 – Přístrojový kryt s hliníkovou deskou s otvorem o průměru 2 cm

Dále bylo vhodné zjistit si kritickou frekvenci pro každý otvor a štěrbinu. Pro otvor ji lze odvodit ze vztahu (32)

$$f = \frac{c}{4\pi a} \text{ [Hz]} \quad (32)$$

Ze vztahu (32) lze tedy dopočítat kritickou frekvenci pro otvor o průměru 1 cm, která je 4,775 GHz. Pro otvor o průměru 2 cm je kritická frekvence 2,387 GHz.

Podobně určíme i kritickou frekvenci pro štěrbinu. K výpočtu použijeme vzorec (33)

$$f = \frac{c}{2l} \text{ [Hz]} \quad (33)$$

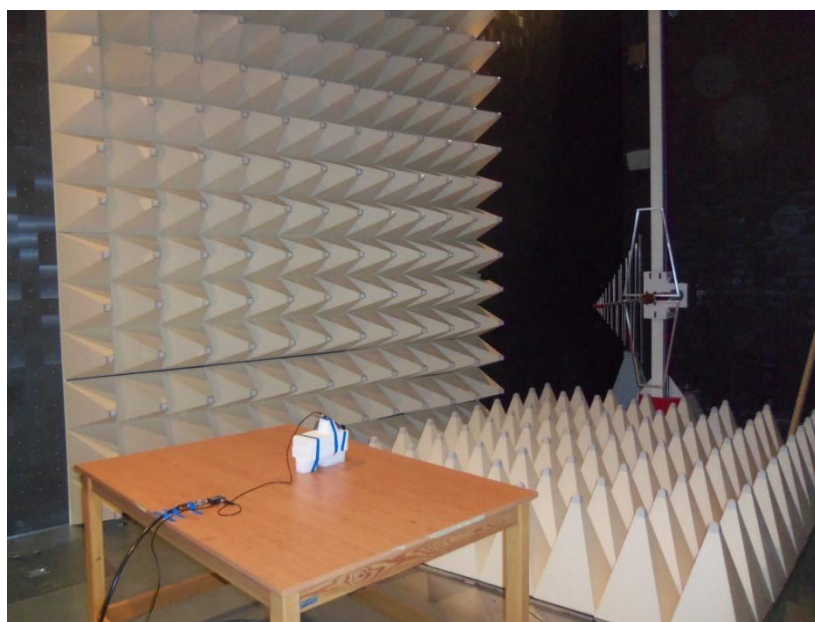
a zjistíme, že kritická frekvence pro štěrbinu dlouhou 10 cm a širokou 5 mm je 1,5 GHz, pro štěrbinu dlouhou 20 cm a širokou 5 mm je 750 MHz. Nad těmito frekvencemi se již výrazně zhoršuje účinnost stínění.

Měření probíhalo v rozsahu frekvencí od 30 MHz do 1200 MHz. Vzdálenost vysílací antény od zkoušeného objektu byla 3 m. Vysílaný výkon byl -3 dBm a měření probíhalo s horizontální a poté i s vertikální polarizací. Výše uvedené kritické frekvence tedy nebyly, s výjimkou desky s 20 cm štěrbinou, překročeny.

Měření probíhalo pomocí sond blízkého pole. Tento měřicí postup ještě nebyl ve školní laboratoři zkoušen, a proto je svým způsobem nový. Sondy byly použity dvě. Jedna pro blízké elektrické pole, druhá pro blízké magnetické pole. Sondy bylo třeba před měřením nejprve kalibrovat a odečíst jejich přijímací charakteristiku U_K , od které se poté odečítají jednotlivé naměřené průběhy U_M , čímž získáme skutečnou hodnotu účinnosti stínění SE (34).

$$SE \text{ [dB]} = U_K \text{ [dB}\mu\text{V]} - U_M \text{ [dB}\mu\text{V]} \quad (34)$$

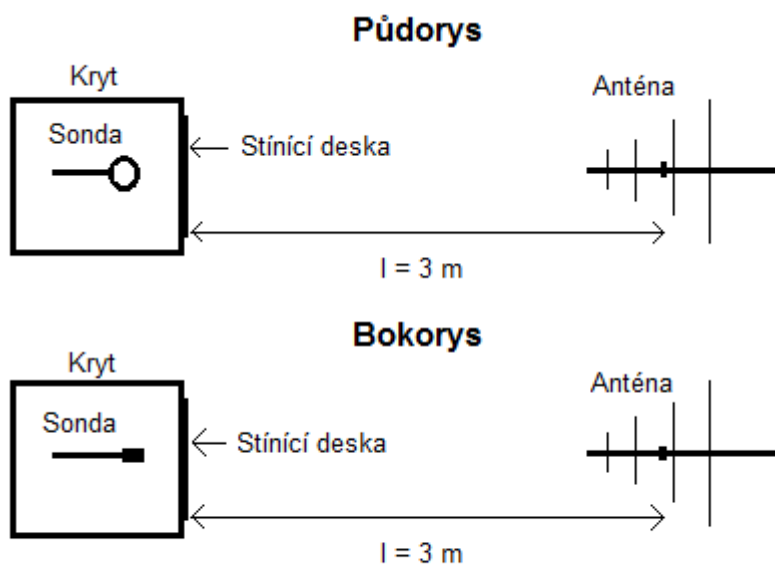
Kalibrace probíhala tak, že přijímací sonda byla umístěna na kusu polystyrenu ve volném prostoru bez stínícího krytu přesně v tom místě, kde bylo později prováděno měření s krytem a stíněním. Kalibrace je vyobrazena na obrázku *obr. 21*. Další obrázky z průběhu měření jsou v příloze A.



Obr. 21 – Kalibrace sondy blízkého pole

Dále bylo třeba určit, která z uvedených sond pole je citlivější a ukazuje přesnější výsledky. Z tohoto důvodu bylo provedeno testovací měření, při kterém se na přístrojový kryt nasadila nejprve plná hliníková stínící deska, poté plná měděná stínící deska a nakonec bylo provedeno měření bez stínící desky.

Uvnitř krytu byla umístěna nejprve sonda blízkého elektrického pole (*E sonda*) a poté sonda blízkého magnetického pole (*H sonda*). Sondy byly umístěny uprostřed přístrojového krytu a jejich přijímací část byla 5 cm za testovanými stínícími deskami. Sondy v krytu byly orientovány horizontálně, přijímací částí namířeny přímo proti vysílací anténě. Schematický náčrt v půdorysu a bokorysu je na obrázku *obr 22*.

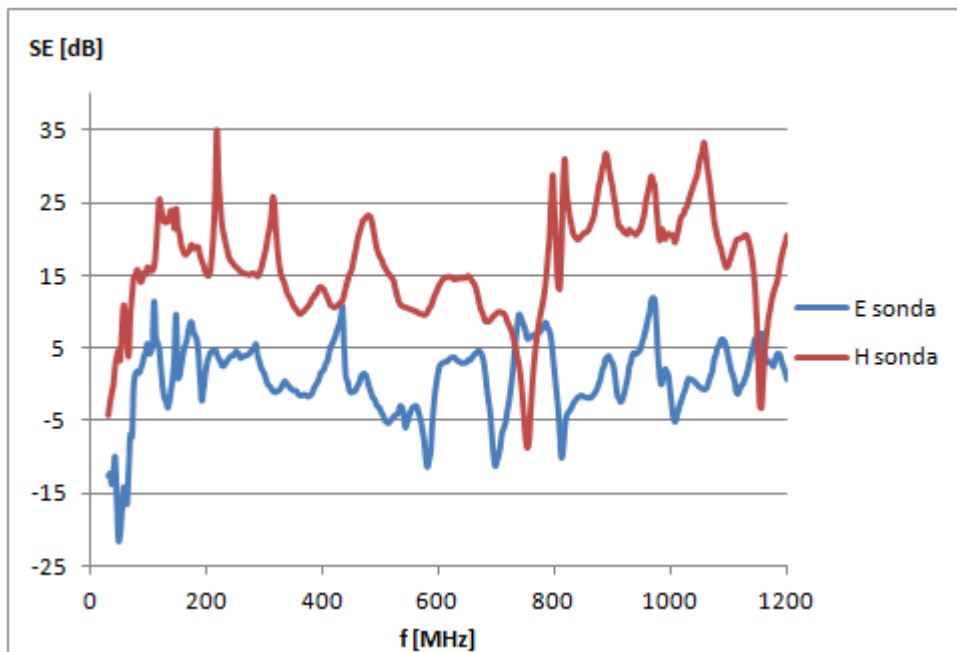


Obr. 22 – Náčrt měřícího pracoviště v půdorysu a bokorysu

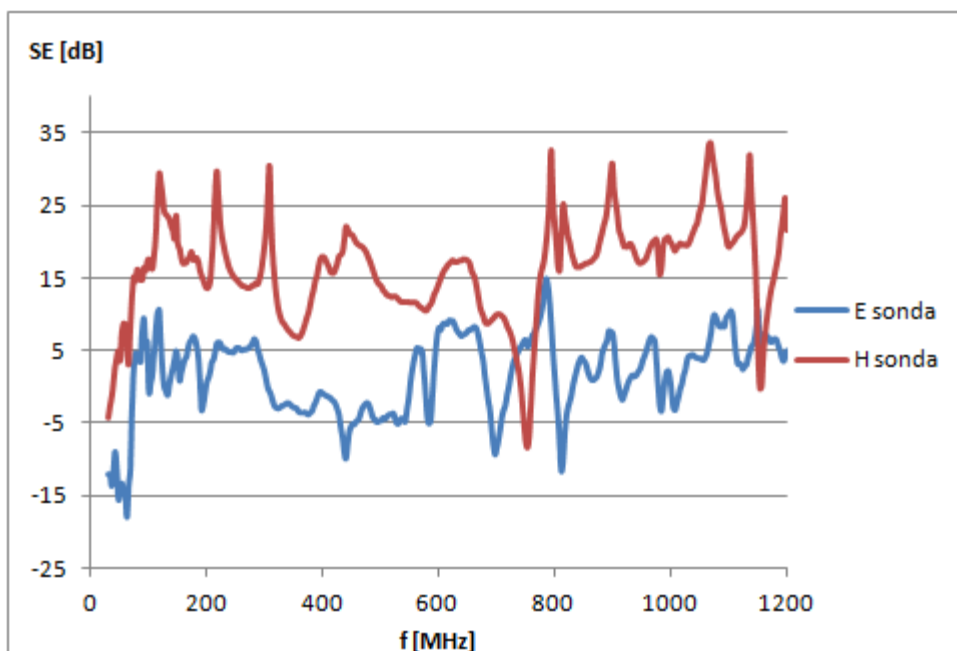
Při tomto konkrétním uspořádání vychází účinnost stínění lepší při horizontální polarizaci rušivého vysílání, což je způsobeno horizontální orientací sond pole.

Porovnání vybraných druhů stínění lze nalézt dále a všechny naměřené průběhy účinnosti stínění ze všech měření lze nalézt v *příloze B*.

Jak již bylo psáno dříve, měření probíhalo s horizontální a poté i s vertikální polarizací. Výsledky měření s hliníkovou deskou a horizontální polarizací rušivého vysílání jsou znázorněny na grafu *graf 1*, měděná deska s horizontální polarizací vysílání je na grafu *graf 2*.



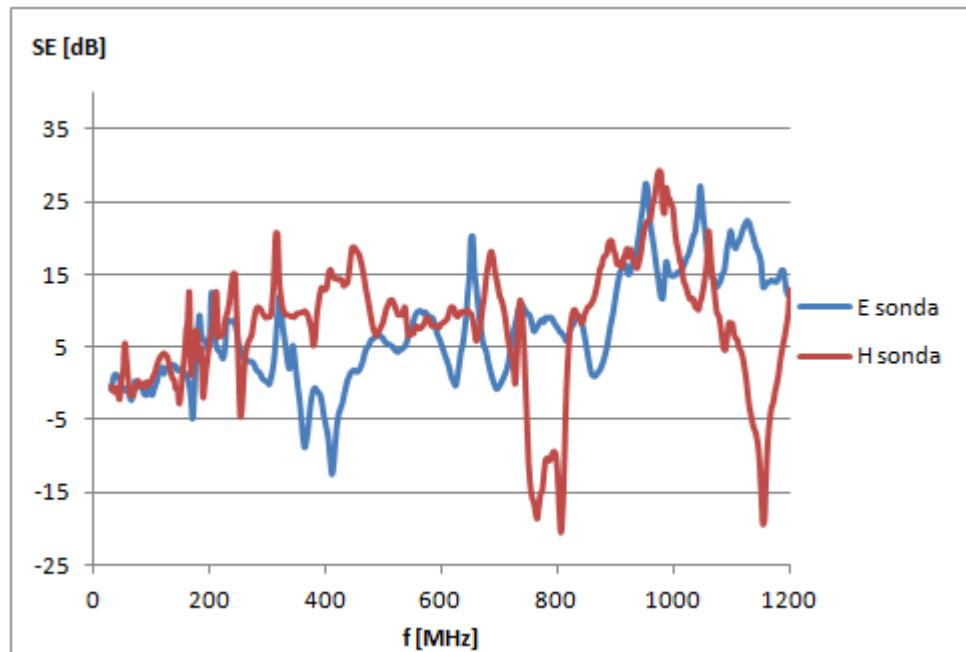
Graf 1 – Testovací měření s hliníkovou deskou a horizontální polarizací



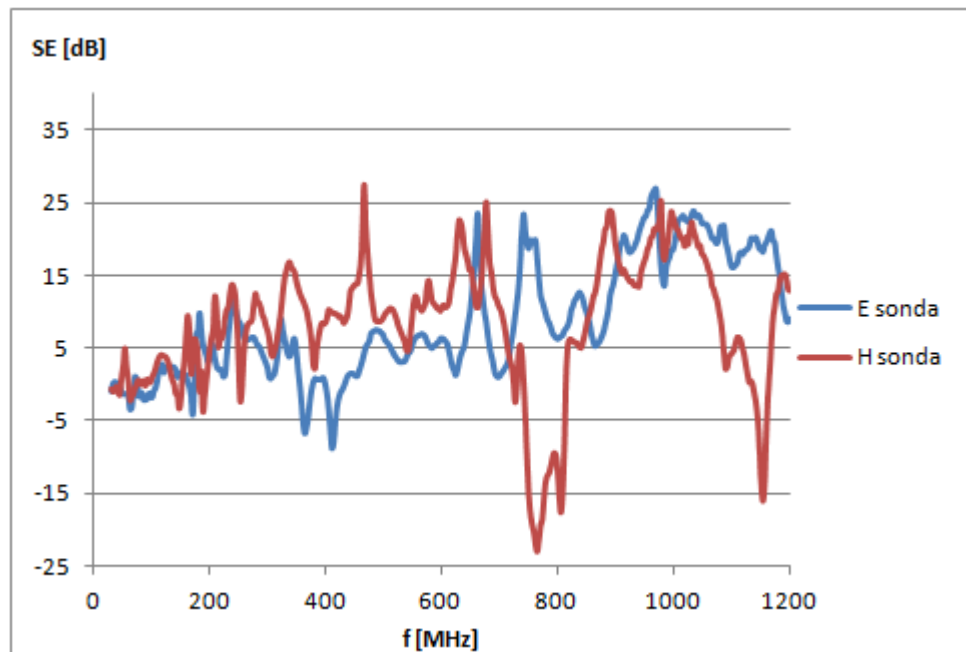
Graf 2 – Testovací měření s měděnou deskou a horizontální polarizací

Jak lze z grafů vidět, sonda blízkého magnetického pole vykazuje lepší výsledky a jeví se tedy jako vhodnější pro měření.

Obdobných výsledků bylo dosaženo i v případě použití vertikální polarizace vysílání, nicméně zde již nebyly rozdíly tak markantní, dokonce můžeme říci, že na vyšších kmitočtech si vedla lépe sonda blízkého elektrického pole. Výsledné účinnosti stínění jsou znázorněny na grafech *graf 3* a *graf 4*.

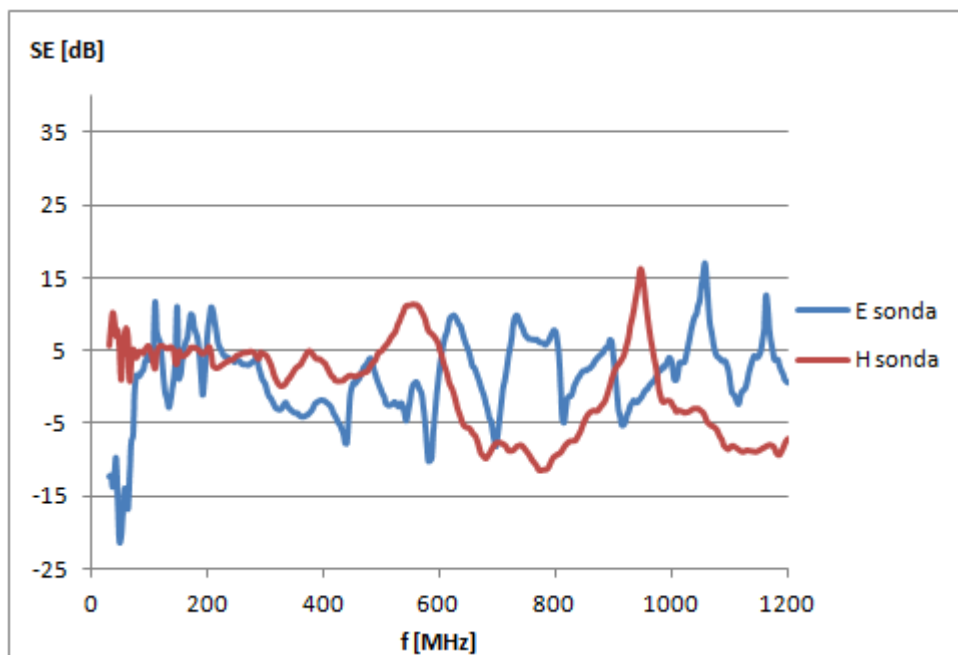


Graf 3 – Testovací měření s hliníkovou deskou a vertikální polarizací vysílání

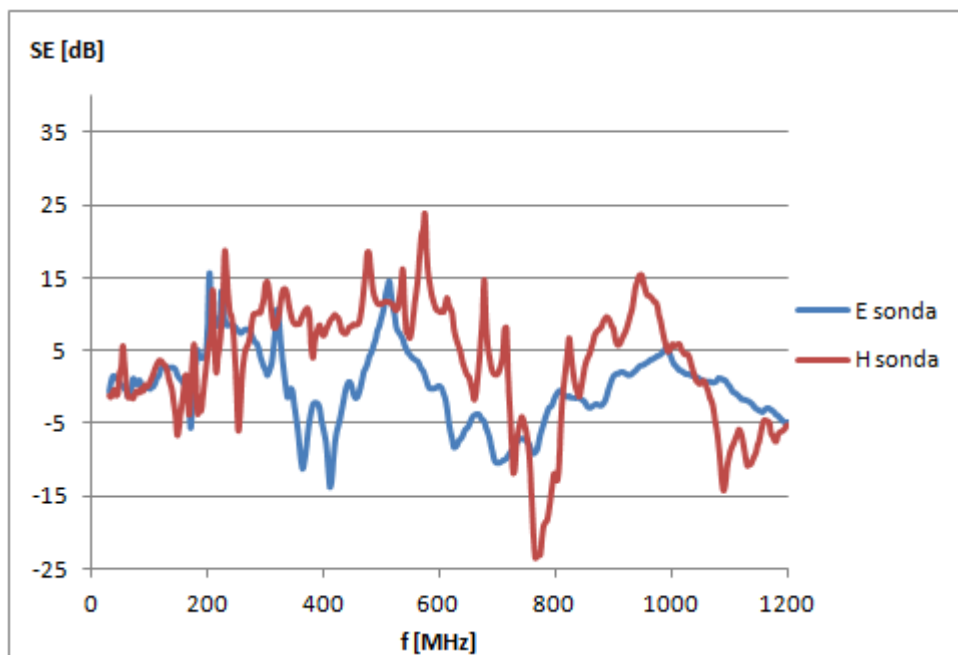


Graf 4 – Testovací měření s měděnou deskou a vertikální polarizací

Jako posledním testem sond pole bylo měření bez stínící desky, znázorněné na grafech graf 5 a graf 6.



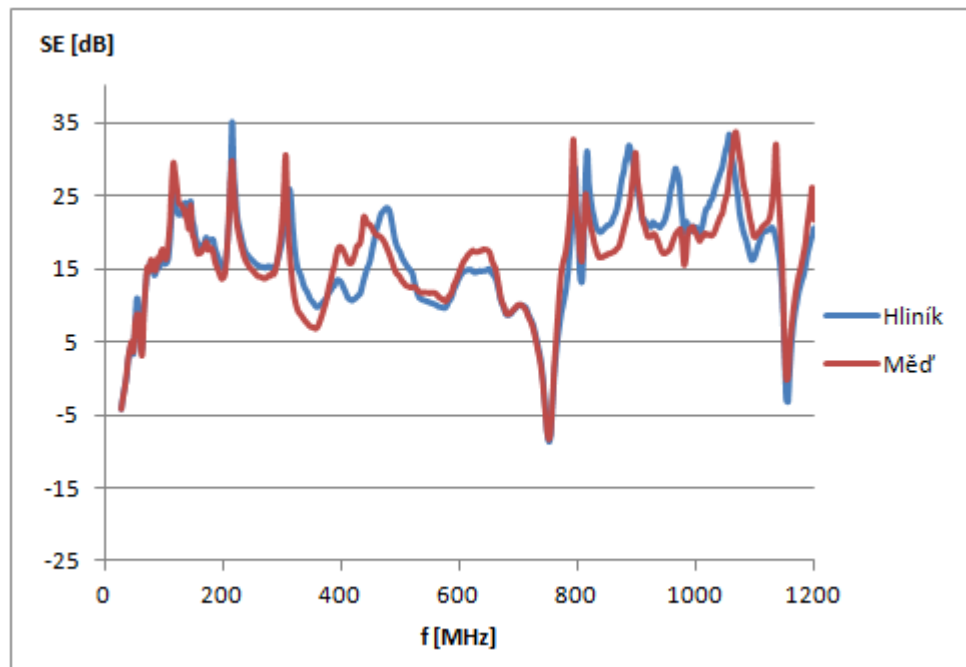
Graf 5 – Měření bez stínící desky s horizontální polarizací vysílání



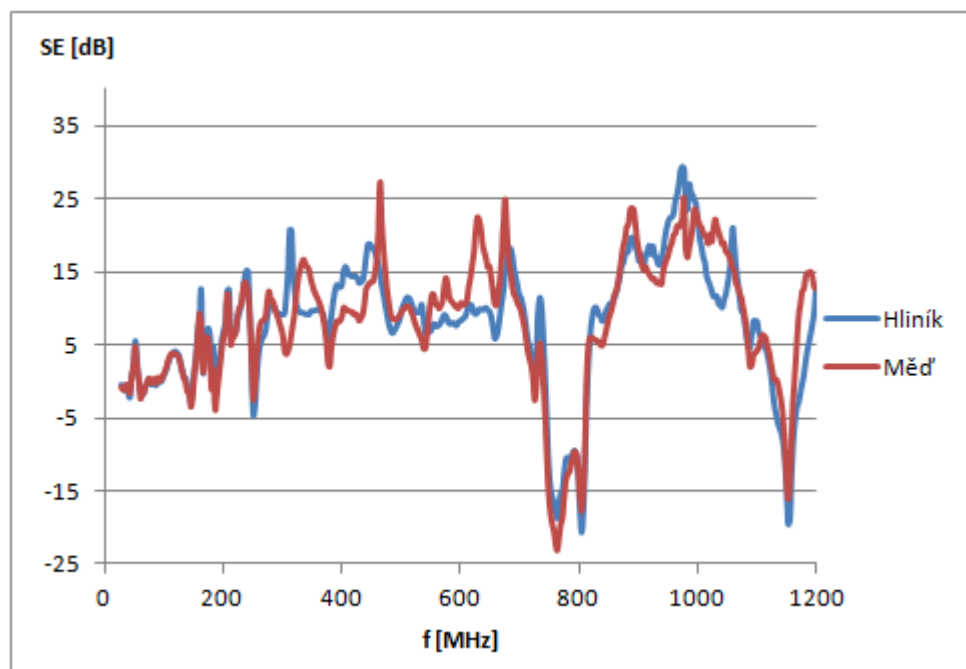
Graf 6 – Měření bez stínící desky s vertikální polarizací

Jak lze z výše uvedených grafů vidět, každá sonda se hodí na jiné kmitočtové pásmo s jinou polarizací vysílání. Přesto však celkově vychází *H sonda* jako vhodnější, a proto byla pro srovnání všech testovaných vzorků vybrána právě tato sonda. Měření byla provedena i pomocí *E sondy*. Srovnání účinností stínění naměřených *E sondou* lze nalézt v příloze C.

Cílem dalšího měření bylo zjistit účinnost stínění hliníku a mědi. Nejprve byl na testovaný vzorek namontován hliníkový stínící plech a poté měděný. Výsledky měření pomocí *H sondy* a horizontální polarizace lze vidět v grafu *graf 7* a vertikální polarizaci pak v grafu *graf 8*.



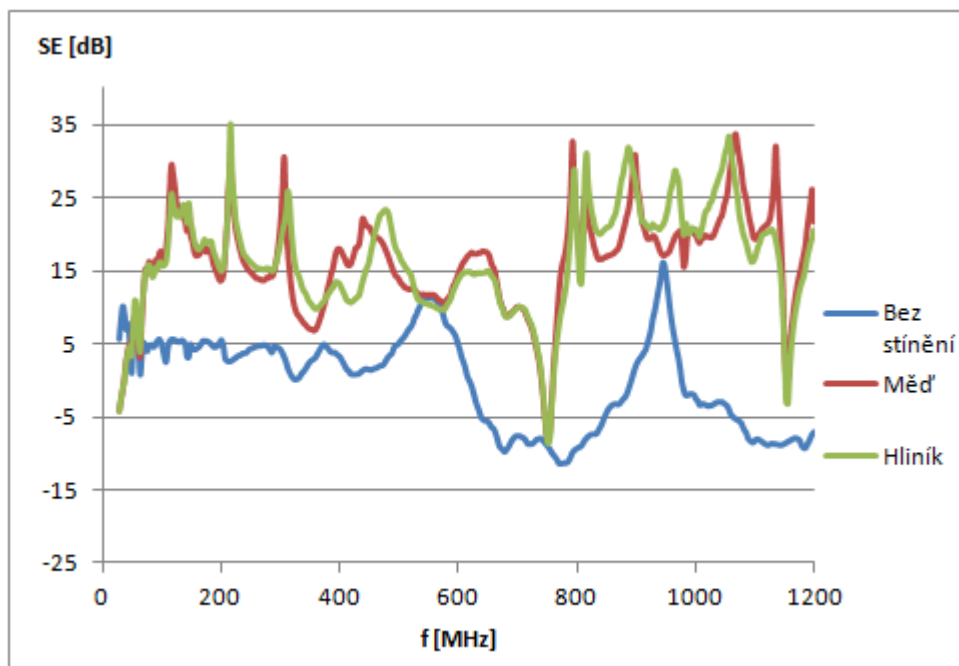
Graf 7 – Srovnání stínění hliník x měď při horizontální polarizaci vysílání



Graf 8 – Srovnání hliník x měď při vertikální polarizaci vysílání

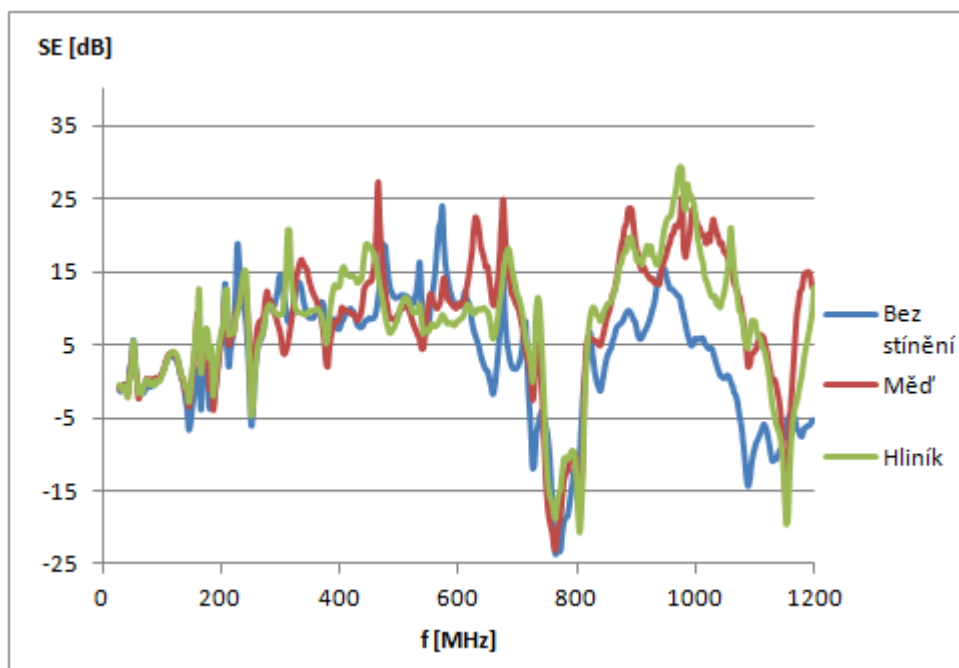
Z výše uvedených grafů lze vidět, že stínící vlastnosti hliníku a mědi jsou velice podobné. Dokonce se dá říci, že hliník, až na pár vybraných kmitočtů, poskytuje mírně lepší stínící vlastnosti.

Na grafu *graf 9* lze vidět srovnání celkové účinnosti stínění při použití hliníkové stínicí přepážky, měděné stínicí přepážky a žádné stínicí přepážky. Opět se zde projeví podobné vlastnosti hliníku a mědi a lze zde názorně vidět důležitost stínících krytů.



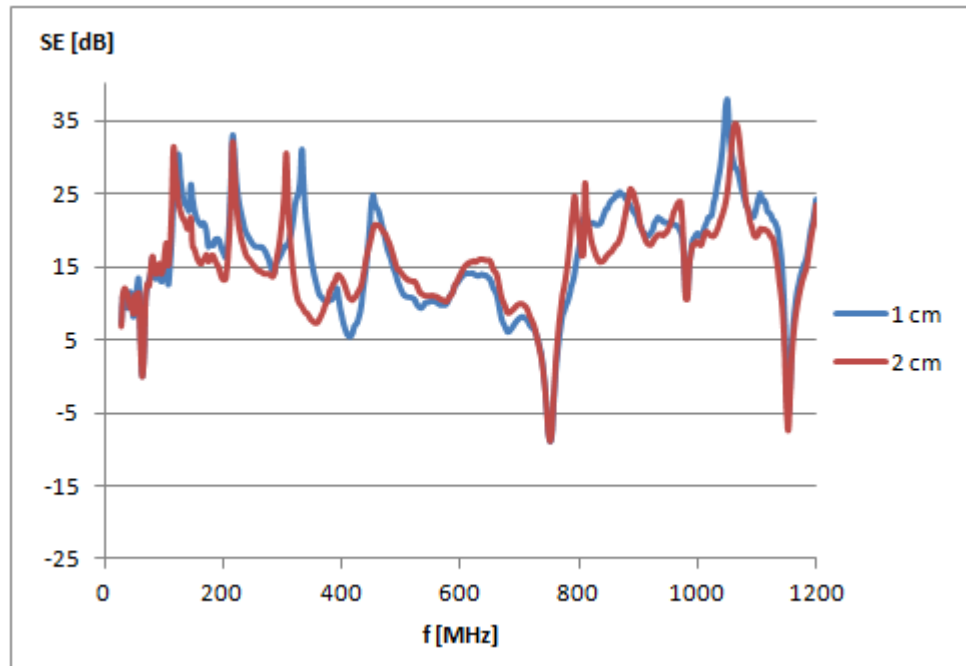
Graf 9 – Porovnání všech typů stínění při horizontální polarizaci vysílání

V případě vertikální polarizace lze říci, že stínění není na nižších kmitočtech tolik nutné a nabývá na důležitosti s rostoucí frekvencí, což je vidět z grafu *graf 10*.

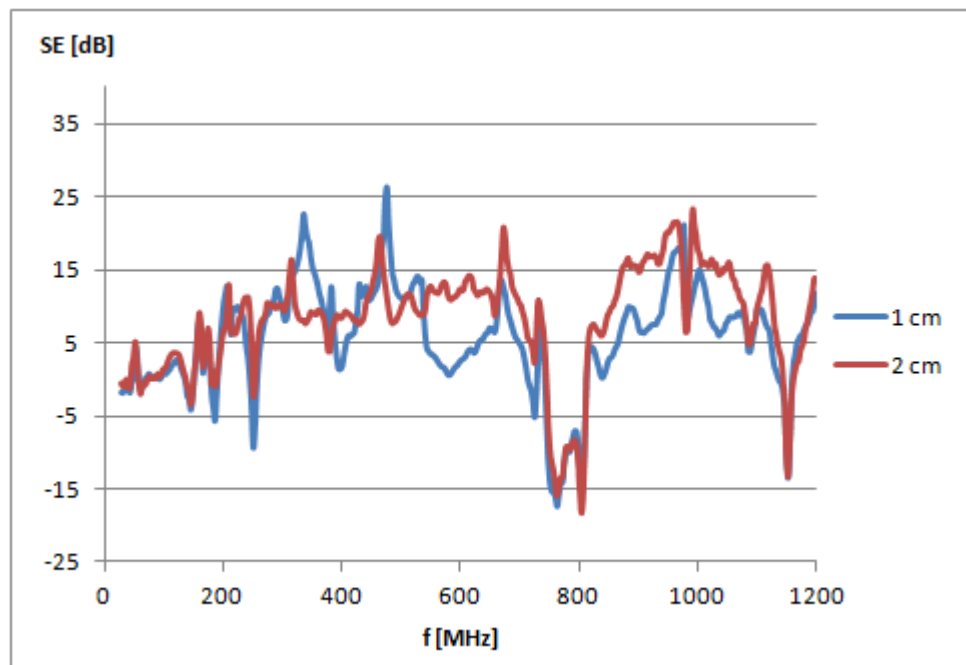


Graf 10 – Porovnání všech typů stínění při vertikální polarizaci vysílání

Veliký vliv na stínění mají také otvory. Cílem dalšího měření bylo určit vliv kruhových otvorů v hliníkové desce o průměru 1 cm a 2 cm na celkovou účinnost stínění. Porovnání jejich vlivu při různých polarizacích rušivého vysílání je znázorněno v grafech *graf 11* a *graf 12*.



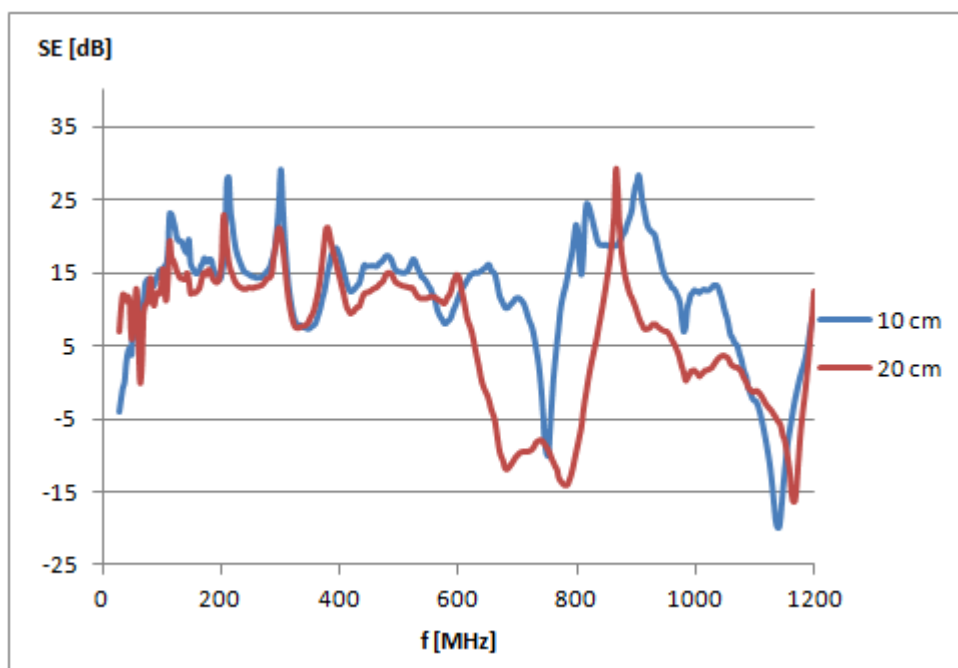
Graf 11 – Porovnání vlivu otvorů na stínění při horizontální polarizaci vysílání



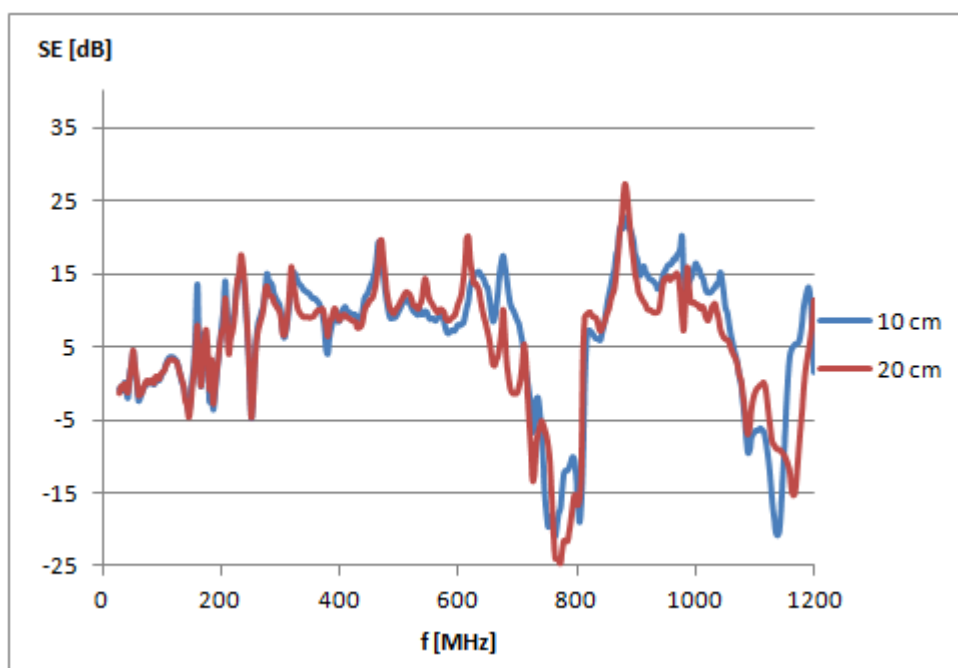
Graf 12 – Porovnání vlivu otvorů na stínění při vertikální polarizaci vysílání

V případě horizontální polarizace vysílání na velikosti otvorů příliš nezáleží. Při vertikální polarizaci se větší otvor jeví jako vhodnější, hlavně na vyšších frekvencích.

Dalším důležitým prvkem jsou také štěrby. V následujících grafech *graf 13* a *graf 14* je demonstrován vliv délky vertikálně orientované štěrby na účinnost stínění.



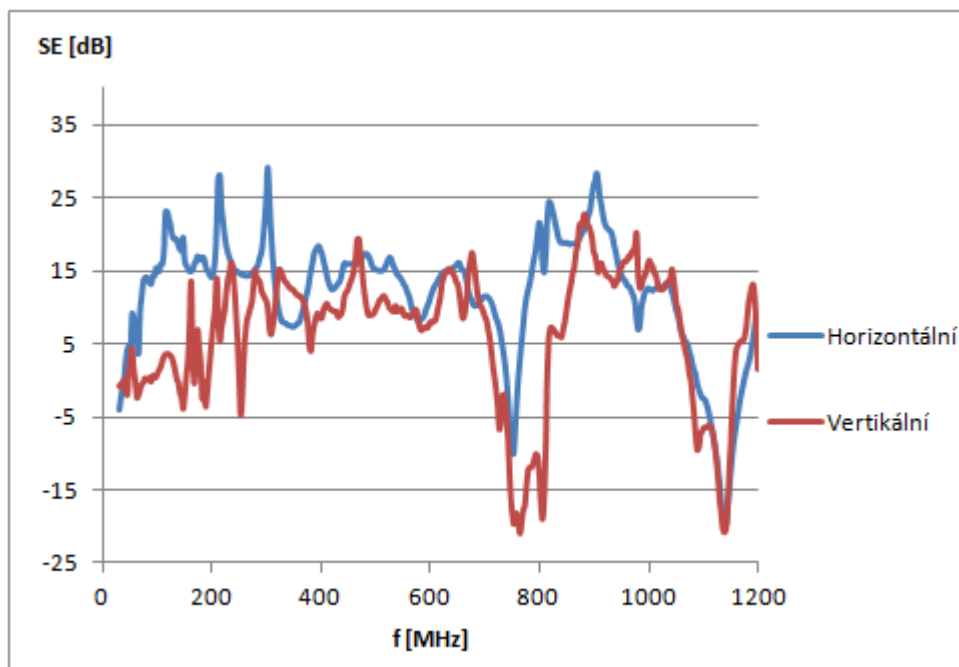
Graf 13 – Vliv štěrbin při horizontální polarizaci vysílání



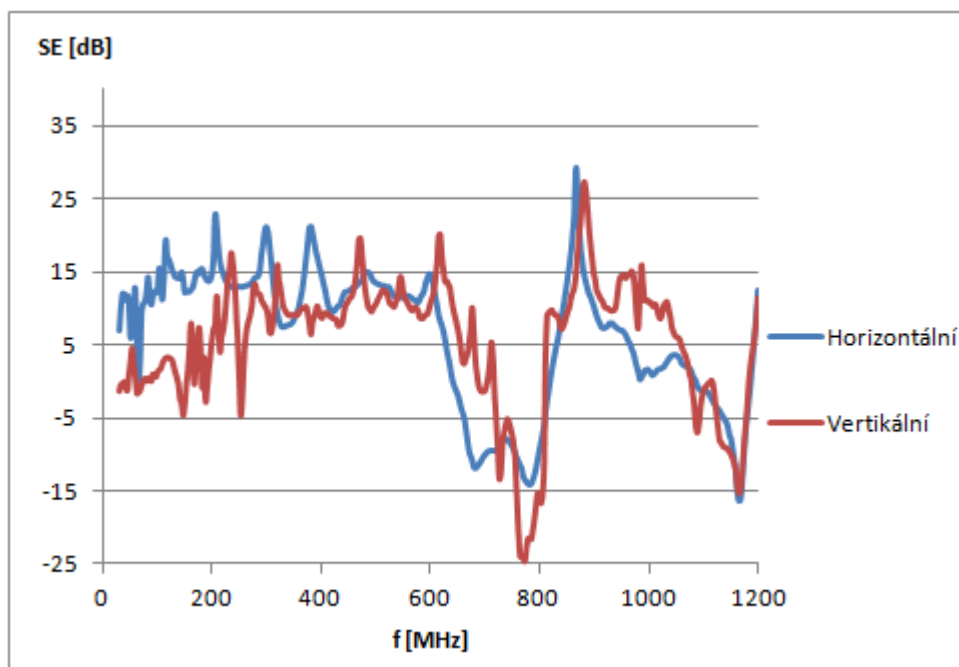
Graf 14 – Vliv štěrbin na stínění při vertikální polarizaci vysílání

Jak lze z grafů vidět, kratší štěrbina poskytuje mírně lepší stínící vlastnosti, hlavně na vyšších frekvencích. Potvrdily se nám tím teoretické předpoklady, kdy by měla klesat účinnost stínění nad kritickou frekvencí, která je v případě delší štěrby rovna 750 MHz.

Posledním měřením byl zjišťován vliv orientace štěrbin vůči polarizaci rušivého vysílání. Štěrbiny dlouhé 10 cm a 20 cm byly orientovány vertikálně a dopadalo na ně rušivé horizontální a vertikální rušení. Výsledky měření jsou znázorněny v grafech *graf 15* a *16*.



Graf 15 – Vliv polarity vysílání na 10 cm dlouhou vertikálně orientovanou štěrbinu



Graf 16 – Vliv polarity vysílání na 20 cm dlouhou vertikálně orientovanou štěrbinu

Jak lze z grafů vidět, při souhlasné polarizaci antény a štěrbinu je na většině frekvencí účinnost stínění horší než v případě rozdílných polarizací.

Závěr

Cílem této diplomové práce bylo ověřit funkčnost, vlastnosti a použitelnost metody měření účinnosti stínění proti elektromagnetickému rušení pomocí sond blízkého pole. Tato metoda je velice rychlá. Proměření zkoušeného objektu touto metodou je otázkou několika málo sekund, zatímco v případě použití jiných metod se může doba potřebná na měření pohybovat i okolo půl hodiny. Rychlost měření je však vykompenzována menší citlivostí této metody. Díky těmto vlastnostem je metoda vhodná pro rychlé orientační porovnávací laboratorní měření, kde je potřeba rychle znát výsledek a nevádí mírná odchylka naměřených hodnot.

Jak již bylo zmíněno, tato metoda je pouze orientační. Naměřené účinnosti stínění se pohybují od -25 dB do $+40$ dB. Metoda tedy není příliš přesná. Pro zpřesnění výsledků by bylo vhodné použít výkonnější zdroj rušivého vysílání. Dále také velmi záleží na typu použité sondy pole, její polarizaci, umístění sondy uvnitř zkoušeného zařízení a orientaci celého systému vůči zdroji rušivého vysílání. Ideální je umístit sondu do středu zkoušeného zařízení, neboť přiblížení sondy k jedné stěně krytu zařízení může ovlivňovat výsledky, například vlivem odrazu rušivých vln od této stěny.

Jak lze vidět z naměřených grafů, všechny výsledky odpovídají teoretickým předpokladům. Nejlepšími materiály pro stínění jsou plné hliníkové a měděné desky. V případě používání otvorů a štěrbin ve stínění je vhodné zajistit, aby jejich velikost byla co nejmenší. Menší otvory a štěrbin mají vyšší kritickou frekvenci a odfiltrují nám tak širší kmitočtové pásmo rušivého vysílání, které může v případě proniknutí do stínícího krytu výrazně snížit účinnost stínění vlivem mnohonásobných odrazů rušení od stěn stínícího krytu, jelikož odrazy se rušení zesiluje. K dalšímu zhoršení účinnosti stínění dochází také v oblastech okolo takzvaných rezonančních frekvencí. Pro tento konkrétní kryt jsou to oblasti okolo kmitočtů 738,09 MHz, 799,18 MHz, 816,76 MHz, 961,92 MHz, 1148,62 MHz a 1188,80 MHz, kde jsou vlivem rezonance výrazné ostré poklesy v naměřených hodnotách účinnosti stínění. [13]

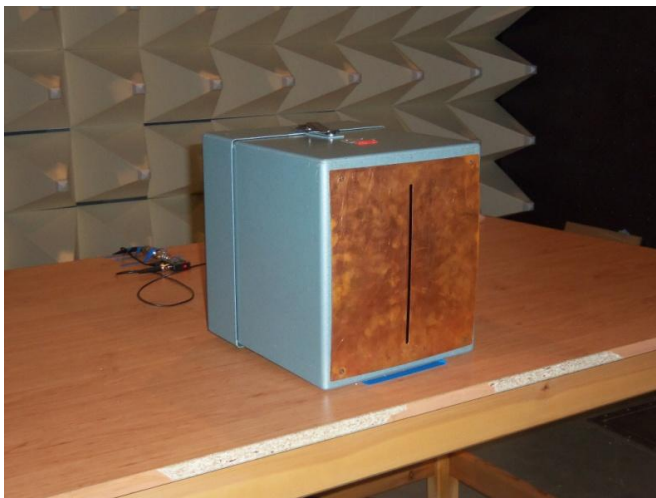
Pro případné pokračování a hlubší zkoumání této metody by bylo vhodné, vyzkoušet vliv osazeného plošného spoje, vloženého do stínícího krytu. Deska plošného spoje může odrážet popřípadě absorbovat rušení, čímž se změní rozložení pole uvnitř krytu a dojde k výrazným změnám celkové účinnosti stínění.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] SVAČINA J.: Encyklopedie elektromagnetické kompatibility. [online] [cit. 2013-2-20]. Dostupné z:
<<http://www.radio.feec.vutbr.cz/emc/index.php?src=encyclopedia>>
- [2] SVAČINA J.: Základy elektromagnetické kompatibility - Část 1: Základní pojmy a členění oboru EMC. [online] [cit. 2013-3-7]. Dostupné z:
<<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00025/index.html>>
- [3] SVAČINA J.: Základy elektromagnetické kompatibility - Část 2: Zdroje rušivých signálů a vazební mechanismy jejich přenosu. [online] [cit. 2013-3-12]. Dostupné z:
<<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00031/index.html>>
- [4] SVAČINA J.: Základy elektromagnetické kompatibility - Část 3: Způsoby omezování rušení – elektromagnetické stínění. [online] [cit. 2013-3-17]. Dostupné z:
<<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00041/index.html>>
- [5] SVAČINA J.: Základy elektromagnetické kompatibility - Část 4: Způsoby a metody měření rušivých signálů. [online] [cit. 2013-3-25]. Dostupné z:
<<http://www.elektrorevue.cz/clanky/01021/index.html>>
- [6] VACULÍKOVÁ, P., VACULÍK, E.: Elektromagnetická kompatibility elektrotechnických systémů. Grada Publishing, Praha, 1998. ISBN 80 7169 5688
- [7] CHATTERTON, P.A., HOULDEN, M.A.: Electromagnetic Theory to Practical Design. John Wiley & Sons Ltd, Chichester, 1992. ISBN 0 471 92878 X
- [8] ŠLIK, O.: EMC parametry rozváděče pro řízení a chránění v energetice. Plzeň 2009. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická
- [9] TSS JAPAN. [online] [cit. 2013-04-20]. Dostupné z:
<<http://www.tssj.jp/content/broadbandantennas.htm>>
- [10] Agilent ESA Series Spectrum Analyzers. [online] [cit. 2013-04-20]. Dostupné z:
<<http://www.testequipmentdepot.com/usedequipment/pdf/esa.pdf>>
- [11] HP Wide Band Amplifiers. [online] [cit. 2013-04-20]. Dostupné z:
<http://www.accusrc.com/objects/catalog/product/extras/4022_8447F.pdf>
- [12] ROHDE&SCHWARZ: Probe Set R&S HZ-15 for E and H near-field emission measurements. [online] [cit. 2013-04-20]. Dostupné z:
<http://cdn.rohde-schwarz.com/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/HZ-15_en.pdf>
- [13] HROMÁDKA, M.: Analýza účinnosti elektromagnetického stínění objektů malých rozměrů. Plzeň 2012. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická

Přílohy

Příloha A - Fotografie



Obr. A.1 – Kryt s měděnou deskou se štěrbinou o délce 20 cm



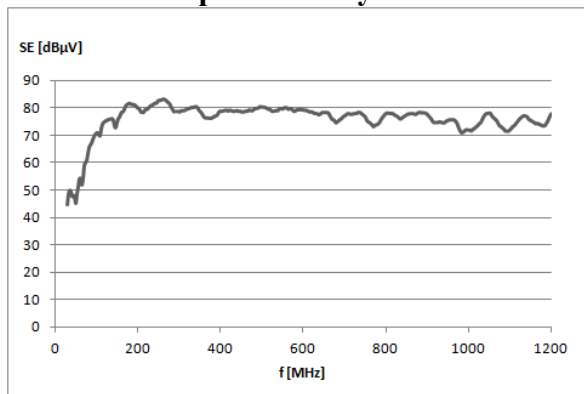
Obr. A.2 – Měření účinnosti stínění bez náhradního krytu



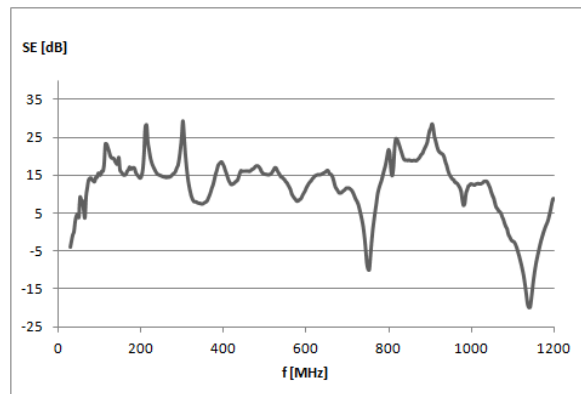
Obr. A.3 – Stínící kryt s plnou hliníkovou náhradní deskou

Příloha B

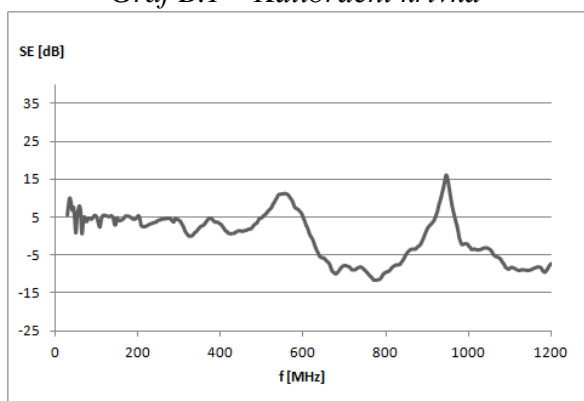
Naměřené průběhy SE u H sondy s horizontální polarizací vysílání



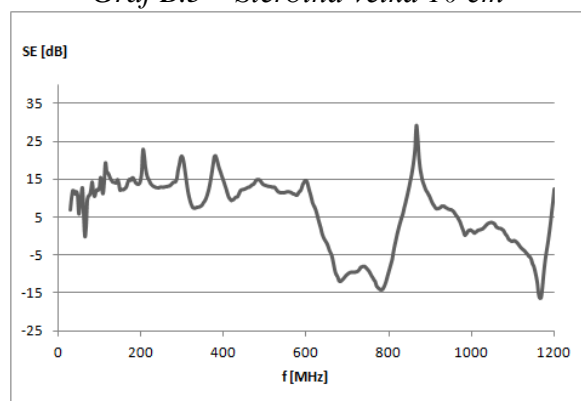
Graf B.1 – Kalibrační křivka



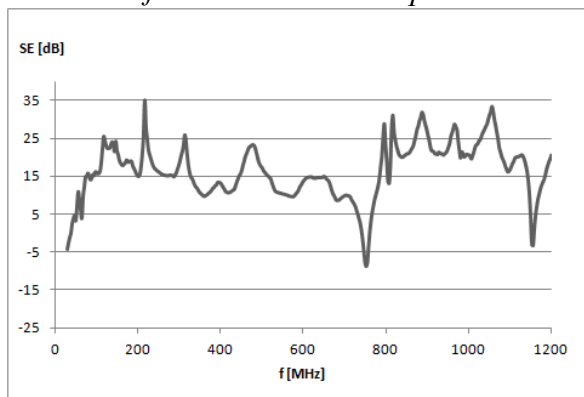
Graf B.5 – Štěrbina velká 10 cm



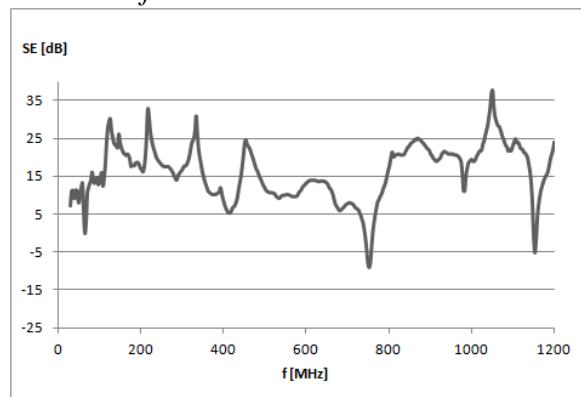
Graf B.2 – Bez stínícího plechu



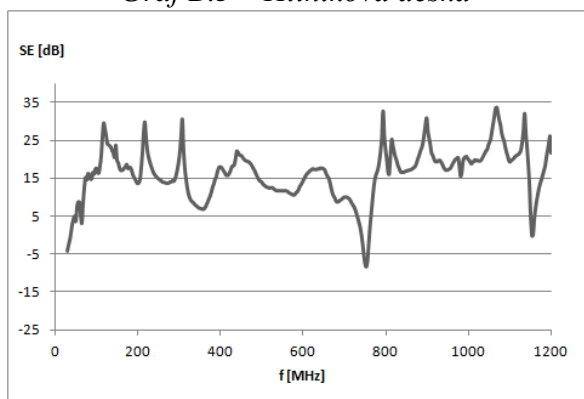
Graf B.6 – Štěrbina velká 20 cm



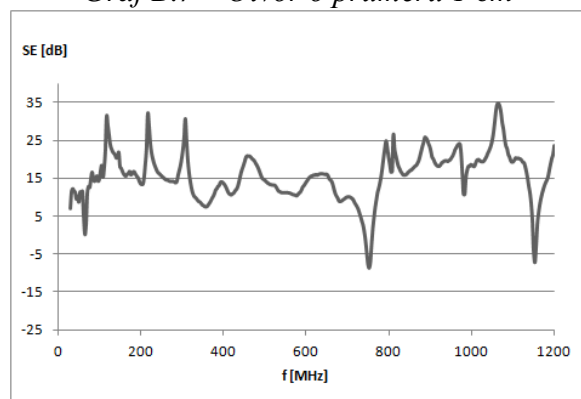
Graf B.3 – Hliníková deska



Graf B.7 – Otvor o průměru 1 cm

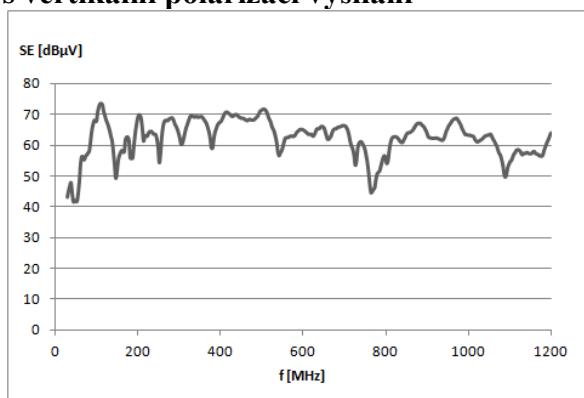


Graf B.4 – Měděná deska

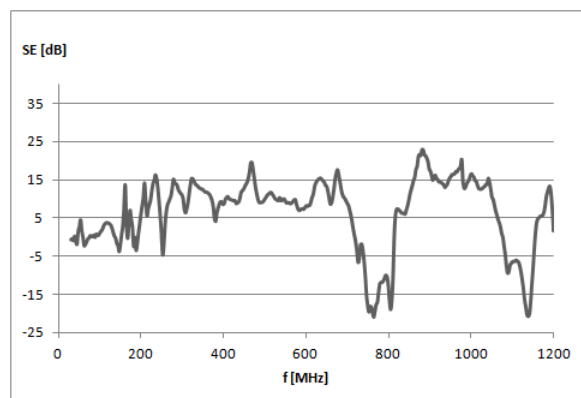


Graf B.8 – Otvor o průměru 2 cm

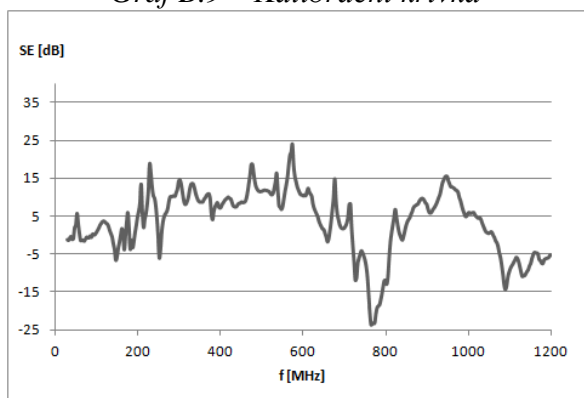
Naměřené průběhy SE u H sondy s vertikální polarizací vysílání



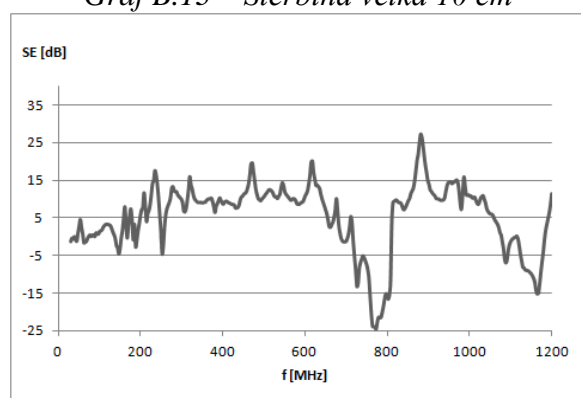
Graf B.9 – Kalibrační křivka



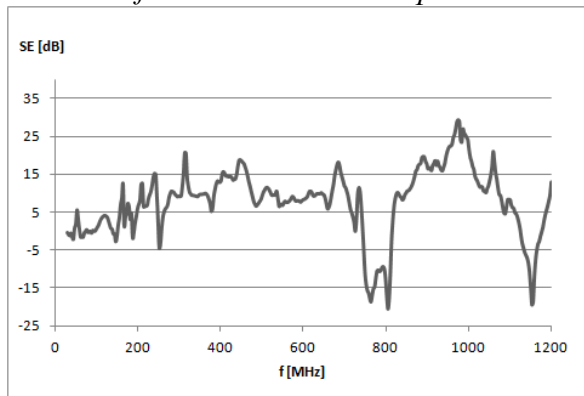
Graf B.13 – Štěrbina velká 10 cm



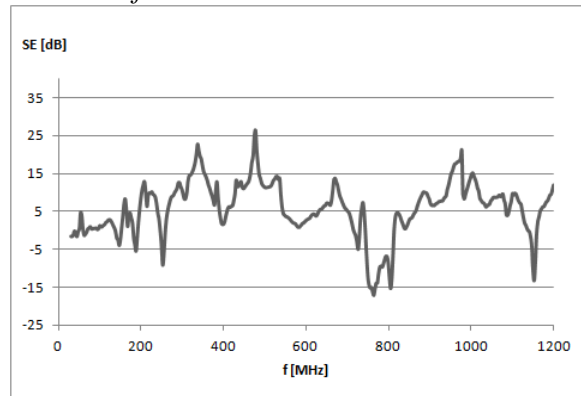
Graf B.10 – Bez stínícího plechu



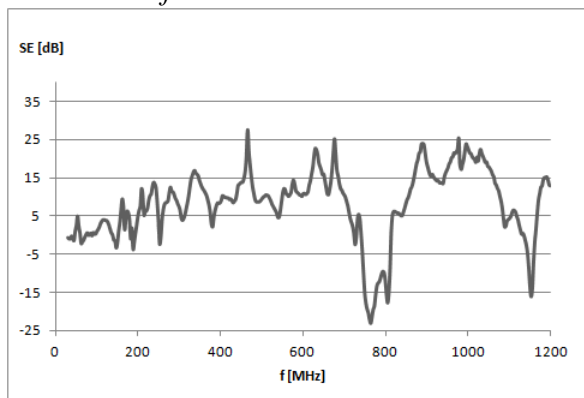
Graf B.14 – Štěrbina velká 20 cm



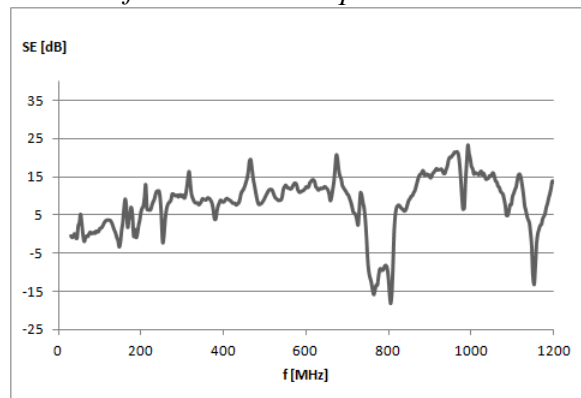
Graf B.11 – Hliníková deska



Graf B.15 – Otvor o průměru 1 cm

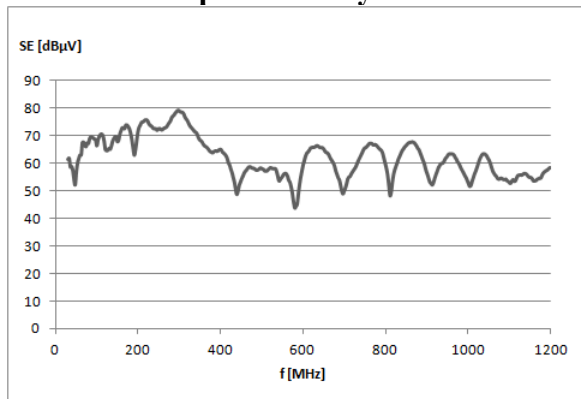


Graf B.12 – Měděná deska

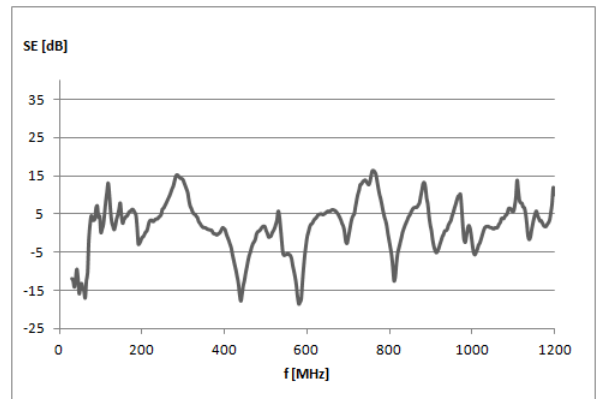


Graf B.16 – Otvor o průměru 2 cm

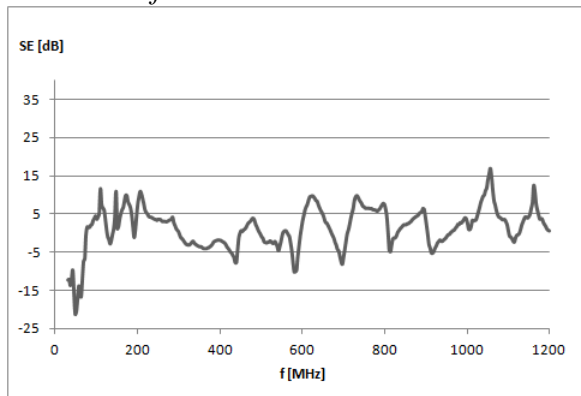
Naměřené průběhy SE u E sondy s horizontální polarizací vysílání



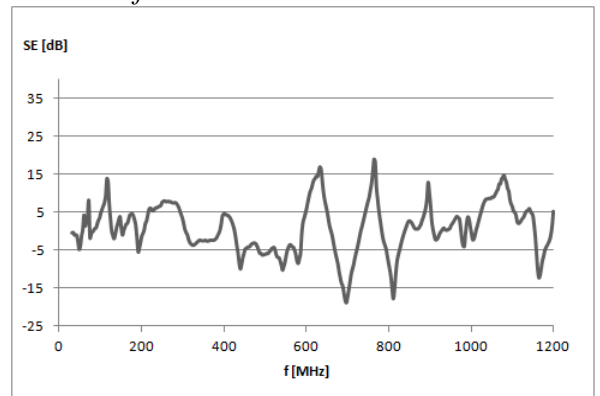
Graf B.17 – Kalibrační křivka



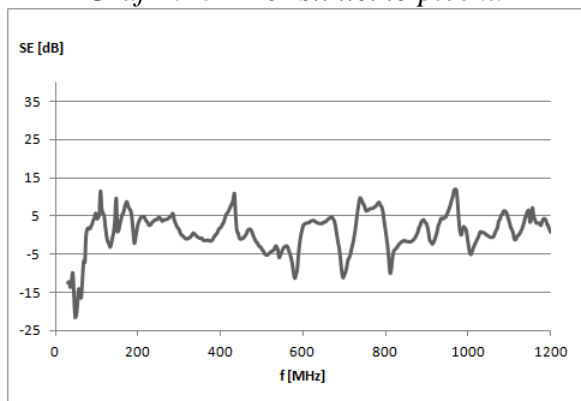
Graf B.21 – Štěrbina velká 10 cm



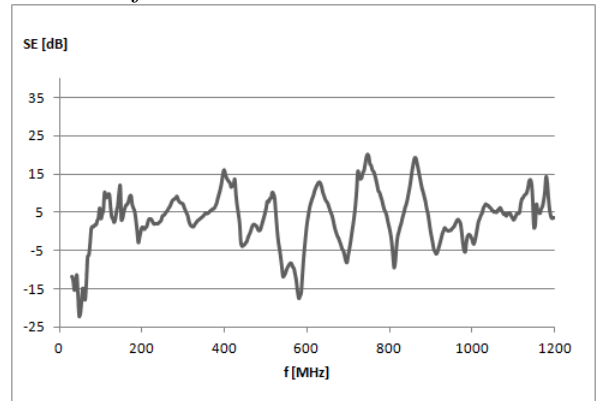
Graf B.18 – Bez stínícího plechu



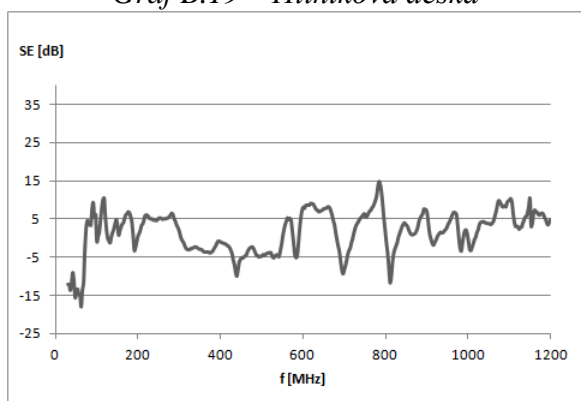
Graf B.22 – Štěrbina velká 20 cm



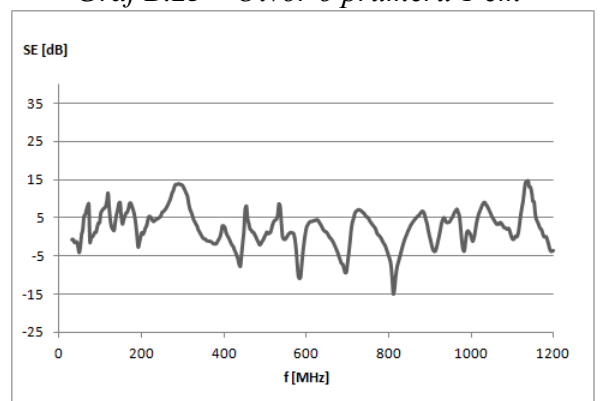
Graf B.19 – Hliníková deska



Graf B.23 – Otvor o průměru 1 cm

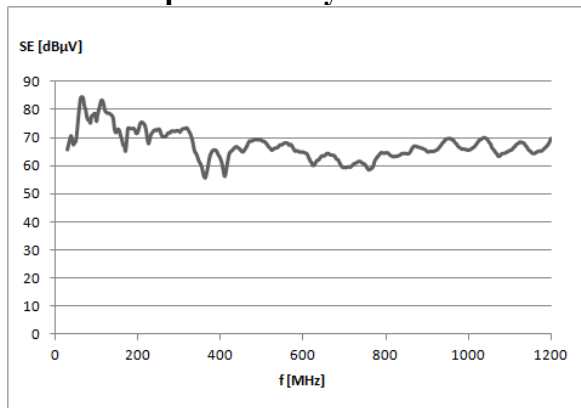


Graf B.20 – Měděná deska

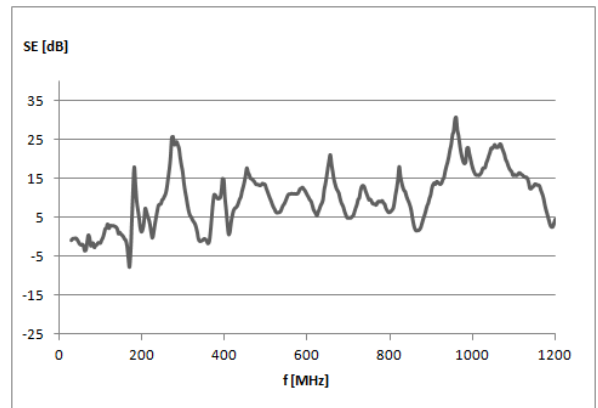


Graf B.24 – Otvor o průměru 2 cm

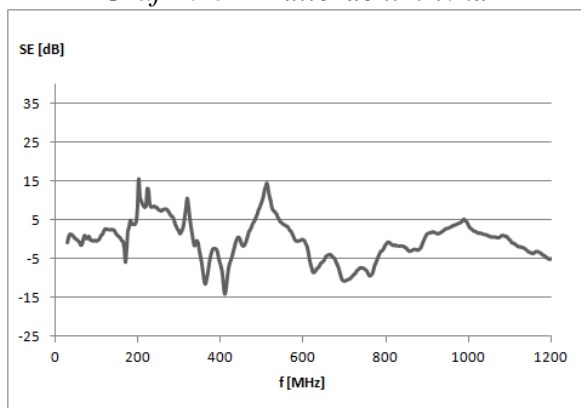
Naměřené průběhy SE u E sondy s vertikální polarizací vysílání



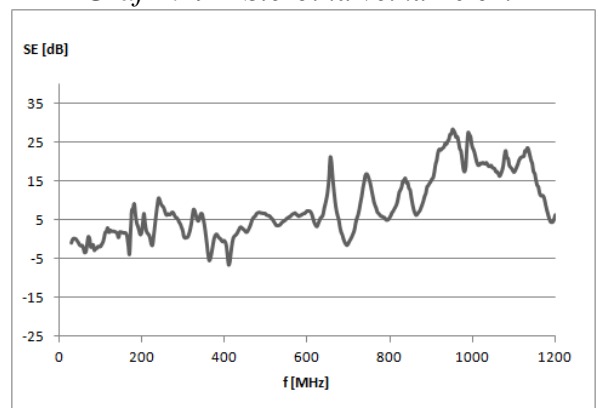
Graf B.25 – Kalibrační křivka



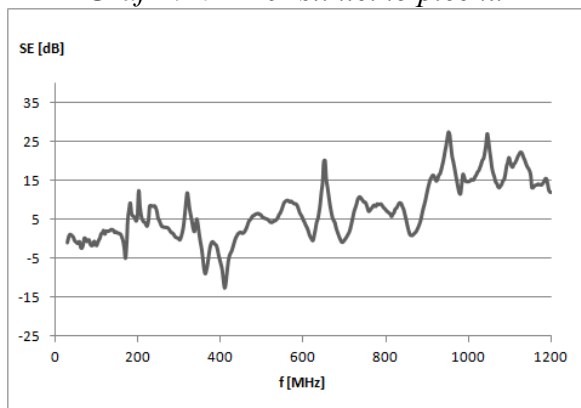
Graf B.29 – Štěrbina velká 10 cm



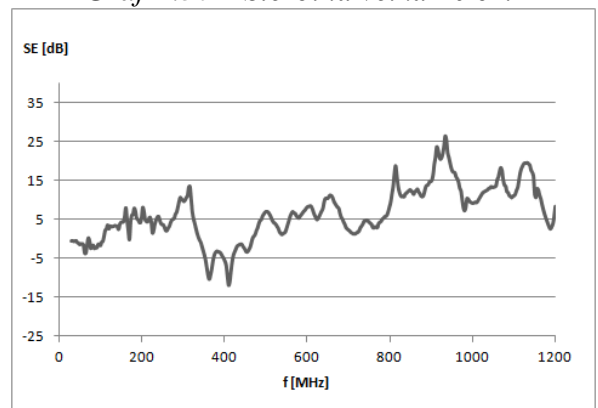
Graf B.26 – Bez stínícího plechu



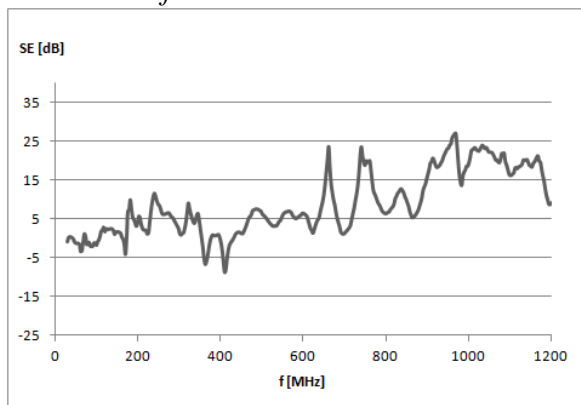
Graf B.30 – Štěrbina velká 20 cm



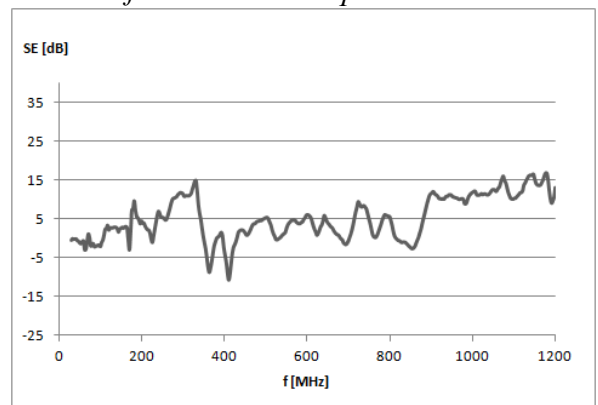
Graf B.27 – Hliníková deska



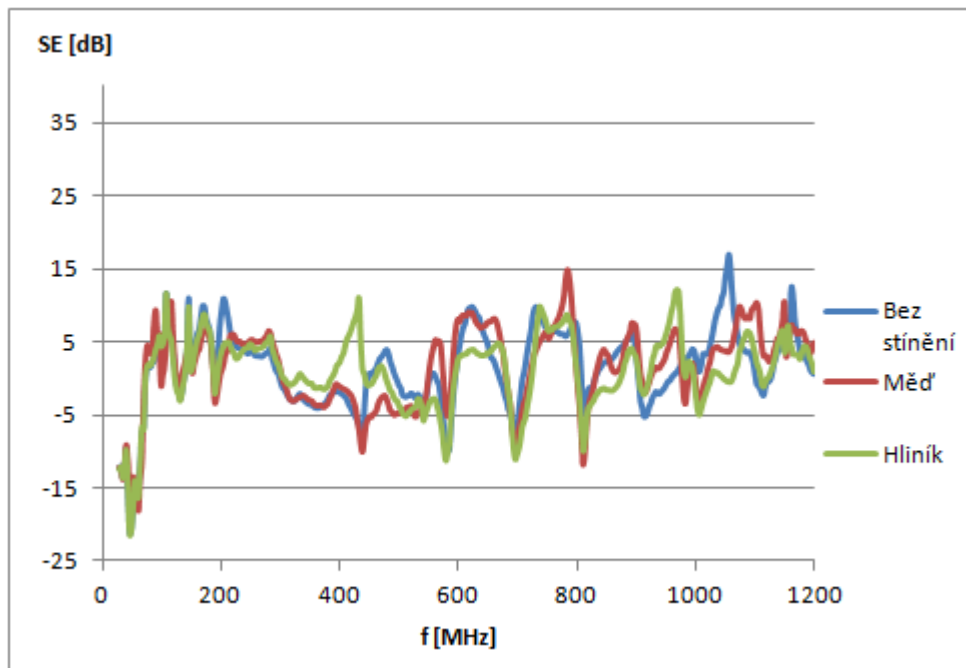
Graf B.31 – Otvor o průměru 1 cm



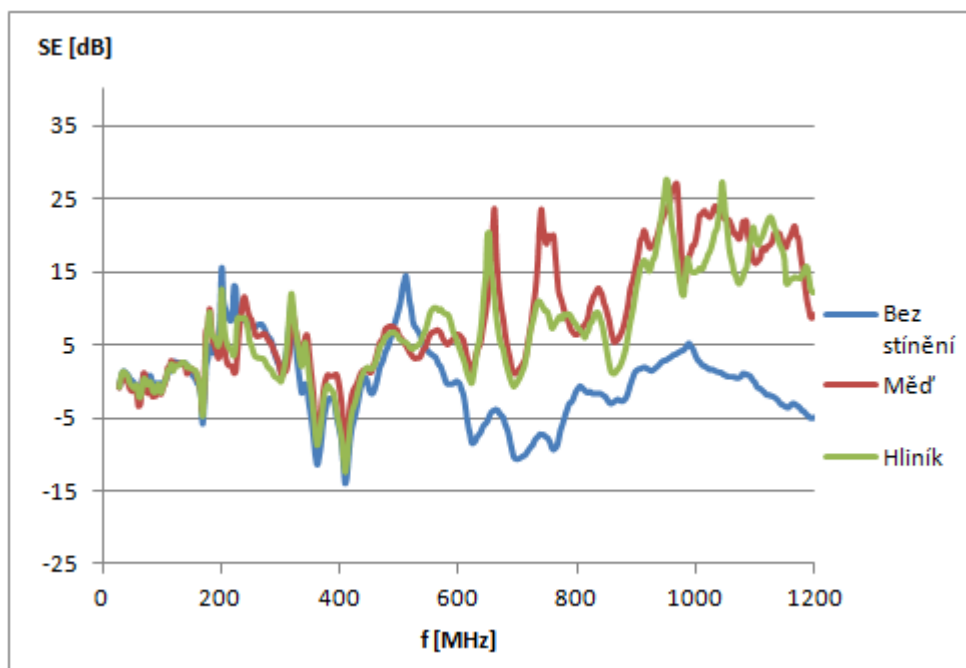
Graf B.28 – Měděná deska



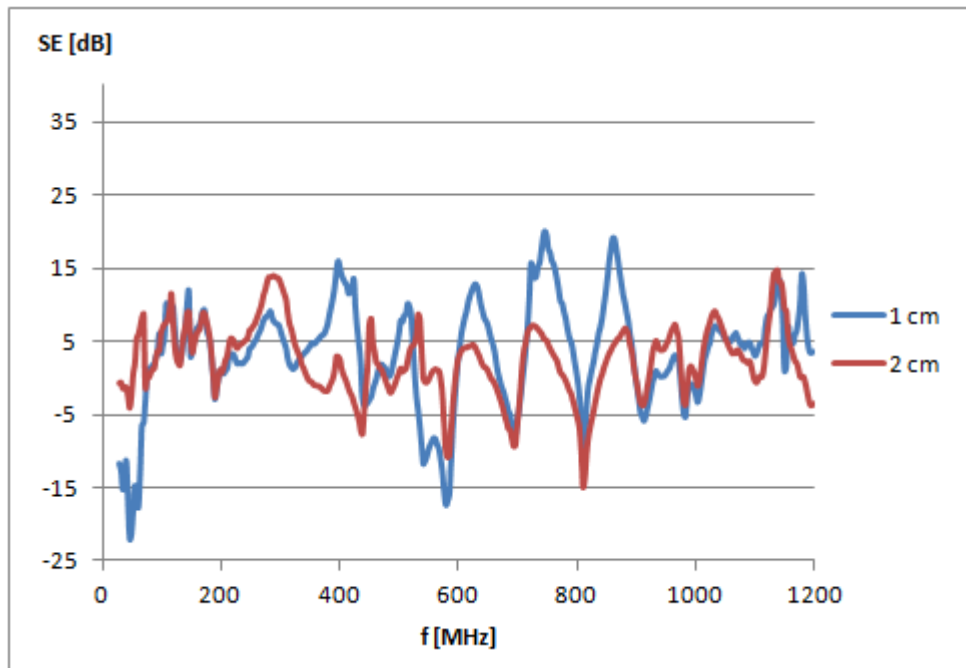
Graf B.32 – Otvor o průměru 2 cm

Příloha C – Účinnosti stínění naměřené pomocí *E* sondy

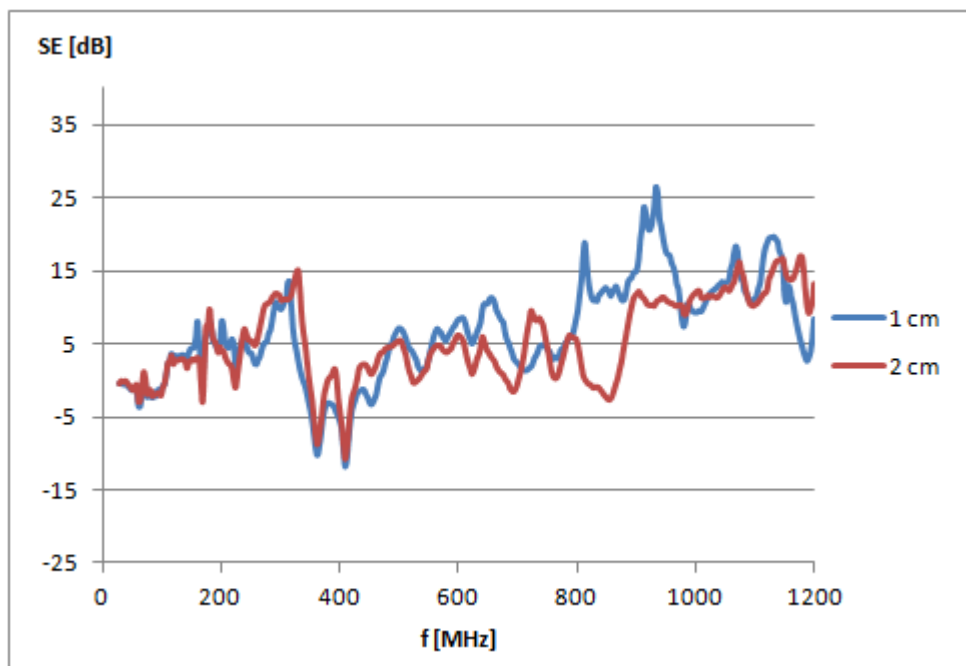
Graf C.1 – SE bez stínicí desky, hliníkové desky a měděné desky změřené E sondou s horizontální polarizací vysílání



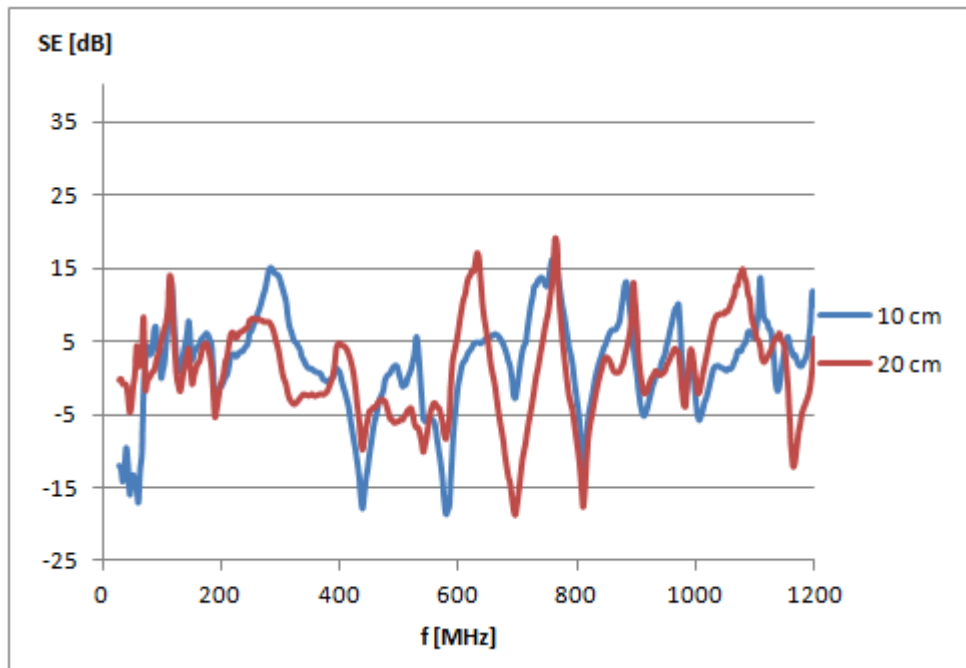
Graf C.2 – SE bez stínicí desky, hliníkové desky a měděné desky změřené E sondou s vertikální polarizací vysílání



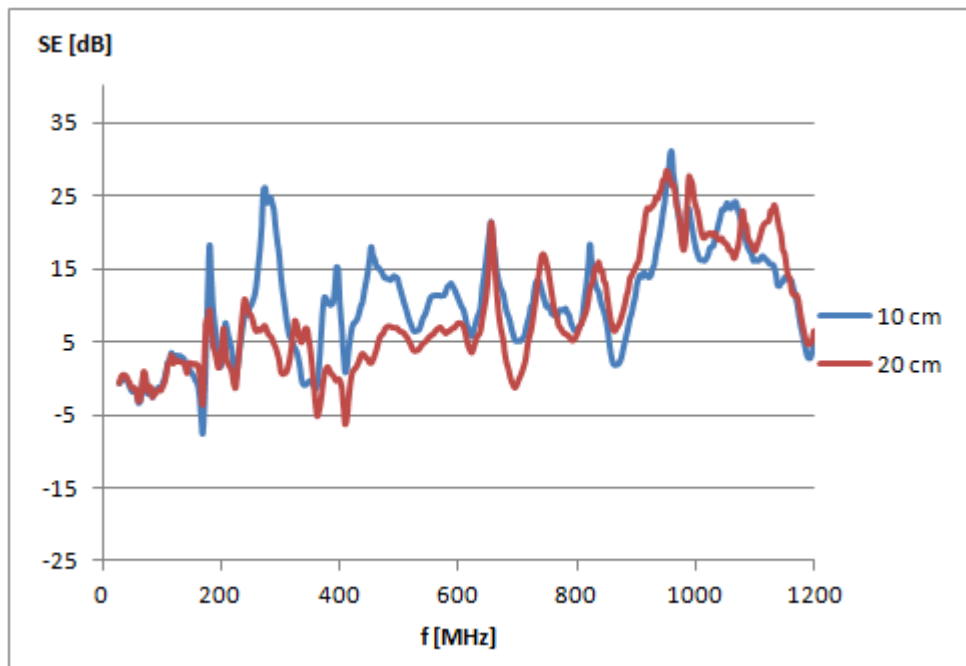
Graf C.3 – SE otvorů o průměru 1 cm a 2 cm změřené E sondou s horizontální polarizací vysílání



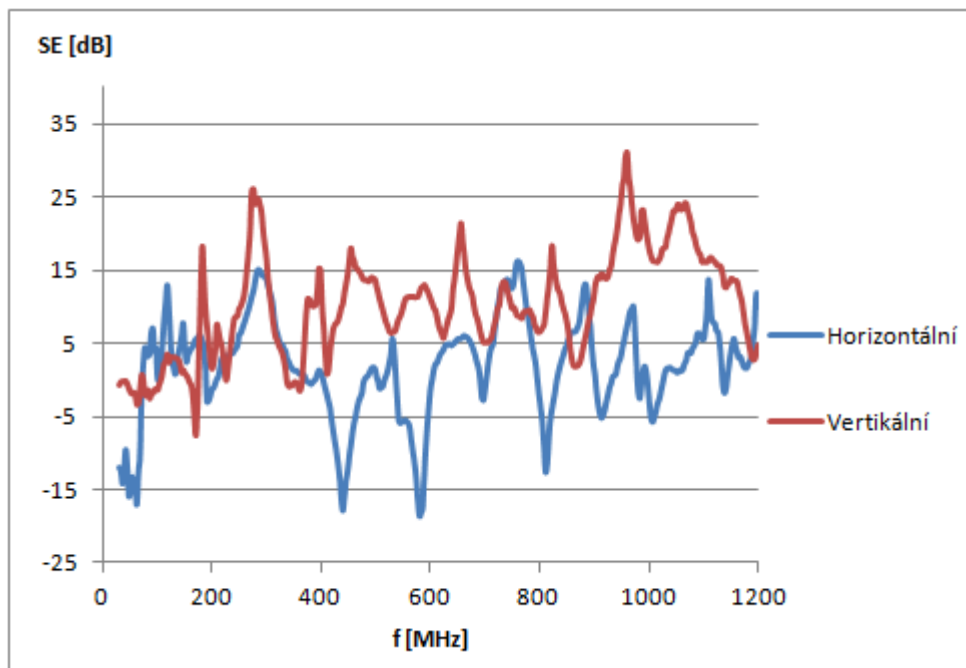
Graf C.4 – SE otvorů o průměru 1 cm a 2 cm změřené E sondou s vertikální polarizací vysílání



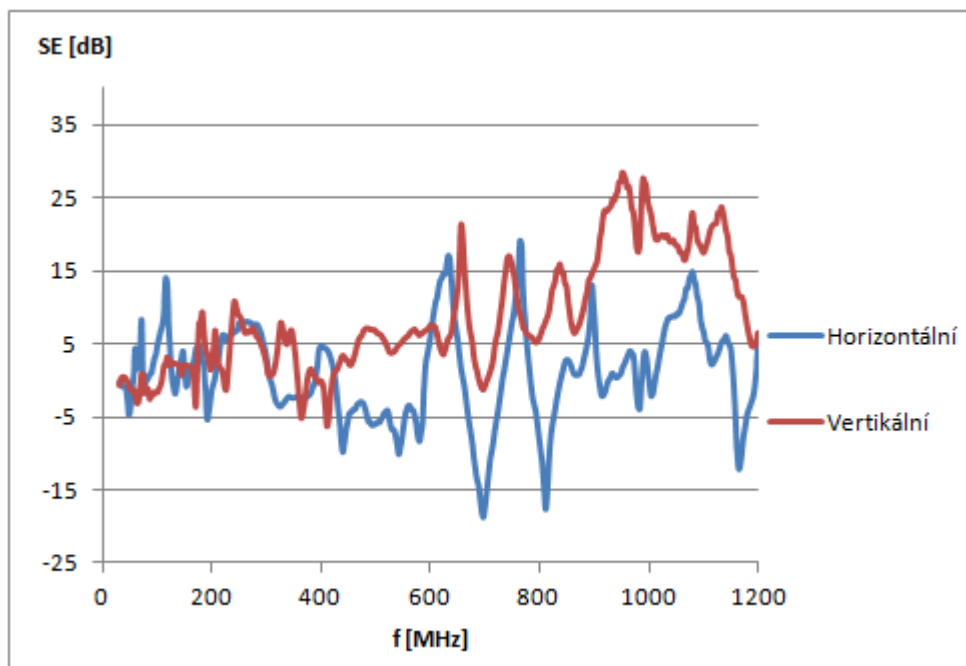
Graf C.5 – SE štěrbin dlouhých 10 cm a 20 cm změřené pomocí E sondy s horizontální polarizací vysílání



Graf C.6 – SE štěrbin dlouhých 10 cm a 20 cm změřené pomocí E sondy s vertikální polarizací vysílání



Graf C.7 – SE 10 cm dlouhé štěrby změřené pomocí E sondy s horizontální a vertikální polarizací vysílání



Graf C.8 – SE 20 cm dlouhé štěrby změřené pomocí E sondy s horizontální a vertikální polarizací vysílání